

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

На правах рукописи



ВОРОНКОВ Григорий Сергеевич

**ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ АВТОНОМНЫХ
СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ НА ОСНОВЕ МЕТОДОВ
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ OFDM-СИГНАЛОВ**

Специальность 05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, доцент
Кузнецов И.В.

Уфа – 2017

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
1 Анализ методов повышения эффективности современных систем радиосвязи.....	14
1.1 Общие принципы и направления развития способов формирования полосового сигнала систем радиосвязи	14
1.2 Принципы построения систем с ортогональным частотным уплотнением.....	15
1.3 Перспективные направления исследования OFDM	24
1.3.1 Борьба с межсимвольными искажениями	24
1.3.2 Формирование сигналов MIMO-OFDM на примере стандарта IEEE 802.11n	26
1.3.3 Повышение помехозащищенности	31
1.4 Повышение энергоэффективности систем передачи OFDM	33
1.4.1 Регулировка мощности мобильной станции базовой станцией по каналу управления.....	33
1.4.2 Поворот сигнального созвездия как способ повышения энергоэффективности	34
1.4.3 Дифференциальная обработка сигналов	35
1.5 Методы вторичного уплотнения	38
1.6 Общая задача построения энергоэффективной системы.....	40
Выводы по главе 1.....	43
2 Разработка кодека для системы беспроводной связи, использующей ортогональное частотное мультиплексирование, на основе дифференциального метода	44
2.1 Экстраполятор на основе фильтра Калмана-Бьюси	44

2.2 Экстраполятор на основе фильтра Винера.....	54
2.2.1 Синтез передаточной функции экстраполятора на основе фильтра Винера.....	55
2.2.2 Пример синтеза передаточной функции экстраполятора на основе фильтра Винера	57
2.3 Координированная экстраполяция сигналов OFDM.....	58
2.3.1 Математическая модель координированного дифференциального преобразователя OFDM-сигнала	61
2.3.2 Синтез передаточной функции координированного экстраполятора	62
2.3.3 Пример синтеза передаточной функции координированного экстраполятора	64
Выводы по главе 2.....	65
3 Вторичное уплотнение в системах OFDM	67
3.1 Разработка вычислительной модели вторичного уплотнения сигналов..	68
3.2 Вторичное уплотнение сигналов в радиоканалах с неограниченной памятью	72
3.2.1 Постановка задачи синтеза системы вторичного уплотнения сигналов на основе оптимизации характеристик радиоканала	73
3.2.2 Общее решение задачи	75
3.2.3 Частные решения задачи синтеза системы вторичного уплотнения параметрическим методом	83
3.3 Разработка алгоритма вторичного уплотнения узкополосных радиосигналов частотным методом.....	84
3.3.1 Постановка задачи	85
3.3.2 Решение задачи	85

3.3.3 Частное решение задачи синтеза системы вторичного уплотнения для речевого сигнала.....	89
Выводы по главе 3.....	94
4 Имитационное моделирование системы передачи с дифференциальной обработкой сигналов. Разработка системы формирования полосового сигнала для системы ДЗЗ и оценка её эффективности.....	96
4.1 План проведения имитационного моделирования.....	96
4.2 Имитационная модель системы ДЗЗ.....	98
4.3 Оценка эффективности системы формирования сигналов для передачи данных ДЗЗ.....	109
Выводы по главе 4.....	113
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	114
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	116
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	117
ПРИЛОЖЕНИЕ А.....	126

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы. В настоящее время повышение энергоэффективности систем связи является особенно важным для беспроводных систем. Одной из основных задач при разработке устройств беспроводной связи (автономных систем связи) является уменьшение их энергопотребления. Одновременно для повышения их спектральной эффективности всё большее распространение приобретает технология ортогонального частотного мультиплексирования (OFDM). Эта технология применяется в беспроводных локальных сетях (WLAN) стандарта WiFi, в сетях сотовой подвижной радиосвязи 4 поколения (LTE и LTE-Advanced), в сетях вещательного цифрового телевидения стандарта DVB-T2. Международным союзом электросвязи (МСЭ) технология OFDM рассматривается как одна из перспективных для организации каналов «спутник – Земля» и «спутник – спутник». Исходя из вышеизложенного, важным представляется повышение энергоэффективности систем связи, использующих ортогональное частотное мультиплексирование.

Решить эту задачу можно различными способами: уменьшением требований к вычислительной мощности бортовых вычислителей, сжатием данных, уменьшением динамического диапазона передаваемых в канал связи сигналов. При этом очевидным требованием является сохранение качества связи при повышении энергоэффективности системы. Известно, что подобным требованиям может удовлетворить использование дифференциального преобразования. Суть метода заключается в снижении динамического диапазона сигнала за счёт его сравнения с экстраполированным сигналом. Схема восстановления сигналов также дополняется блоком экстраполяции для восстановления сигнала сложением принятого сигнала с сигналом, синтезированным экстраполятором. Следовательно, актуальным представляется исследование вопроса применимости дифференциального преобразования в системах с ортогональным частотным уплотнением.

Степень разработанности темы. В современных системах беспроводной связи используются различные методы повышения энергоэффективности. Часть

из них предполагает управление мощностью передачи мобильной станции по каналу управления от базовой станции, например, в сетях сотовой подвижной радиосвязи. Указанный метод позволяет регулировать мощность передатчика мобильного устройства для уменьшения энергопотребления при сохранении качества обслуживания, однако он не позволяет снизить максимальную мощность передачи. На её уменьшение направлены новые перспективные технологии цифровой модуляции и формирования сигналов, такие как поворот сигнального созвездия и двойная квадратурная манипуляция (QQPSK). Однако эти методы требуют глубокой переработки схемотехнических решений, применяемых в существующих системах связи.

При решении проблемы дифференциального преобразования сигналов OFDM в рамках диссертационного исследования использовались труды отечественных и зарубежных ученых. Большой вклад в развитие идей дифференциального преобразования и экстраполяции сигналов оказали работы отечественных учёных: Тихонова В.И., Стратановича Р.Л., Сосулина Ю.Г., Кловского Д.Д., Котельникова В.А., Финка Л.М., Шахновича И.В., Гольденберга Л.М., Карташевского В.Г., Громакова Ю.С., Султанова А.Х. и др. Среди зарубежных учёных необходимо выделить в первую очередь труды Винера Н., Калмана Р.Э., Свами М.Н., Спенсера Р., Клейнрока Л., Мартина Дж., Галлагера Р., Чапина К.К.

Следовательно, решение задачи повышения эффективности энергодефицитных систем передачи, использующих технологию ортогонального частотного мультиплексирования, на основе метода дифференциального преобразования сигналов путём их экстраполяции является актуальным как в научном, так и в практическом отношении.

Объект исследования. Системы беспроводной связи, использующие технологию ортогонального частотного мультиплексирования (OFDM).

Предмет исследования. Методы повышения энергетической эффективности беспроводных систем на базе технологии OFDM.

Целью работы является повышение энергетической эффективности передатчиков систем OFDM за счет использования дифференциального преобразования на базе оптимальной экстраполяции сигналов.

Задачи исследования:

1. Разработка структурных решений для построения дифференциального кодека OFDM-сигналов для автономных систем связи.
2. Разработка математических моделей и методов синтеза передаточной функции экстраполяторов для различных структурных решений дифференциальных OFDM-кодеков.
3. Разработка модификации метода вторичного уплотнения для систем с OFDM.
4. Разработка методики оценки параметров качества предложенных моделей и имитационной модели дифференциального OFDM-кодера для системы дистанционного зондирования Земли и оценка её эффективности.

Научная новизна работы:

1. Разработаны структурные решения для построения кодеков системы с ортогональным частотным мультиплексированием (OFDM), основанные на дифференциальном методе обработки сигналов, отличающиеся наличием оптимального координированного экстраполятора и позволяющие добиться снижения динамического диапазона полосового сигнала.
2. Разработана математическая модель экстраполятора сигнала OFDM, основанная на применении фильтра Винера, отличающаяся совместным рассмотрением спектральных характеристик квадратурных каналов, и позволяющая синтезировать передаточную функцию единого экстраполятора для квадратурных каналов.
3. Разработана модификация метода вторичного уплотнения для систем с OFDM, отличающаяся уплотнением модулированных сигналов, основанная на минимизации взаимного влияния основного и вторичного каналов и позволяющая рассчитывать спектральные характеристики сигнала вторичного канала частот-

ным методом и, на уровне системы связи, передавать параметры экстраполятора приёмному блоку вне зависимости от способа организации основного канала.

4. Разработана методика оценки параметров качества предложенных моделей, отличающаяся последовательностью определения параметров широкополосного сигнала, характеристик экстраполятора и позволяющая определить снижение динамического диапазона полосового сигнала.

Теоретическая и практическая ценность полученных результатов состоит в возможности использования предложенных методов для повышения энергоэффективности существующих систем беспроводной связи. Применение дифференциальной обработки сигналов OFDM позволяет снизить динамический диапазон полосового сигнала, что обеспечивает понижение мощности передающих устройств. Одновременно с этим, экстраполяция сигнала играет роль «памяти канала», повышая помехоустойчивость системы связи в целом, что позволяет сохранить качество связи при снижении отношения сигнал - помеха на приёме. Использование канала вторичного уплотнения для передачи параметров экстраполятора от передающего устройства к приёмному позволяет снизить задержки на управление мощностью и позволяет добиться максимальной близости сигналов, экстраполированных приёмником и передатчиком. Синтезированные передаточные функции экстраполятора позволяют адаптивно изменять мощность полосового сигнала в зависимости от изменения параметров канала.

Методология и методы исследования. Результаты работы получены с использованием математического аппарата теории вероятностей и математической статистики, системного анализа, теории электрической связи, методов оптимальной фильтрации Калмана – Бьюси и Винера – Хопфа. Применены методы математического моделирования с использованием программных пакетов Maple и MatLab.

Положения, выносимые на защиту:

1. Структурные решения (схемы) кодеков для систем OFDM, основанные на координированной экстраполяции сигналов синфазного и квадратурного каналов.

2. Математические модели кодеков для систем OFDM для дифференциального преобразования «по входу» и «по выходу» и методы синтеза соответствующих передаточных функций координированного экстраполятора, основанные на решении модифицированных уравнений Винера – Хопфа и Калмана.

3. Алгоритм синтеза спектральных характеристик канала вторичного уплотнения для систем OFDM.

4. Методика оценки эффективности применения дифференциального способа обработки сигналов в оптико-электронном комплексе микроспутника дистанционного зондирования Земли.

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

Апробация результатов. Основные научные и практические результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на 5 международных и всероссийских научно-технических конференциях:

– XVI и XVII Международной научно-технической конференции «Проблемы техники и технологии телекоммуникаций», г. Уфа, 2015 г.;

– XVI и XVII Международной научно-технической конференции «Проблемы техники и технологии телекоммуникаций», г. Самара, 2016 г.;

– Международной научно-технической конференции «Перспективные информационные технологии», г. Самара, 2017 г.;

– Международной научно-технической конференции «Прикладная электродинамика, фотоника и живые системы – 2017», г. Казань;

– III Международной конференции по фотонике и молодёжной школе «Информационные технологии и нанотехнологии», г. Самара, 2017 г.;

Публикации. По материалам диссертации опубликовано 10 научных работ, в том числе 3 статьи в рецензируемых научных журналах из перечня ВАК (из которых 1 статья в научном издании, входящем в базы цитирования RSCI на платформе Web of Science), 7 работ в сборниках трудов и материалах конференции.

Личный вклад. Постановка основных задач принадлежит научному руководителю. Основные результаты диссертации получены автором самостоятельно. Самостоятельно были разработаны: новые структурные решения (схемы) построения кодеков систем OFDM на основе дифференциальной обработки сигналов с использованием их экстраполяции, математические модели экстраполяторов на основе фильтра Калмана – Бьюси и Винера – Хопфа, алгоритм синтеза канала вторичного уплотнения для систем OFDM, структурное решение по использованию дифференциального метода в канале связи системы дистанционного зондирования Земли. Также автором диссертации были самостоятельно получены результаты имитационного моделирования.

В перечисленных в диссертации работах соискателем лично получены следующие результаты:

- в работах [50, 51] предложены новые структурные решения (схемы) построения кодеков систем OFDM на основе дифференциальной обработки сигналов с использованием их экстраполяции;

- в работах [57, 58, 60, 62, 63] разработаны математические модели экстраполяторов на основе фильтра Калмана – Бьюси и Винера – Хопфа;

- в работе [65] предложена модификация метода синтеза канала вторичного уплотнения для систем OFDM;

- в работах [69, 70] представлены результаты имитационного моделирования метода дифференциального преобразования OFDM-сигналов.

Опубликованные работы полностью отражают основное содержание диссертационной работы. Все основные положения и результаты, выносимые на защиту, отражены в публикациях автора: по главе 1 – [50, 51]; по главе 2 – [57, 58, 60, 62]; по главе 3 – [63, 65]; по главе 4 – [69, 70]. Три работы написаны автором единолично, другие совместно с научным руководителем или другими членами научного коллектива.

Материалы диссертационной работы использовались в рамках базовой части государственного задания № 8.5701.2017/БЧ по теме «Разработка принципов синтеза радио- оптических информационно-телекоммуникационных систем с управле-

нием по угловому моменту электромагнитного поля на основе спинорного представления уравнений Максвелла».

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка используемой литературы и приложений. Содержит 126 с. машинописного текста, 47 рисунков, список использованной литературы из 73 наименований, приложения на 1 с.

Во введении обоснована актуальность темы, сформулирована основная цель работы, изложены основные положения, выносимые на защиту.

В первой главе рассмотрены основы функционирования и особенности системы связи, использующих технологию ортогонального частотного мультиплексирования, проведен анализ существующих структурных решений формирования сигнала OFDM, существующих методов повышения энергоэффективности систем связи и вторичного использования каналов.

В исследованных источниках задача повышения энергетической эффективности решается оптимизацией структуры кадра OFDM, регулированием мощности передачи мобильного устройства с использованием канала управления в соответствии с получаемыми от базовой станции сигналами. Такой подход не решает вопроса снижения максимальной мощности передатчика мобильной станции и позволяет только снижать её мощность при возможности сохранения требуемого качества обслуживания. Существует также метод поворота сигнального созвездия, однако его использование требует глубокого изменения схемы формирования сигналов. Описана идея использования дифференциального метода формирования сигналов OFDM-систем для снижения динамического диапазона их полосового сигнала. На основании вышесказанного были сформулированы задачи исследования.

Во второй главе предлагаются схемные решения поставленных задач. Рассмотрены структурная схема тракта формирования OFDM-сигнала с экстраполяцией «по входу» и «по выходу». Показано, что требованиям, предъявляемым к экстраполятору в схеме экстраполяции «по входу» удовлетворяет решение на основе фильтра Калмана. Сформулирована и решена для случая синхронной работы

приёмника и передатчика задача поиска параметров экстраполятора на основе фильтра Калмана. Оценена устойчивость полученного решения, определены условия устойчивости решения, сформулированы его достоинства и недостатки.

С целью устранения из цепи восстановления положительной обратной связи рассмотрена схема работы экстраполятора «по выходу». Показано, что требованиям, предъявляемым к такому экстраполятору, удовлетворяет решение на основе оптимального фильтра Винера. Поставлена и решена задача синтеза передаточной функции такого экстраполятора. Рассмотрен числовой пример, подтверждающий возможность применения предложенного решения для конкретных сигналов. Сформулирована и решена задача синтеза единого координированного экстраполятора для синфазного и квадратурного каналов системы с ортогональным частотным регулированием. Приведён пример, показывающий возможность применения полученного решения в том числе для трансцендентных функций.

В третьей главе рассмотрена возможность передачи параметров экстраполятора по каналам вторичного уплотнения для систем с ортогональным частотным мультиплексированием. Показано, что существующие системы вторичного уплотнения синтезируют вторичный канал при формировании сообщения. Предложен метод вторичного уплотнения каналов в высокочастотной области частотным методом. Сформулированы требования к фильтру предискажения, решена задача его синтеза. Приведён пример, показывающий реализуемость описанного решения. Предложен алгоритм вторичного уплотнения на основе частотного метода, предложены способы формирования вторичного канала на его основе.

В четвёртой главе приведены результаты имитационного моделирования системы связи с дифференциальным преобразованием для комплекса дистанционного зондирования Земли. Описана методика проведения моделирования, сформулированы требования к модели. Показано, что эффективность предложенного метода варьируется в зависимости от свойств передаваемого изображения, показано, что существенно влияющим на эффективность фактором является избыточность сообщения, оцениваемая с помощью его автокорреляционной функции. Рассмотрен вариант снижения корреляции за счёт перемежения элементов

сообщения, показано, что исследуемый метод остаётся эффективным и при использовании перемежения. Приведен пример, демонстрирующий эффективность рассматриваемого метода для системы связи микроспутника.

Рассмотрен вопрос оценки интегральной эффективности системы связи. Получены оценки интегральной эффективности системы передачи информации микроспутника, показывающие, что время его автономной работы за счёт применения дифференциального преобразования может быть увеличено на 5 – 40 % в зависимости от применяемой схемы экстраполяции.

В заключении изложены основные результаты диссертационной работы.

1 Анализ методов повышения эффективности современных систем радиосвязи

1.1 Общие принципы и направления развития способов формирования полосового сигнала систем радиосвязи

В настоящее время наблюдается бурное развитие систем подвижной радиосвязи. Активно вводятся в эксплуатацию сети мобильной связи 4 поколения (LTE). Так, в соответствии с отчётом, представленным Федеральной службой по надзору в сфере связи Российской Федерации, информационных технологий и массовых коммуникаций (Роскомнадзор), число базовых станций LTE по итогам 2016 года составляет 20,7% от всего количества базовых станций всех стандартов, причём количество базовых станций LTE в 2016 году увеличилось на 54% и превысило 111 000 шт. [1]. Всего же в мире, по статистике организации GSA (Global mobile Suppliers Association), занимающейся продвижением сетей подвижной радиосвязи по всему миру, количество абонентов сетей LTE превышает 1,453 млрд. [2]. Ведутся активные работы по разработке спецификаций стандарта мобильной связи 5 поколения, организацией 3GPP опубликован черновик стандарта [3], запуск первой коммерческой сети стандарта 5G планируется в 2020 году [4, 5]. Согласно отчёту компании Cisco Systems [6], к 2021 году прогнозируется семикратный рост мирового объёма мобильной передачи данных по отношению к уровню 2016 года, при этом скорость передачи данных при использовании мобильной связи за аналогичный период вырастет втрое и достигнет 20,4 Мбит/с. Также активно развивается направление спутникового дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ). Так, за 2016 год на орбиту выведено 95 новых космических аппаратов (КА) ДЗЗ различных классов и назначения, а в первом квартале 2017 года на орбиту выведено 97 КА ДЗЗ [7], для которых организуются высокоскоростные каналы передачи данных. Развивается также сегмент беспилотных лета-

тельных аппаратов (БПЛА) различного назначения, для связи с которыми также требуются высокоскоростные каналы передачи данных.

Общей чертой и для терминалов мобильной связи, и для КА и БПЛА является необходимость обеспечивать их автономное функционирование (при этом под автономностью понимается необходимость функционирования без подключения к электропитающей сети). Указанное свойство позволяет объединить такие устройства в отдельный класс энергодефицитных систем связи. Для этих систем важно обеспечить максимальное время автономной работы при фиксированной ёмкости аккумуляторных батарей, то есть необходимо повысить эффективность использования потребляемой устройствами энергии.

В то же время, как указывалось выше, современные системы связи должны обеспечивать всё большие скорости передачи данных. Ввиду ограниченности радиочастотного ресурса, для пропускной способности каналов связи используются способы модуляции с высокой спектральной эффективностью [8, 9, 10]. Одна из главных и наиболее перспективных на сегодняшний день технологий организации высокоскоростных каналов связи – мультиплексирование с ортогональным частотным уплотнением.

1.2 Принципы построения систем с ортогональным частотным уплотнением

Передача данных посредством использования технологии OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing – мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов) является распространенным методом для многих современных телекоммуникационных систем. К числу таких систем связи относятся: IEEE 802.11 a/g/n/ac – беспроводные локальные сети WiFi [11 – 13], LTE и LTE-Advanced – стандарт беспроводной высокоскоростной передачи данных [14, 15], IEEE 802.16 – широкополосная беспроводная связь WiMax [11, 16], DVB-T/T2/C2/H – системы цифрового телевидения [11], PLC – сети передачи

данных по линиям электросети, DRM – цифровое радиовещание, системы спутниковой навигации и др. Перспективным направлением применения технологии OFDM является связь с беспилотными летательными аппаратами (БПЛА) и спутниками [17].

Ниже рассмотрены основные принципы работы OFDM.

Технология OFDM заключается в том, что информация одновременно передается по большому количеству несущих частот (поднесущих), число их может достигать нескольких тысяч. Поднесущие между собой должны быть ортогональными. Ортогональность означает, что усредненное по времени произведение двух несущих равно нулю. Это позволяет разделить на приеме частотные каналы при частичном перекрытии боковых полос. Частоты этих поднесущих расположены в некотором диапазоне частот, отведенном для передачи данных, и кратны некоторой основной частоте f_0 . Разнос поднесущих по частоте равен $1/T_S$. Сами частоты поднесущих определяются уравнением

$$U_n(t) = U_0 \cos[2\pi(f_0 + n/T_S)t],$$

где f_0 – нижняя частота диапазона, в котором производится частотное уплотнение;

T_S – временной интервал передачи одного символа;

n – номер поднесущей, находящийся в диапазоне от 0 до $(N-1)$;

N – порядковый номер поднесущей.

Результирующий спектр сигнала OFDM приведён на рисунке 1.1.

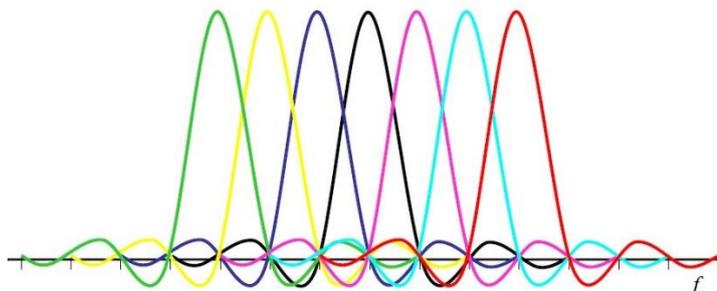


Рисунок 1.1 – Спектр OFDM-сигнала

Метод OFDM представляет собой сочетание модуляции и мультиплексирования. Мультиплексирование – уплотнение канала, т.е. способ передачи несколь-

ких потоков (каналов) данных по одному каналу. Как правило, мультиплексирование применяется к независимым сигналам от разных источников. В OFDM последовательный поток данных сначала преобразуется в отдельные параллельные субпотoki по числу поднесущих. Каждый из субпотокoв модулируется с помощью одного из типов модуляции. Затем сигнал мультиплексируется для создания OFDM несущей.

Поскольку скорость передачи в отдельном субканале невысокая, перед каждым символом есть возможность ввести защитный интервал (ЗИ, Guard Interval, GI). Он представляет собой временной отрезок, в течение которого пересылается фрагмент уже переданного символа (рисунок 1.2). Защитные интервалы в основном предназначены для борьбы с межсимвольными искажениями. Так как скорость символов небольшая, в приемном устройстве переотраженный сигнал попадает в область ЗИ, то есть «накладывается» на полезный сигнал, распространяющийся по прямой, только в интервале одного символа, а не последующего.

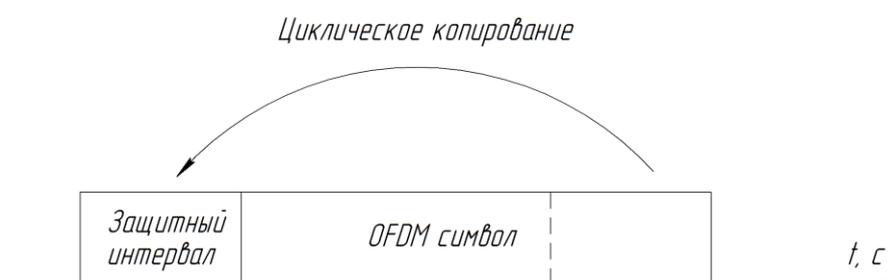


Рисунок 1.2 – Символ OFDM

Для решения задач синхронизации и оценки параметров канала применяется резервирование некоторого количества поднесущих для передачи опорных (пилотных) сигналов (рисунок 1.3).

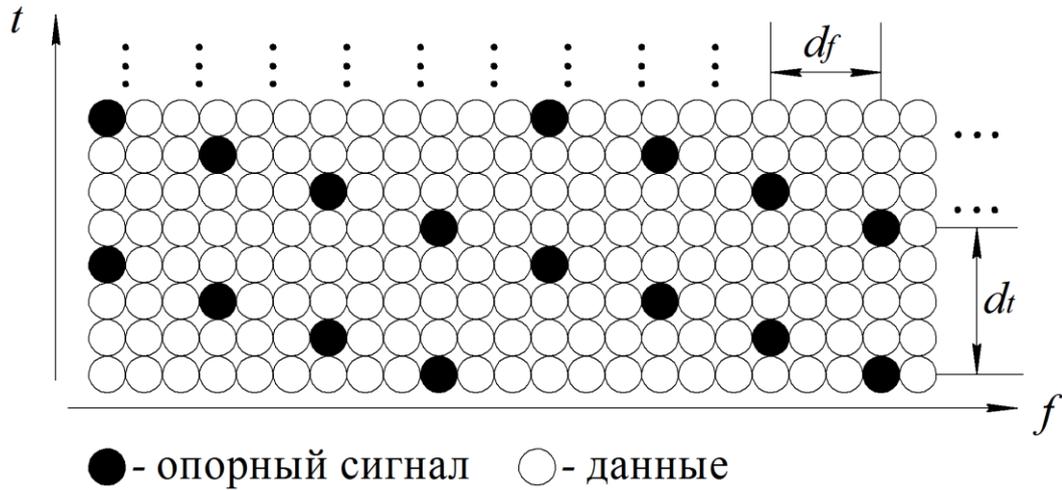


Рисунок 1.3 – Пример схемы размещения пилотных сигналов

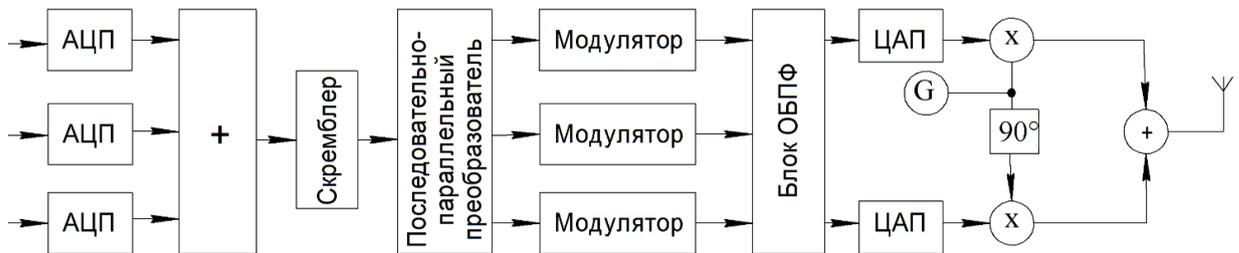


Рисунок 1.4 – Схема формирования сигнала OFDM

Схема формирования сигнала OFDM приведена на рисунке 1.4. В состав формирователя OFDM сигнала входят:

- аналогово-цифровые преобразователи,
- скремблер,
- последовательно-параллельный преобразователь,
- модулятор (QPSK, M-QAM),
- блок ОБПФ (обратное быстрое преобразование Фурье),
- блок добавления защитного интервала,
- цифро-аналоговый преобразователь,
- блок преобразования частоты (квадратурный модулятор).

Применение OFDM для осуществления передачи цифровых данных было обусловлено некоторыми особенностями:

- высокая помехоустойчивость к воздействию аддитивных импульсных помех и помех с сосредоточенным спектром и к частотно-селективным замираниям;
- простота цифровой обработки сигнала, поскольку при использовании преобразования Фурье для выделения информации на каждой поднесущей вычислительные затраты относительно небольшие;
- эффективность использования спектра;
- высокая скорость передачи данных.

Существуют различные модификации OFDM: COFDM, Flash OFDM, OFDMA, MIMO-OFDM и др.

COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) – вариант OFDM, включающий в себя предварительное кодирование сигнала. Используется прямая коррекция ошибок (Forward Error Correction, FEC), исправление ошибок и сбоев осуществляется благодаря передаче избыточной служебной информации. Ортогональное частотное уплотнение каналов с кодированием широко применяется в стандарте цифрового радиовещания DAB и цифрового телевидения DVB.

Flash OFDM (Fast low-latency access with seamless handoff OFDM). Данный вариант был разработан компанией Flarion Technologies. Технология предназначена для использования мобильными устройствами для доставки интернет услуг. Flash OFDM сочетает в себе признаки TDMA и CDMA для удовлетворения уникальных требований, создаваемых мобильными пользователями широкополосных данных и пакетированных голосовых приложений. Диапазон рабочих частот для систем Flash OFDM: 450 МГц, 700 МГц, 1,9 ГГц и 2,1 ГГц. Особенностью Flash OFDM является алгоритмы работы с коммутацией пакетов. Технология использует тот же многоуровневый подход, что и проводные системы связи IP.

OFDMA (множественный доступ с ортогональным частотным уплотнением) – это многопользовательская модификация технологии OFDM. Множественный доступ организован путем назначения различным пользователям их собственного набора поднесущих. Подробнее режим OFDMA будет рассмотрен ниже.

VOFDM (Vector OFDM) является разработкой компании Cisco Systems. Представляет собой открытый стандарт для широкополосных беспроводных

услуг Интернета. В основе лежит концепция технологии MIMO. Сюда же можно отнести MIMO-OFDM.

Технология MB-OFDM (Multi Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing – мультиполосный множественный доступ посредством ортогональных несущих) была создана в рамках разработки стандарта IEEE 802.15.3a, который подразумевает проектирование сверхбыстродействующих персональных сетей. Суть данной технологии заключается в том, что весь используемый диапазон разбивается на полосы шириной 528 МГц. В расширенном режиме предусматривается семь полос, а в стандартном – три. Каждая такая полоса делится на 128 поднесущих (шаг 4,125 МГц). Для модуляции используется 100 поднесущих, 12 являются пилотными, еще 10 – защитными. Таким образом, применяют только 122 поднесущие. Все поднесущие модулируются посредством QPSK. В отличие от обычной OFDM, последующий в потоке символ может передаваться в другой частотной полосе, схема жестко определена для каждого логического канала. Таким образом, MB-OFDM представляет собой сочетание технологии OFDM и механизма частотных скачков.

Передача данных осуществляется пакетами (кадрами). Кадр содержит преамбулу (набор синхронизирующих последовательностей), заголовок с управляющей информацией и поля данных. В зависимости от скорости кодирования формируется спектр скоростей от 55 до 480 Мбит/с, при этом преамбула и заголовок всегда передаются со скоростью 55 Мбит/с.

Режим WirelessMAN-OFDM (MAN – Metropolitan Access Network) применяется в стандарте IEEE 802.16 в диапазоне 2-11 ГГц [16, 18]. Технология OFDM основана на нескольких принципах: один канал с переменными параметрами разбивается на параллельные гауссовы каналы, отношение сигнал/шум которых имеют разные значения, и точное измерение параметров канала.

Согласно первому принципу, каждая поднесущая OFDM модулируется независимо с помощью QAM модуляции. Суммарный сигнал определяется посредством обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ):

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ e^{j2\pi f_0 t} \sum_{k=-N/2}^{N/2} C_k e^{j2\pi k \Delta f (t-T_g)} \right\}.$$

Для работы алгоритмов быстрого преобразования Фурье и обратного быстрого преобразования Фурье удобно, если количество точек соответствует 2^m . Поэтому количество поднесущих N подбирают равным минимальному числу $N_{\text{FFT}} = 2^m$, больше N . Например, в стандарте IEEE 802.16 число N равно 200, тогда как N_{FFT} составляет 256. Оставшиеся неиспользуемые поднесущие образуют защитный интервал на границах диапазона канала.

Для точного измерения характеристик канала согласно первому принципу OFDM нужны пилотные несущие частоты. Технология WirelessMAN-OFDM предусматривает использование восьми пилотных частот, индексы которых ± 13 , ± 38 , ± 63 , ± 88 . Оставшиеся 192 поднесущие разделены между 16 логическими подканалами, в каждом из них по 12 поднесущих. Деление на подканалы необходимо, так как в режиме WirelessMAN-OFDM предусматривается возможность использования не всех 16 подканалов, а одного, двух, четырех и восьми. Это является неким прообразом схемы множественного доступа OFDMA.

Длительность полезной части символа T_b связана с шириной полосы канала F_s и тактовой частоты:

$$F_s = N_{\text{FFT}} / T_b.$$

Рассмотрим подробнее технологию OFDMA [16, 18, 19]. Алгоритм формирования модуляционных символов в режиме OFDMA аналогичен OFDM. Однако отличается принцип разделения каналов. Логический канал OFDMA образуется фиксированным набором поднесущих, которые, как правило, распределены по всему диапазону физического канала.

В OFDMA используется 2048 поднесущих. Количество подканалов в разных режимах от 32 до 70, в каждом из них по 24 или 48 несущих. Методы рандомизации, перемежения и модуляции схожи с OFDM. Различия появляются в методе помехоустойчивого кодирования. В OFDMA в качестве обязательного предусматривается использование только сверточного кодера, а кодера Рида-Соломона – нет.

Набор схем модуляции включает QPSK, 16-QAM и опционально 64-QAM. В OFDMA после того, как символы квадратурной модуляции сформированы, последовательность символов умножается на псевдослучайную последовательность w_k . Каждая k -я поднесущая на Пилот-сигналы подвергаются модуляции BPSK.

Длительность кадра (последовательности символов) OFDMA может равняться 2, 2,5, 4, 5, 8, 10, 12,5, и 20 мс. Возможна передача пакета данных одновременно на разных OFDMA-подканалах (наборах несущих частот). Количество несущих на один подканал и распределение по подканалам обусловлено направлением передачи и собственно методом распределения поднесущих. Стандарт IEEE 802.16 предусматривает несколько вариантов распределения несущих как в восходящем канале, так и в нисходящем. Принципиальное отличие состоит в том, что в одном из методов передатчик базовой станции (БС) использует подканалы полностью (full usage of the subchannels, FUSC), а другой – лишь сегменты (partial usage of subchannels, PUSC), т.е. не весь доступный диапазон.

Рассмотрим процесс формирования OFDM символов на примере стандарта IEEE 802.11a [11]. В сетях стандарта IEEE 802.11a используются каналы шириной 20 МГц. В канале содержатся 64 поднесущие. Это количество выбрано исходя из соображений удобства преобразования Фурье. Частотный интервал между поднесущими Δf составляет:

$$\Delta f = 20 \text{ МГц} / 64 = 312,5 \text{ кГц},$$

а сами поднесущие распределены по закону

$$f_k(t) = a_k \sin[2\pi(f_0 + k\Delta f)t + \phi_k],$$

где $k = -26, \dots, 26$.

Амплитуда центральной поднесущей f_0 всегда равна нулю. К поднесущим применяется различные виды квадратурной амплитудно-фазовой модуляции: BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM. Сам сигнал C обычно представляют в комплексной форме:

$$C = a \cos x + b \sin x = A e^{jx}.$$

Тогда суммарный сигнал на всех поднесущих можно описать следующим выражением:

$$s(t) = \sum_{k=-26}^{26} C_k e^{j2\pi(f_0+k\Delta f)t},$$

где C_k – комплексная амплитуда k -й поднесущей. Ее мнимая и действительная составляющие соответствуют квадратурному (Q) и синфазному (I) каналам QAM модуляции (рисунок 1.5). При этом каждой позиции на констелляционной диаграмме (сигнальном созвездии) соответствует символ, разрядность которого определяется позиционностью модуляции. При формировании символов используется код Грея, поэтому различие значений бит между соседними символами заключается только в одном разряде (кодовое расстояние между соседними символами равно единице). Данная особенность сводит к минимуму вероятность ошибки на символ.

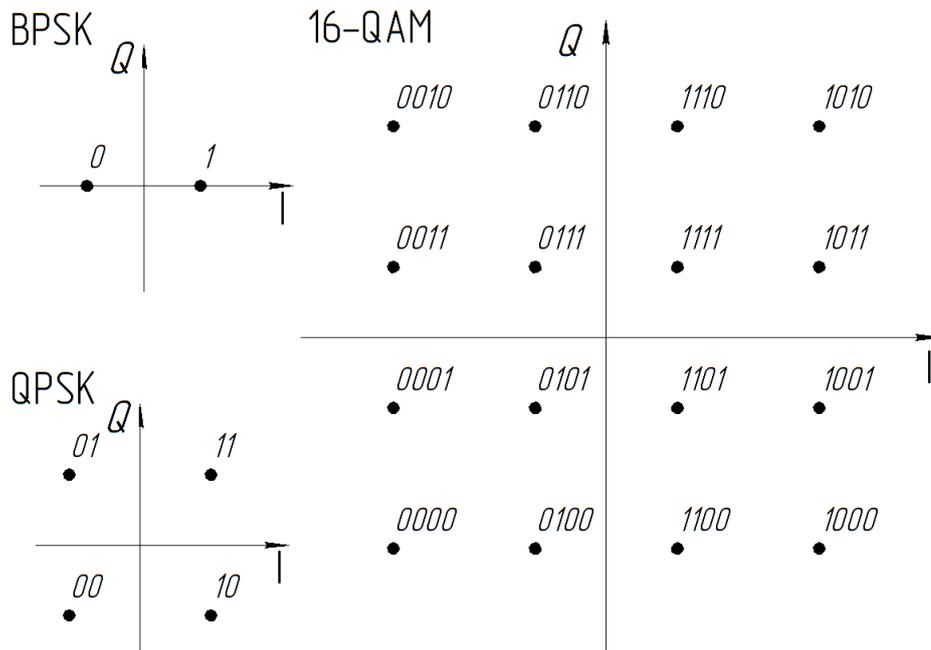


Рисунок 1.5 – Сигнальные созвездия для BPSK, QPSK, 16-QAM

Длительность символа OFDM определяется как $T_F = 1 / \Delta f = 3,2$ мкс. Информационная емкость зависит от типа модуляции информационных поднесущих и их количества. В сетях IEEE 802.11a из 52 поднесущих количество используе-

мых для передачи данных составляет 48, так как оставшиеся четыре поднесущие являются пилотными. Тогда емкость OFDM-символа можно определить как $48 \times N_b$, где $N_b = \log_2 M$, M – позиционность модуляции. Таким образом, информационная емкость символа OFDM может составлять от 96 до 288 бит.

1.3 Перспективные направления исследования OFDM

1.3.1 Борьба с межсимвольными искажениями

Системы передачи, использующие OFDM технологию, подвержены межсимвольной интерференции (МСИ), которая может быть вызвана многолучевым распространением сигнала по линии. Вследствие этого увеличиваются символьная и битовая вероятности ошибки. Сам по себе метод OFDM не устраняет многолучевого распространения, но создает предпосылки для устранения эффекта межсимвольной интерференции. Переотражения и нестабильность амплитудо-частотной и фазочастотной характеристик общего канала сглаживают крутизну фронтов символов, затрудняя или делая невозможной тактовую синхронизацию. Для борьбы с этим в технологии OFDM используется защитный интервал, которое представляет собой циклическое повторение окончания символа, пристраиваемое в начале символа. При этом значительно увеличивается длительность кадра.

Исследования методов борьбы с МСИ показали, что применение корректирующих фильтров на передающей стороне системы является достаточно эффективным [20 – 22]. Еще одним из возможных вариантов является применение предварительной дробно-интервальной коррекции [23, 24]. Этот метод потенциально позволяет избежать дополнительного увеличения длительности символа, что предоставляет возможность добиться повышения скорости передачи данных в канале без увеличения частоты символьных ошибок.

Дробно-интервальная коррекция сформированных символов OFDM производится после обратного дискретного преобразования Фурье и до переноса спек-

тра сигнала на частоту несущей. Структурная схема передатчика с основными элементами, в том числе и предкорректором, представлена на рисунке 1.6.

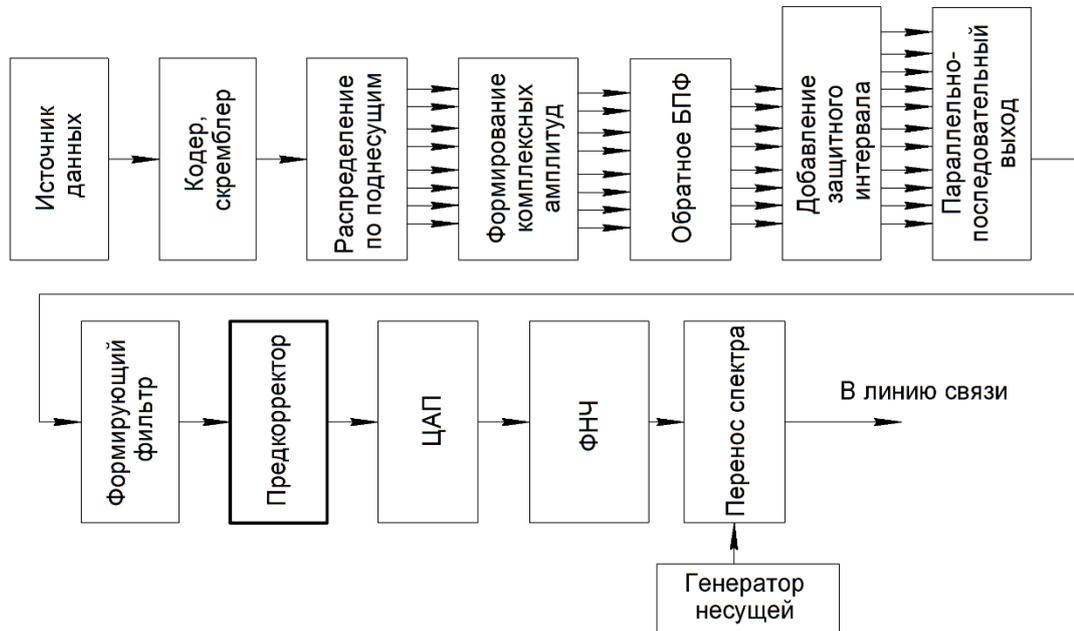


Рисунок 1.6 – Передающая часть OFDM системы с предкорректором

Высокая скорость передачи в система OFDM достигается посредством параллельной передачи данных по большому количеству ортогональных поднесущих. Применение OFDM позволяет обеспечивать скорость передачи цифровых данных в сетях IEEE 802.11a и IEEE 802.11g до 54 Мбит/с. Использование совмещенной технологии ортогонального частотного и пространственного разделения (MIMO OFDM – multiple input, multiple output OFDM), применяемое, например, в стандартах 802.11n, 802.11ac, стандартах сетей подвижной радиосвязи LTE и LTE-Advanced позволяет добиться и более значительных скоростей: до 300 Мбит/с при использовании MIMO 2x2 в технологии 802.11n и до 1,3 Гбит/с при использовании технологии 802.11ac при MIMO 3x3 [13, 15, 26].

1.3.2 Формирование сигналов MIMO-OFDM на примере стандарта IEEE 802.11n

Стандарт 802.11n в основном отличается от предыдущих стандартов появлением в приемном и передающем устройстве нескольких антенных каналов. Всего их количество у оборудования точек доступа (AP) и у терминальной станции может достигать четырех.

Поскольку стандарт 802.11n предусматривает использование технологии MIMO (Multiple Input Multiple Output), структура аппаратуры приемника и передатчика меняется.

Как видно из рисунка 1.7, на сверточный кодер данные поступают со скремблера. При скорости передачи свыше 300 Мбит/с используют два сверточных кодера. Кодированный поток поступает на формирователь пространственных потоков. Число потоков NSS определяется числом антенных каналов NTX: $NSS \geq NTX$. Входной поток разбивается на пространственно-разделенные потоки по простому алгоритму – формируются группы длиной

$$S = \sum_{i_{SS}=0}^{N_{SS}-1} s(i_{SS}),$$

где $s(i_{SS}) = \max(1; N_{BPSC}(i_{SS})/2)$ – количество бит, определяющих I и Q составляющие комплексного модуляционного символа на одной поднесущей,

$N_{BPSC}(i_{SS})$ – количество бит в символе OFDM на одну поднесущую.

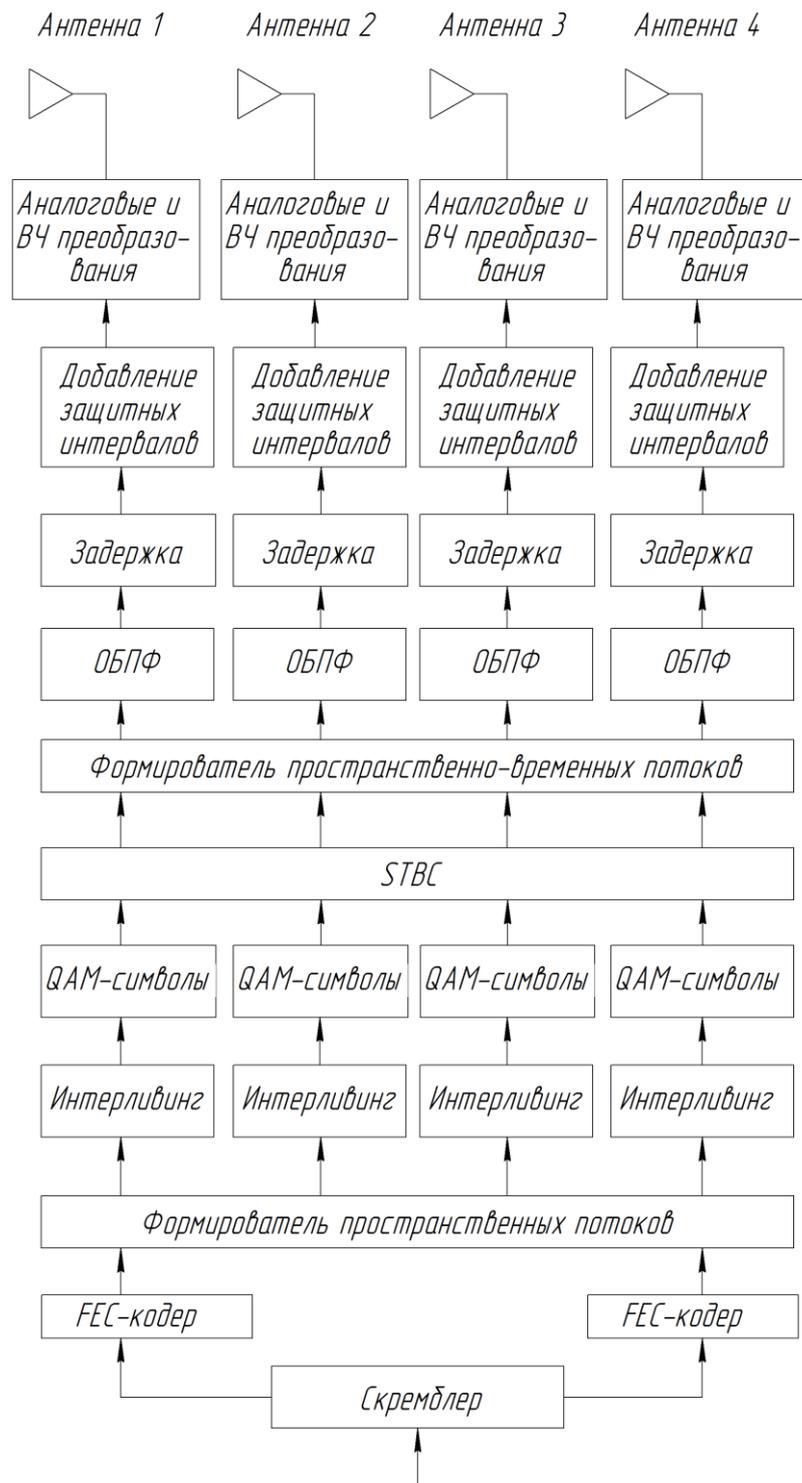


Рисунок 1.7 – Структурная схема передающего устройства стандарта 802.11n

После распределения групп длиной S по пространственным потокам в каждом из них осуществляется перемежение битов. Алгоритм перемежения следую-

щий: сначала для перестановок применяется таблица размером 13 строк на $4 N_{BPSC}$ столбцов для канала шириной 20 МГц, а для 40 МГц канала – $18 \times N_{BPSC}$. При использовании более одного пространственного потока осуществляется еще одна стадия перемежения. Она называется частотная ротация. Описывается данная стадия следующим выражением:

$$r = \left\{ j - \left[2i_{SS} \bmod 3 + 3 \cdot \text{floor}(i_{SS} / 3) \right] \cdot N_{rot} \cdot N_{BPSC} \right\} \cdot N_{CBPS},$$

где j – индекс бит после второй стадии перестановок;

i_{SS} – номер канала;

функция $\text{floor}(x)$ принимает значение равное наибольшему целому числу, которое не превышает само число x ;

коэффициент N_{rot} равен 11 для 20 МГц и 29 для 40 МГц канала.

Применение технологии MIMO преследует две цели: повышение надежности приема/передачи и обеспечение передачи данных по пространственно-разделенным каналам (SDM – Spatial Division Multiplexing). Для повышения надежности применяется пространственно-временной блоковый код (STBC – Space Time Block Code) [27 – 30]. Повышение скорости передачи осуществляется посредством сокращения проверочных последовательностей и уменьшения защитных интервалов.

STBC кодирование (таблица 1.1) подразумевает преобразование одного потока OFDM-символов d_i в два пространственно-временных потока (в таблице 1.1 символ * обозначает комплексное сопряжение). Поэтому, например, в стандарте IEEE 802.11n количество пространственно-временных NSTS должно быть больше NSS.

Таблица 1.1 – Пространственно-временное кодирование

–	Интервал 1	Интервал 2
Канал 1	d_{2n}	d_{2n+1}
Канал 2	$-d_{2n+1}^*$	d_{2n}^*

После формирования пространственно-временных потоков осуществляется распределение потоков по антенным каналам. В стандарте предусматривается несколько вариантов распределения. Если число антенных каналов передатчика $N_{TX} = N_{STS}$, антенному каналу назначается пространственный поток с одинаковым номером.

Если $N_{TX} > N_{STS}$, применяются разные варианты пространственного расширения. Математически их описывает выражение:

$$r = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \end{bmatrix} = [Q] \times x = [Q] \times \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix},$$

где r – вектор символов длиной N_{TX} , передаваемых в антенных каналах;

x – вектор символов N_{STS} в пространственно-временных каналах;

Q – матрица с размерами в N_{TX} строк и N_{STS} столбцов.

Во 2, 3, 4-ой антенных каналах передается с задержкой во времени в 400, 200 и 600 нс. Данный фазовый сдвиг нужен для того, чтобы избежать произвольного формирования стабильной диаграммы направленности антенной системы передающего устройства, что может возникнуть при синфазном либо противофазном излучении.

Еще одним способом повышения скорости передачи информации является выбор оптимальной схемы вставки пилот-сигналов. Например, при проектировании специализированных систем связи может возникнуть возможность проредить опорные сигналы. Освобожденные частотные позиции могут применяться для передачи цифровых данных. При этом необходима передача компенсирующего сигнала, реализованная на смещенных позициях, так как нужно исключить возникновение ложных корреляционных пиков при использовании некоторых алгоритмов синхронизации. При этом суммарная пропускная способность системы остается неизменной.

В системах OFDM перспективным является метод быстрой адаптации к текущей реализации частотно-селективного канала [30, 31]. Например, предложен-

ный в работе [31] алгоритм адаптивного распределения бит и мощности по поднесущим позволяет значительно увеличить скорость передачи данных при заданной вероятности битовой ошибки. Но есть существенный недостаток данного метода: необходимо передавать по обратной линии «приемник-передатчик» довольно большой объем служебной информации.

Скорость передачи информации и коэффициент битовых ошибок на приемнике можно регулировать не только за счёт выбора схемы кодирования и модуляции, но и отключением поднесущих, мощность передачи на которых относительно мала. Например, сокращение числа активных поднесущих [32] влечет за собой увеличение мощности, передаваемой на каждой из них, а также к снижению вероятности битовых ошибок. Данный метод позволяет подобрать более эффективные с точки зрения скорости схемы кодирования и модуляции.

В случае отключения части поднесущих и распределения мощности равномерно по оставшимся N_A активным поднесущим итоговое распределение мощности, излучаемой передатчиком, будет иметь вид [32]:

$$\begin{cases} P_i = \frac{P_t}{N_A} & (i = 1 \div N_A), \\ P_i = 0 & (i = N_A + 1 \div N). \end{cases} \quad (1.1)$$

где P_t – полная мощность, излучаемая системой (величина предполагается постоянной);

P_i – мощность сигнала, излучаемая на i -й поднесущей;

$N_A \leq N$ – количество активных информационных поднесущих, используемых для передачи текущего кадра OFDM.

Адаптивное отключение поднесущих (определение набора активных поднесущих) осуществляется на основе оценок состояния текущей реализации частотно-селективного канала (набора значений мощности эффективного шума $\{\sigma_i^2\}$ на всех поднесущих) итеративно в соответствии со следующим алгоритмом [31].

1. Упорядочить номера поднесущих в порядке возрастания мощности их эффективного шума:

$$\sigma_1^2 \leq \sigma_2^2 \leq \dots \leq \sigma_N^2.$$

2. Установить начальные значения для итеративного индекса $k = 1$ и переменных $N_A(0) = N$ и $C_{temp}(0) = 0$.
3. Для текущего значения итеративного индекса k вычислить распределение мощности по поднесущим:

$$\begin{cases} P_i(k) = \frac{P_t}{N_A}, & i = 1 \div N_A(k), \\ P_i(k) = 0, & i = N_A(k) + 1 \div N. \end{cases}$$

4. Для текущего распределения мощности по поднесущим $P_i(k)$ вычислить текущее значение суммарной пропускной способности системы:

$$C_{temp}(k) = \sum_{i=1}^{N_A(k)} \log_2 \left(1 + \frac{\gamma_i}{\Gamma} \right) = \sum_{i=1}^{N_A(k)} \log_2 \left(1 + \frac{1}{\sigma_i^2} \cdot \frac{P_t}{N_A(k)} \cdot \frac{1}{\Gamma} \right).$$

5. Проверить выполнение условия:

$$C_{temp}(k) \geq C_{temp}(k-1).$$

6. При выполнении условия увеличить значение итеративного индекса $k = k+1$, установить $N_A(k+1) = N_A(k) - L$ и повторить пункты 3-5.
7. При невыполнении условия – прекратить процедуру, сформировать набор активных поднесущих $N_A = N_A(k-1)$ и закон распределения мощности по ним в соответствии с выражением (1.1).

1.3.3 Повышение помехозащищенности

Способом увеличения помехоустойчивости сигнала может быть увеличение длительности символа [33 – 36]. Для этого осуществляется повторение символа 0 и символа 1 целое число раз. Изменение скорости может производиться путем манипуляции групп поднесущих субканалов по фазе бинарными псевдослучайными последовательностями (ПСП), которые обладают хорошими корреляционными свойствами. Так, например, возможно, что биту 1 будет соответствовать последовательность Уолша, Баркера или m -последовательность, а биту 0 соответ-

ствовать инвертированная последовательность Уолша, Баркера или инвертированная m -последовательность. Меняя длину последовательности, можно плавно регулировать скорость передачи данных и соответственно помехоустойчивость передачи данных.

Еще одним из способов, повышающих помехоустойчивость систем OFDM, является поворот сигнального созвездия на определенный круговой угол [37, 38]. Благодаря повороту на точно подобранный угол все точки созвездия характеризуются уникальными координатами, которые остальные точки не повторяют.

При расположении пилот-сигналов по схеме, приведенной выше, межканальная интерференция, вызванная доплеровским рассеянием в канале, воздействует одинаково на информационные и на опорные сигналы. Для уменьшения влияния МКИ на точность оценивания ЧХ канал в системах, работающих в условиях достаточно больших значений доплеровского рассеяния, предлагается размещать пилот-сигналы по блочной схеме [39, 40].

В данном варианте пилотные сигналы передаются отдельным символом OFDM длительностью равной длине ЗИ. Пропорционально сокращению длительности пилот-сигналов увеличивается занимаемая ими полоса. Сокращение длительности OFDM-символа в 4 раза повышает ОСП на 10 дБ, а сокращение в 8 раз – на 15 дБ.

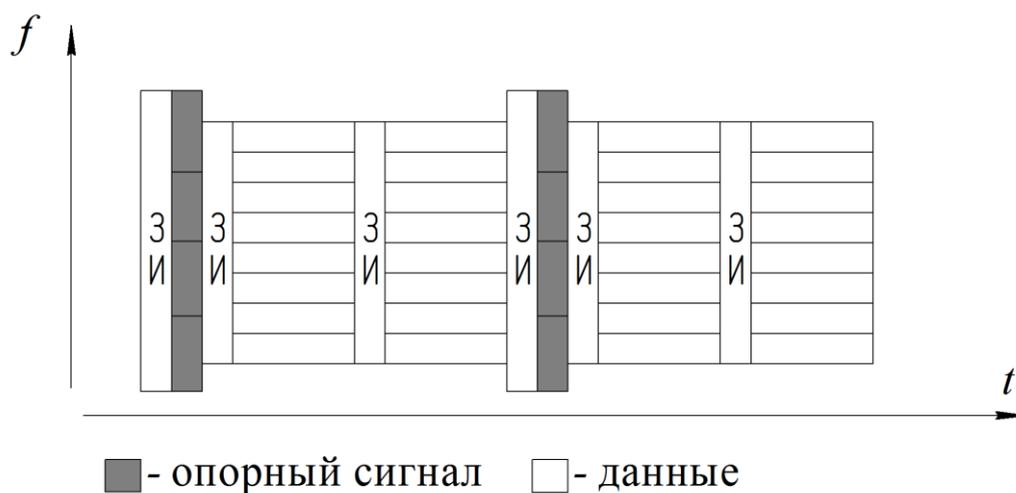


Рисунок 1.8 – Блочное размещение пилотных сигналов

Использование блочного размещения пилот-сигналов для систем, функционирующих при средних значениях доплеровского рассеяния, дает возможность практически полностью устранить влияние МКИ и снизить нижнюю границу вероятности битовой ошибки ниже теоретически достижимого предела при ОСШ на бит до 30 дБ. При высоких значениях доплеровского сдвига частоты применение блочной схемы позволяет значительно повысить помехоустойчивость системы. Нижняя граница вероятности ошибок опускается в 5 раз по сравнению с результатом применения распределенной схемы размещения [39].

1.4 Повышение энергоэффективности систем передачи OFDM

Как видно из п. 1.3, основным направлением развития беспроводных систем OFDM является повышение скорости передачи информации. Однако увеличение скорости передачи информации ведет к увеличению потребляемой энергии. Особенно данная проблема актуальна для систем связи с автономным энергоснабжением. К ним относятся мобильные устройства, беспилотные летательные аппараты, спутники и др. В некоторых системах на передатчик приходится до 70% потребляемой мощности [41]. В связи с этим снижение энергопотребления данных аппаратов позволит увеличить продолжительность автономной работы и ресурс эксплуатации. Снижение энергопотребления в существующих системах связи осуществляется различными способами.

1.4.1 Регулировка мощности мобильной станции базовой станцией по каналу управления

В сетях подвижной радиосвязи 3 и 4 поколения (UMTS, LTE) снижение мощности передатчика мобильной станции осуществляется за счёт периодического оценивания качества связи оборудованием подсистемы UTRAN (UMTS Radio Access Network). Изменение мощности происходит по следующему алгоритму.

Поскольку в этих системах абоненты, находящиеся в зоне обслуживания одного сектора БС, передают и принимают информацию в одной полосе частот, мощность МС регулируется с минимального значения до оптимального, обеспечивающего заданное качество связи (во избежание создания помех другим терминалам, находящимся вблизи МС). То есть в момент включения (либо начала передачи данных) терминал устанавливает минимальную мощность передатчика, которая постепенно с определенным шагом увеличивается в соответствии с командами, передаваемыми по каналу управления, пока качество связи не достигнет требуемого значения [15, 42 – 44]. В случае изменения состояния канала (например, уменьшения уровня шума) в ходе сеанса связи уровень сигнала терминала будет, напротив, снижаться в соответствии с командами управления до достижения требуемого качества. Это позволяет избежать неоправданного расхода энергии мобильной станции. Недостатком этого метода является его инерционность: каждая управляющая команда изменяет мощность терминала на заранее определенный уровень, таким образом, процесс регулировки может занимать значительное время. Следует также отметить, что описанный метод не направлен на снижение максимальной мощности передатчика мобильной станции, а только на временное снижение мощности при хорошем качестве связи (при соответствии качества связи определенному порогу в зависимости от класса обслуживания). То есть при высоком уровне шума в канале или при большом затухании в канале между базовой станцией и мобильным терминалом мощность передачи последнего будет оставаться высокой.

1.4.2 Поворот сигнального созвездия как способ повышения энергоэффективности

Ранее в п. 1.3.3 упоминался поворот сигнального созвездия как способ повышения помехоустойчивости. Однако этот метод может быть также рассмотрен в аспекте повышения энергоэффективности. Например, использование поворота

сигнального созвездия совместно с перспективными видами модуляции [37, 45] позволило снизить мощность передатчика на 1-2 дБ без ухудшения качества связи. Однако применение описанного метода требует глубокой переработки схемотехнических решений и алгоритмов формирования сигналов, что затрудняет его использование в существующих системах подвижной радиосвязи.

1.4.3 Дифференциальная обработка сигналов

Дифференциальная обработка сигналов известна и широко применяется при первичной обработке сигналов. Суть описываемого метода заключается в уменьшении динамического диапазона исходного сигнала за счёт его сравнения с экстраполируемым (предсказываемым) значением. В качестве примера подобной системы можно привести дифференциальную импульсно-кодую модуляцию (ДИКМ, DPCM) и её подвиды [46, 47]. Низкочастотные сигналы зачастую сильно коррелированы между собой, следовательно, последующие сигналы можно предсказать, основываясь на известных значениях сигнала. Иными словами, эти сигналы можно считать избыточными. В ДИКМ избыточность низкочастотных сигналов устраняется передачей вместо отсчётов аналогового сигнала разности между его отсчётами и их предсказанными значениями. Структурная схема формирования сигнала ДИКМ приведена на рисунке 1.9.

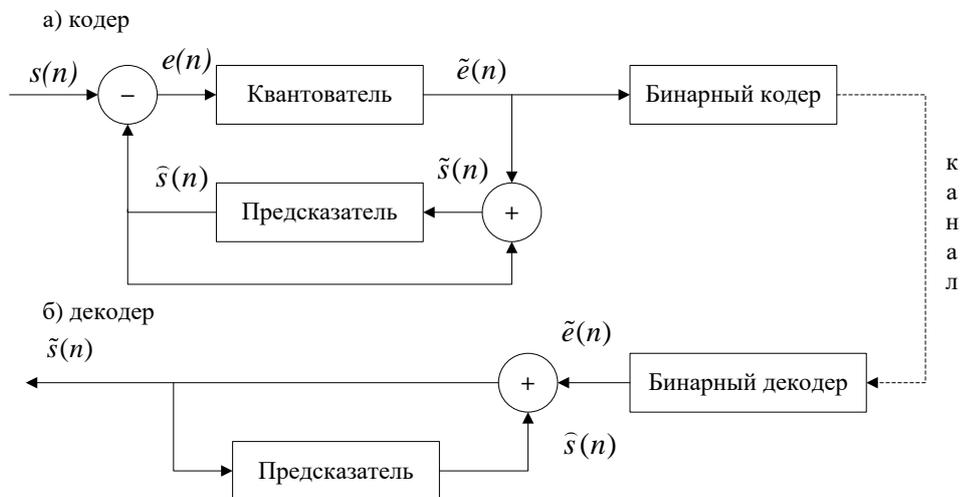


Рисунок 1.9 – Структурная схема формирования сигнала ДИКМ

Уровень разностного сигнала $e(n)$ оказывается ниже уровня исходного сигнала $s(n)$. Таким образом, динамический диапазон сигнала уменьшается. В работах [48 – 51] 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 было указано выше, системы дифференциального преобразования используют экстраполяцию сигналов. Чем ближе экстраполированный сигнал к исходному, тем меньше окажется динамический диапазон разностного сигнала и тем значительно будет снижение мощности передатчика и, следовательно, энергопотребления терминала связи. Таким образом, важно использовать структуру экстраполятора, обеспечивающую наименьшую ошибку предсказания.

Рассмотрим некоторые аналитические методы построения экстраполяторов [52, 53].

1. Метод Винера – Хопфа (Колмогоров – Винера). Этот метод обеспечивает синтез оптимального фильтра в условиях помех в канале. То есть фильтр, построенный по указанному методу, минимизирует разность между исходным сигналом, переданным в канал связи, и его оценкой (результатом экстраполяции) на приёме. Задачу построения оптимального фильтра в этом случае можно описать следующей схемой (рисунок 1.10).

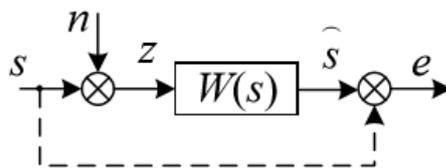


Рисунок 1.10 – Схема оптимального фильтра Винера – Хопфа

Рассмотрим линейный фильтр с передаточной функцией $W(s)$. Пусть на его входе присутствует сумма полезного сигнала $s(t)$ (передаваемый сигнал) и помехи $n(t)$:

$$z(t) = s(t) + n(t).$$

Требуется найти такую функцию $W(s)$, которая минимизирует дисперсию разностного сигнала $e(t)$.

$$\sigma_e^2 = M[e^2(t)] = M[(\hat{s}(t) - s(t))^2], \quad (1.2)$$

где σ_e^2 – дисперсия сигнала $e(t)$;

$\hat{s}(t)$ – оценка сигнала на выходе фильтра.

При этом принимается, что $s(t)$ и $n(t)$ – стационарные случайные процессы, для которых известны их спектральные плотности мощности (СПМ). Оптимальная передаточная функция $W(s)$ обеспечивает наилучшее воспроизведение передаваемого сигнала $s(t)$. Метод Винера – Хопфа позволяет получить устойчивое и физически реализуемое практическое решение. При этом он хорошо формализован, что облегчает процесс синтеза искомой передаточной функции.

2. Метод Калмана – Бьюси. Отличительной особенностью и преимуществом этого метода является его применимость и для нестационарных случайных процессов. Структурная схема фильтра Калмана – Бьюси представлена на рисунке 1.11.

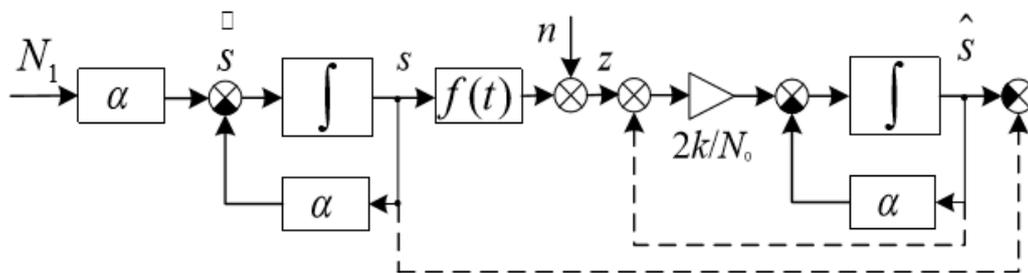


Рисунок 1.11 – Схема оптимального фильтра Калмана – Бьюси

Особенностью задачи Калмана-Бьюси является представление описание сообщения $s(t)$ дифференциальным уравнением

$$\frac{ds}{dt} = -\alpha s(t) + \alpha N_1(t)$$

где $N_1(t)$ – белый гауссовский шум (являющийся порождающим процессом) с нулевым средним значением $N_1(t)=0$ и односторонней СПМ, α – некоторый известный коэффициент, либо функция, зависящая от времени. То есть передаваем-

мое сообщение рассматривается как результат прохождения стационарного белого шума $N_1(t)$ через линейный фильтр. Иначе говоря, сигнал $b(t)$ рассматривается как гауссовский марковский процесс, характеризуемый известной корреляционной функцией. В канал связи передается сигнал $z(t)$:

$$z(t) = f(t) \cdot s(t) + n(t),$$

где $f(t)$ – известная функция преобразования сигнала по частоте (модуляции);

$n(t)$ – белый гауссовский нестационарный шум с известной СПМ N_0 . Требуется определить характеристики фильтра из условия оптимальной фильтрации, т.е. минимума дисперсии σ_e^2 (1.2).

Решение поставленной задачи определяется уравнениями наблюдения и состояния фильтра Калмана:

$$\frac{d\hat{s}}{dt} = -\alpha\hat{s}(t) + \frac{2k}{N_0} f(t)[s(t) - f(t)\hat{s}];$$

$$\frac{dk}{dt} = \frac{N_1}{2} - 2\alpha k - \frac{2}{N_0} f^2 k^2,$$

где k – коэффициент передачи фильтра Калмана (рисунок 1.11).

1.5 Методы вторичного уплотнения

Описанный в п. 1.4.3 метод повышения энергоэффективности представляется интересным с точки зрения практического применения, однако для его использования требуется соответствие экстраполяторов приёмного и передающего блоков. Для обеспечения их идентичности целесообразно передавать параметры экстраполятора, полученные передающим блоком, приёмнику. При этом для обеспечения спектральной эффективности необходимо сохранить ширину частотной полосы канала. Для решения этой задачи можно использовать вторичное уплотнение сигналов. Под вторичным уплотнением понимается добавление в основной канал связи дополнительного сигнала, переносящего вторичное сообщение, так,

чтобы нормальное функционирование основного канала не было нарушено. Системы уплотнения, в соответствии с теорией Д.Д. Кловского [52, 54], могут быть разделены на два основных класса:

- сигнальное уплотнение: частотное, временное, кодовое.
- информационное уплотнение (сжатие): сжатие данных без потери информации, сжатие данных с частичной потерей информации.

Вторичное уплотнение можно описать как комбинацию сигнального и информационного уплотнения, таким образом, оно является своего рода промежуточным с точки зрения классификации (рисунок 1.12) решением. Вторичное уплотнение, как и информационное, подразумевает устранение (или снижение) информационной избыточности сигнала. В то же время, как и сигнальное уплотнение, вторичное уплотнение канала производится сигнальными методами [54].



Рисунок 1.12 – Методы увеличения пропускной способности телекоммуникационных систем

1.6 Общая задача построения энергоэффективной системы

Как было показано выше, при увеличении скорости передачи сигнала в беспроводных системах одним из лимитирующих факторов является сохранение отношения сигнал-шум на приеме. Повышение скорости передачи требует повышения спектральной эффективности модуляции [8], однако это негативно сказывается на помехоустойчивости канала [15, 11]. Для сохранения помехоустойчивости приходится увеличивать мощность передатчика, что негативно сказывается на времени автономной работы устройств. Представляется целесообразным для энергодефицитных устройств (см. п. 1.1) ввести критерий для оценки эффективности использования мощности источника питания по аналогии с работами [55, 56]. Будем называть его энергоэффективностью ($EnEf$). Оценивать её предлагается с помощью отношения скорости передачи R к потребляемой мощности передатчика P , необходимой для обеспечения указанной скорости передачи.

$$EnEf = \frac{R}{P} \left(\frac{\text{бит/с}}{\text{Вт}} \right). \quad (1.3)$$

Тогда можно сформулировать направление исследования беспроводных систем передачи: повышение энергоэффективности системы при сохранении заданных параметров качества связи (вероятности битовой или символьной ошибки на приеме и скорости передачи данных). Для реальных систем решение такой задачи будет означать уменьшение энергопотребления при сохранении скорости передачи.

Одним из способов решения указанной задачи является применение дифференциального преобразования [48, 49]. При разработке структурного решения, обеспечивающего дифференциальное преобразование, необходимо также учесть современные тенденции в развитии беспроводных технологий. Как было показано выше, большинство существующих и перспективных стандартов беспроводной связи используют для повышения спектральной эффективности технологию ор-

тогонального частотного мультиплексирования (OFDM). Таким образом, целесообразно рассматривать вопрос применения дифференциального преобразования именно для систем OFDM [50].

Блок экстраполяции может быть установлен как в области низкочастотного сигнала, так и после блока преобразования Фурье, в этом случае анализироваться на избыточность будет уже не каналный сигнал, а сформированная комплексная огибающая сигнала OFDM.

В многоканальной системе использование дифференциального метода требует либо установки экстраполятора в каждый из каналов, либо координирования экстраполяторов. Обобщённую структуру системы с использованием OFDM и дифференциальной обработки приведена на рисунке 1.13. Как было отмечено выше, для корректной работы требуется при приёме осуществлять восстановление комплексной огибающей сигнала OFDM экстраполяторами, идентичным блокам, установленным в передатчике. Для корректной работы системы необходимо обеспечить синхронизацию этих экстраполяторов и передачу параметров экстраполяторов передатчика приёмнику. Эти задачи решаются введением в схему дополнительного канала, реализованного на основе вторичного уплотнения.

В приведённой схеме предложены два способа обработки, условно можно их обозначить как «преобразование по входу» и «преобразование по выходу». Следует дополнительно отметить, что для систем с OFDM координирование предусматривает не только объединение функционала нескольких экстраполяторов в одном блоке, но и сохранение ортогональности квадратурных составляющих комплексной огибающей сигнала. Таким образом, можно сформулировать следующие требования к экстраполятору:

1) увеличение энергоэффективности передающего блока при сохранении параметров канала (скорости передачи, уровня действующей помехи, вероятности битовой ошибки). При этом в качестве достаточного условия увеличения энергоэффективности будем принимать уменьшение мощности передатчика системы;

2) сохранение ортогональности по Гильберту синфазного и квадратурного каналов (ортогональность разностных сигналов синфазной и квадратурной составляющей);

3) сохранение устойчивости приёмного блока при введении в него положительной обратной связи.

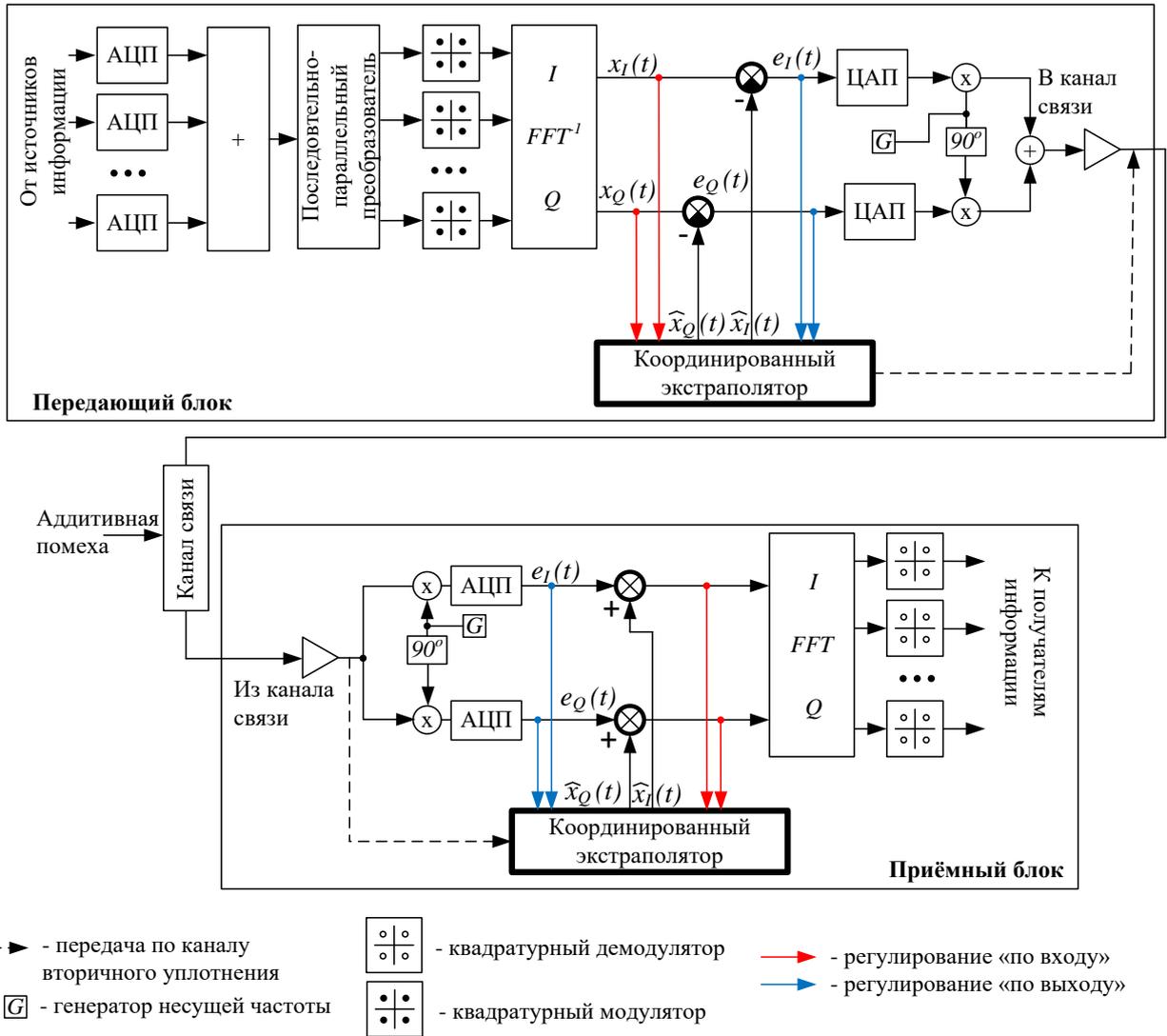


Рисунок 1.13 – Обобщённая структура тракта OFDM при использовании дифференциальной схемы преобразования

Выводы по главе 1

1. Произведен обзор технологий построения энергоэффективных систем связи на базе технологии ортогонального частотного мультиплексирования. Показано, что системы повышения энергоэффективности на основе поворота сигнального созвездия требуют изменений структуры формирования сигналов и значительных изменений в схемотехнике устройств связи. Следовательно, необходима разработка метода повышения энергетической эффективности, позволяющего минимизировать схемотехнические изменения существующих систем.

2. Предложены методы повышения энергоэффективности систем связи с ортогональным частотным мультиплексированием на основе использования дифференциальной обработки канальных сигналов синфазного и квадратурного канала с экстраполяцией по методу Винера – Хопфа и Калмана.

3. Сформулированы требования к энергоэффективной системе связи, использующей дифференциальное преобразование сигналов.

2 Разработка кодека для системы беспроводной связи, использующей ортогональное частотное мультиплексирование, на основе дифференциального метода

Как было показано в главе 1, экстраполяция комплексной огибающей сигналов OFDM может быть реализована различными способами. Ниже рассмотрены достоинства и недостатки способов реализации схемы экстраполяции на основе фильтра Калмана – Бьюси и на основе фильтра Винера [57].

2.1 Экстраполятор на основе фильтра Калмана-Бьюси

Структура системы передачи сигналов OFDM с использованием дифференциального преобразования по входу [58] показана на рисунке 2.1.

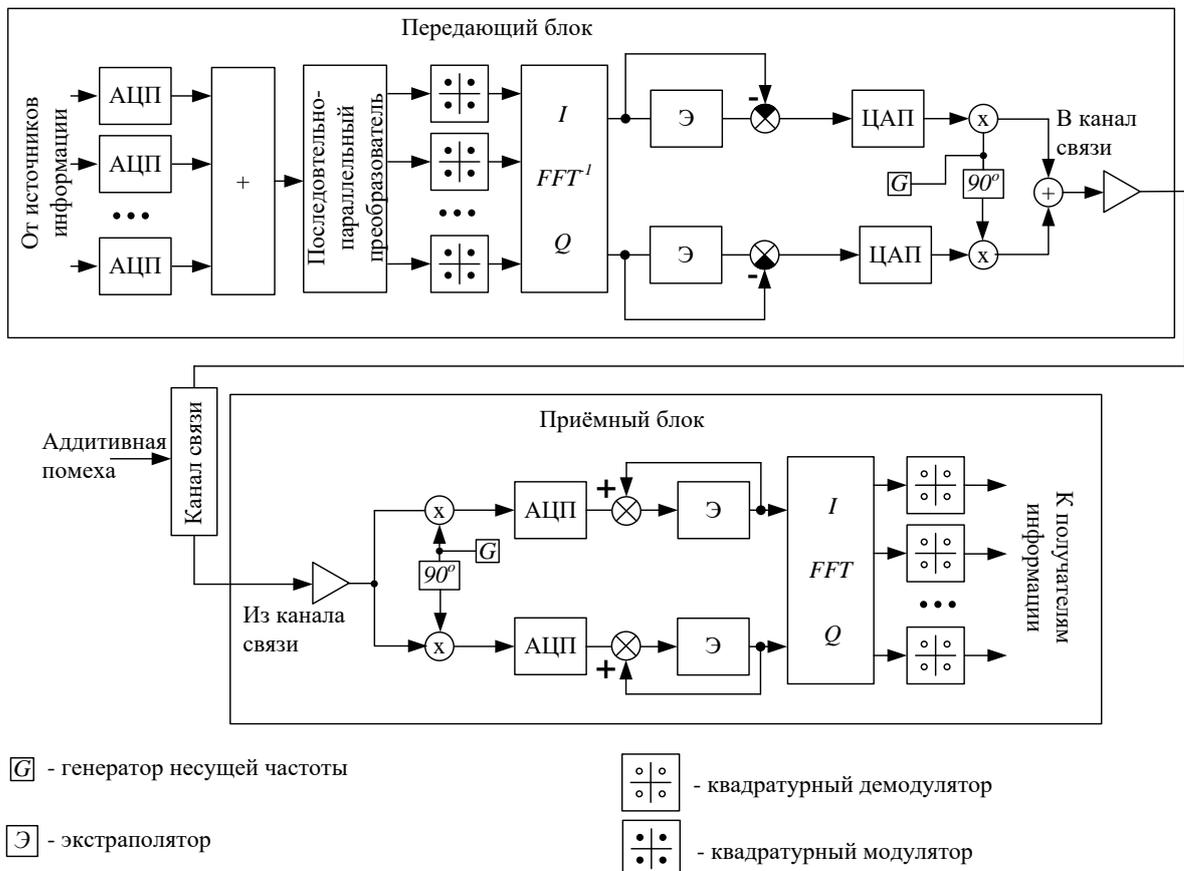


Рисунок 2.1– Структура формирования и приёма сигнала OFDM при использовании экстраполяции по входу

Классическая структура тракта передачи и приёма сигнала OFDM дополнена устанавливаемыми в синфазном и квадратурном каналах экстраполяторами. На блок высокочастотного модулятора при этом подаётся разница экстраполированного и текущего значений комплексной огибающей. После прохождения по каналу связи (примем канал с аддитивным белым гауссовским шумом) сигнал демодулируется, вновь проходит через блок экстраполятора и суммируется с экстраполированным значением. Далее восстановленная комплексная огибающая сигнала OFDM поступает на блок быстрого преобразования Фурье (БПФ, FFT), после чего происходит квадратурная демодуляция и восстановление исходного информационного сигнала.

Покажем, что указанным в п. 1.6 требованиям может удовлетворять экстраполятор на основе фильтра Калмана – Бьюси. Его структурная схема для синфазного канала (канала I) приведена на рисунке 2.2.

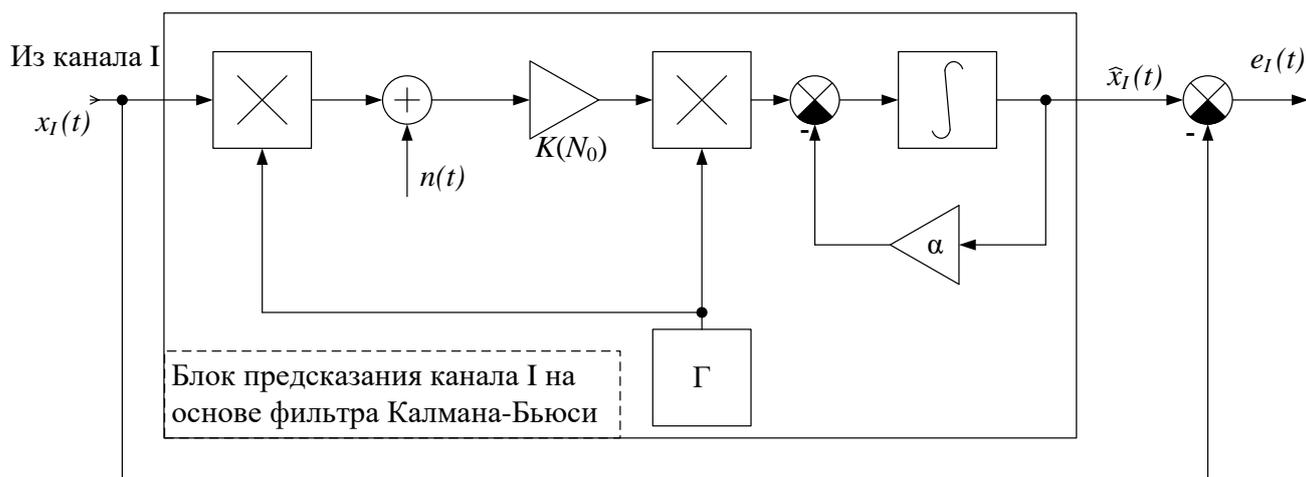


Рисунок 2.2– Структурная схема фильтра Калмана – Бьюси

Представленная схема характерна тем, что непосредственно в фильтре учитывается весь процесс передачи и приёма сигнала. Генератор Γ и множители выполняют роль высокочастотных модулятора и демодулятора. Сигнал $n(t)$ – действующая в канале передачи помеха со спектральной плотностью мощности (СПМ) N_0 . СПМ, помехи в свою очередь, определяет передаточную функцию приёмного предусилителя ($K(N_0)$). Охваченный отрицательной обратной связью интегратор реализует уравнение фильтра Калмана [52, 59]. При прохождении сиг-

нала синфазного канала через фильтр Калмана получаем оценку сигнала (его экстраполированное значение), которое сравнивается (элемент сравнения представляет собой разностный блок) с исходным значением сигнала, таким образом, после сравнения в системе в качестве информационного используется уже разностный сигнал.

Остановимся подробнее на усилителе с передаточной функцией $K(N_0)$. При рассмотрении фильтра Калмана в качестве входного используется сигнал, описываемый стохастическим дифференциальным уравнением [52]. Для схемы, рассмотренной на рисунке 2.2, это уравнение имеет вид:

$$\frac{\partial x_I}{\partial t} = -\alpha \cdot x_I(t) + \alpha \cdot N_1(t),$$

где $N_1(t)$ – белый Гауссовский шум (т.н. «порождающий процесс») с нулевым средним значением и односторонней СПМ N_1 ;

α – коэффициент фильтра Калмана.

Уравнение можно проиллюстрировать схемой формирования сигнала (рисунок 2.3).

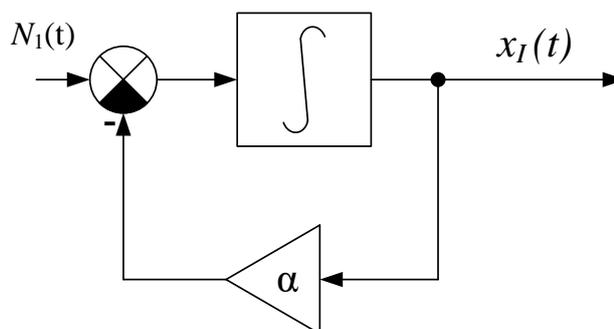


Рисунок 2.3 – Формирование сигнала для фильтра Калмана

СПМ такого сигнала описывается выражением [52]:

$$G_b(f) = \frac{2 \cdot \alpha \cdot P_b}{\alpha^2 + 4 \cdot \pi^2 \cdot f^2}.$$

Вид СПМ приведен на рисунке 2.4.

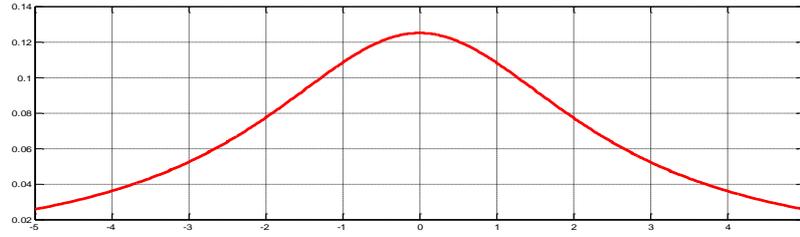


Рисунок 2.4 – Вид СПМ сигнала на входе фильтра

Видно, что такая СПМ близка к СПМ идеализированного сигнала OFDM, что подтверждает правомерность гипотезы.

Фильтр Калмана позволяет минимизировать разницу $e_I(t)$ и $e_Q(t)$ между сигналами синфазной и квадратурной составляющей $x_I(t)$ и $x_Q(t)$ и их оценками $\hat{x}_I(t)$ и $\hat{x}_Q(t)$. Математическая постановка задач построения экстраполятора может быть сформулирована следующим образом [57]. При известной форме входных сигналов $x_I(t)$ и $x_Q(t)$ и известной форме помехи $n(t)$, Имеющей спектральную плотность мощности (СПМ) N_0 , найти оценки входных сигналов $\hat{x}_I(t)$ и $\hat{x}_Q(t)$, обеспечивающие минимум динамических диапазонов разностных сигналов $e_I(t)$ и $e_Q(t)$ и сохраняющие при этом их ортогональность:

$$k_I(t) = M[e_I^2(t)] = M[(x_I(t) - \hat{x}_I(t))^2] \rightarrow \min;$$

$$k_Q(t) = M[e_Q^2(t)] = M[(x_Q(t) - \hat{x}_Q(t))^2] \rightarrow \min;$$

$$e_I(t) = x_I(t) - \hat{x}_I(t);$$

$$e_Q(t) = x_Q(t) - \hat{x}_Q(t);$$

$$\frac{1}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} M(e_I(\tau) \cdot e_Q(t - \tau)) d\tau = 0,$$

где T – период наблюдения.

В соответствии с приведенными выражениями, можно записать уравнения фильтра Калмана для синфазного канала [52]:

$$\frac{\partial x_I(t)}{\partial t} = -\alpha \cdot x_I(t) + \frac{2 \cdot k_I(t)}{N_0} \cos(\omega \cdot t) \left[z_I(t) - \cos(\omega \cdot t) \cdot x_I(t) \right],$$

$$\frac{\partial k_I(t)}{\partial t} = \frac{N_{1I}}{2} - 2 \cdot \alpha \cdot k_I(t) - \frac{2}{N_0} \cos^2(\omega \cdot t) \cdot k_I^2(t), \quad (2.1)$$

где $z_I(t) = x_I(t) \cos(\omega \cdot t) + n(t)$ – модулированный высокочастотный сигнал синфазной компоненты OFDM, подвергшийся воздействию канальной помехи;

$\cos(\omega \cdot t)$ - несущее колебание с угловой частотой ω .

Аналогично для квадратурного канала:

$$\frac{\partial x_Q(t)}{\partial t} = -\alpha \cdot x_Q(t) + \frac{2 \cdot k_Q(t)}{N_0} \cos(\omega \cdot t) \left[z_I(t) - \cos(\omega \cdot t) \cdot x_Q(t) \right],$$

$$\frac{\partial k_Q(t)}{\partial t} = \frac{N_{1Q}}{2} - 2 \cdot \alpha \cdot k_Q(t) - \frac{2}{N_0} \cos^2(\omega \cdot t) \cdot k_Q^2(t),$$

$$N_{1Q} = \frac{4 \cdot P_Q}{\alpha}.$$

Предположим, что $\frac{\partial k_I(t)}{\partial t} = 0$. Тогда уравнение (2.1) сводится к квадратно-

му уравнению относительно $k_I(t)$ и его решение имеет вид:

$$k_I(t)_{1,2} = \frac{2 \cdot \alpha \pm \sqrt{4 \cdot \alpha^2 - 4 \frac{N_{1I}}{N_0} \cos^2(\omega \cdot t)}}{\frac{4}{N_0} \cos^2(\omega \cdot t)}.$$

В соответствии с постановкой задачи экстраполяции будем рассматривать меньшее решение

$$k_I(t) = \frac{2 \cdot \alpha - \sqrt{4 \cdot \alpha^2 - 4 \frac{N_{1I}}{N_0} \cos^2(\omega \cdot t)}}{\frac{4}{N_0} \cos^2(\omega \cdot t)}.$$

При синхронной работе системы (синхронизации приёмника и передатчика) принятие решения относительно оценки принятого сигнала будет происходить в

дискретные моменты времени t_p , кратные периоду несущей: $t_p = \frac{2\pi}{\omega}$. Тогда зна-

чение $k_I(t)$ можно записать в упрощённой форме:

$$k_I(t) = \frac{2 \cdot \alpha - \sqrt{4 \cdot \alpha^2 - 4 \frac{N_1}{N_0}}}{\frac{4}{N_0}}. \quad (2.2)$$

Покажем теперь, что гипотеза $\frac{\partial k_I(t)}{\partial t} = 0$ является допустимой. Рассмотрим уравнение (2.1), учитывая синхронный режим работы системы. Тогда уравнение упрощается:

$$\frac{\partial k_I(t)}{\partial t} = \frac{N_{II}}{2} - 2 \cdot \alpha \cdot k_I(t) - \frac{2}{N_0} \cdot k_I^2(t). \quad (2.3)$$

Решение уравнения (2.3) имеет вид:

$$k_I(t) = -\frac{1}{2} \alpha \cdot N_0 + \frac{1}{2} \operatorname{th} \left(\frac{\sqrt{N_0^2 \alpha^2 + N_0 N_{II}} \cdot (\operatorname{const} + t)}{N_0} \right) \cdot \sqrt{N_0^2 \alpha^2 + N_0 N_{II}}.$$

Тогда:

$$\frac{\partial k_I(t)}{\partial t} = \frac{1}{2} \frac{\left(1 - \operatorname{th}^2 \left(\frac{\sqrt{N_0^2 \alpha^2 + N_0 N_{II}} \cdot (\operatorname{const} + t)}{N_0} \right) \right)}{N_0} \cdot (N_0^2 \alpha^2 + N_0 N_{II}).$$

В установившемся режиме (при $t \rightarrow \infty$) получим:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{\partial k_I(t)}{\partial t} = 0.$$

Таким образом, в установившемся режиме предположение $\frac{\partial k_I(t)}{\partial t} = 0$ является правомерным и, следовательно, выражение (2.2) может быть использовано для синтеза передаточной функции фильтра Калмана в синфазном и квадратурном каналах.

Проведя аналогичные операции для сигнала квадратурного канала, получим:

$$k_Q = \frac{2 \cdot \alpha - \sqrt{4 \cdot \alpha^2 - 4 \frac{N_{1Q}}{N_0}}}{\frac{4}{N_0}}.$$

Произведём оценку выигрыша в мощности сигнала. Обозначим искомую величину буквой G . Тогда для синфазного канала:

$$G_I = 10 \cdot \lg \left(\frac{e_I^2(t)}{x_I^2(t)} \right) = 20 \cdot \lg \left(\frac{e_I(t)}{x_I(t)} \right).$$

Для квадратурного канала аналогично:

$$G_Q = 20 \cdot \lg \frac{\alpha}{\alpha + \frac{2 \cdot k_Q}{N_0}}$$

Оценим отдельно числитель и знаменатель функций, стоящих под знаком логарифма, на примере величины G_I . Для этого рассмотрим их поведение в установившемся режиме (при $t \rightarrow \infty$) и воспользуемся предельными (тауберовыми) теоремами. Получим:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_I(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot E_I(p),$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x_I(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot X_I(p),$$

где $X_I(p)$ – изображение по Лапласу функции $x_I(t)$,

$E_I(p)$ – изображение по Лапласу функции $e_I(t)$,

p – переменная преобразования Лапласа.

Выразим $E_I(p)$ через передаточную функцию фильтра Калмана $W_I(p)$ и изображение $X_I(p)$:

$$\begin{aligned} \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot E_I(p) &= \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot (X_I(p) - W_I(p)X_I(p)) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot (X_I(p) - W_I(p)X_I(p)) = \\ &= \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot X_I(p) \cdot (1 - W_I(p)), \end{aligned}$$

где $W_I(p)$ для случая синхронного режима работы в соответствии с рисунком 2.2 и [52] можно записать в виде:

$$W(p) = \frac{\frac{2 \cdot k_I}{N_0}}{p + \left(\alpha + \frac{2 \cdot k_I}{N_0} \right)}.$$

С учётом этого, в установившемся режиме получим:

$$\begin{aligned} G_I &= 20 \cdot \lg \left(\frac{\lim_{t \rightarrow \infty} e_I(t)}{\lim_{t \rightarrow \infty} x_I(t)} \right) = 20 \cdot \lg \left(\frac{\lim_{p \rightarrow 0} p \cdot X_I(p) \cdot (1 - W_I(p))}{\lim_{p \rightarrow 0} p \cdot X_I(p)} \right) = \\ &= 20 \cdot \lg \left(\lim_{p \rightarrow 0} \frac{p \cdot X_I(p) \cdot (1 - W_I(p))}{p \cdot X_I(p)} \right) = 20 \cdot \lg \left(1 - \frac{\frac{2 \cdot k_I}{N_0}}{p + \left(\alpha + \frac{2 \cdot k_I}{N_0} \right)} \right) = \\ &= 20 \cdot \lg \frac{\alpha}{\alpha + \frac{2 \cdot k_I}{N_0}} < 0. \end{aligned}$$

Очевидно, что $G_I < 0$ при любых положительных значениях α , k_I и N_0 , что подтверждает, что динамический диапазон канального сигнала для синфазного канала при применении дифференциального преобразования с экстраполяцией на основе фильтра Калмана будет уменьшен относительно исходного сигнала. Проведя аналогичные вычисления, можно получить идентичный результат для квадратурного канала. Таким образом, при использовании дифференциального преобразования по входу на основе фильтрации по Калману, достигается уменьшение динамического диапазона канального сигнала.

Теперь покажем, что разностные сигналы синфазного и квадратурного каналов сохраняют ортогональность. Для этого должно выполняться условие:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} M(e_I(t) \cdot e_Q(t)) dt = 0. \quad (2.4)$$

Преобразуем указанное условие:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} M(e_I(t) \cdot e_Q(t)) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} M\left(\left(x_I(t) - x_I(t)\right) \cdot \left(x_Q(t) - x_Q(t)\right)\right) dt =$$

$$\begin{aligned}
&= \int_{-\infty}^{+\infty} M \left(x_I(t)x_Q(t) + x_I(t)x_Q(t) - x_I(t)x_Q(t) - x_Q(t)x_I(t) \right) dt = \\
&= \int_{-\infty}^{+\infty} M \left(x_I(t)x_Q(t) \right) dt + \int_{-\infty}^{+\infty} M \left(x_I(t)x_Q(t) \right) dt - \\
&\quad - \int_{-\infty}^{+\infty} M \left(x_I(t)x_Q(t) \right) dt - \int_{-\infty}^{+\infty} M \left(x_Q(t)x_I(t) \right) dt.
\end{aligned}$$

Первое слагаемое обращается в ноль по определению, исходные сигналы синфазного и квадратурного каналов являются ортогональными. Рассмотрим третье слагаемое подробнее.

$$\int_{-\infty}^{+\infty} M \left(x_I(t)x_Q(t) \right) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} M \left(x_I(t) \int_0^{t_1} x_Q(\tau) \cdot w(t_1, \tau) d\tau \right) dt,$$

где $w(t_1, \tau)$ – функция веса экстраполятора.

Поскольку функция $x_I(t)$ инвариантна относительно τ , внесём её под знак интеграла. Также внесём под знак интеграла операцию математического ожидания (в силу независимости операций). Функцию веса как детерминированную вынесем из-под операции математического ожидания. Получим:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \int_0^{t_1} M \left(x_Q(\tau) \cdot w(t_1, \tau) \cdot x_I(t) \right) d\tau dt = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_0^{t_1} \left(w(t_1, \tau) \cdot M \left(x_I(t) \cdot x_Q(\tau) \right) \right) d\tau dt.$$

В силу ортогональности синфазного и квадратурного сигналов:

$$M \left(x_Q(\tau) \cdot x_I(t) \right) = 0.$$

Таким образом, третье слагаемое равно нулю. Аналогичную операцию можно проделать для второго и четвёртого слагаемых, тогда получим, что условие (2.4) выполняется, то есть разностные сигналы сохраняют ортогональность.

Оценим теперь устойчивость рассматриваемого решения при восстановлении сигнала. В соответствии со схемой, при веденной на рисунке 2.1, необходимо оценить устойчивость экстраполятора, охваченного положительной обратной связью. Обозначим передаточную функцию охваченного положительной обратной

связью звена в синфазном канале приёма через $W_{IRX}(p)$, передаточную функцию экстраполятора через $W_I(p)$. Тогда:

$$W_{IRX}(p) = \frac{W_I(p)}{1 - W_I(p)}.$$

Если в качестве экстраполятора используется фильтр Калмана – Бьюси, получим:

$$W_{IRX}(p) = \frac{\frac{\frac{2 \cdot k_I}{N_0}}{p + \left(\alpha + \frac{2 \cdot k_I}{N_0} \right)}}{1 - \frac{\frac{2 \cdot k_I}{N_0}}{p + \left(\alpha + \frac{2 \cdot k_I}{N_0} \right)}} = \frac{\frac{2 \cdot k_I}{N_0}}{p + \alpha}.$$

В установившемся режиме для устойчивости необходимо, чтобы $W_{IRX}(p)$ было меньше 1:

$$W_{IRX}(p) = \frac{\frac{2 \cdot k_I}{N_0}}{\alpha} < 1,$$

откуда:

$$k_I < \frac{\alpha N_0}{2}.$$

Проверим решение (2.2) на соответствие указанному критерию:

$$\frac{2 \cdot \alpha - \sqrt{4 \cdot \alpha^2 - 4 \frac{N_1}{N_0}}}{\frac{4}{N_0}} < \frac{\alpha N_0}{2}.$$

Умножим числитель и знаменатель левой части на N_0 . Получим:

$$\frac{2 \cdot \alpha N_0 - \sqrt{4 \cdot \alpha^2 N_0^2 - 4 N_1}}{4} < \frac{\alpha N_0}{2};$$

$$2 \cdot \alpha N_0 - \sqrt{4 \cdot \alpha^2 N_0^2 - 4 N_1} < 2 \cdot \alpha N_0.$$

Очевидно, что указанное неравенство будет выполняться для любых положительных значений α , k_I , N_0 и N_1 , то есть выражение (2.2) позволяет получить на приёме устойчивое решение. Следует также заметить, что второй корень уравнения (1) не будет соответствовать критерию устойчивости ни при каких значениях α , k_I , N_0 и N_1 . Доказательство для квадратурного канала является аналогичным.

Вывод.

Предложена схема дифференциального преобразования «по входу» с экстраполяцией на основе фильтра Калмана – Бьюси. Показано, что использование предложенной схемы снижает динамический диапазон канального сигнала при сохранении ортогональности его синфазной и квадратурной компонент и устойчивости схемы восстановления сигнала на приёме.

2.2 Экстраполятор на основе фильтра Винера

При применении для экстраполяции сигналов комплексной огибающей OFDM-сигнала фильтра Винера синфазный и квадратурный каналы дополняются экстраполяторами и элементами сравнения (вычитающими устройствами) [60]. Обобщённая схема тракта передачи сигнала OFDM в этом случае приведена на рисунке 2.5.

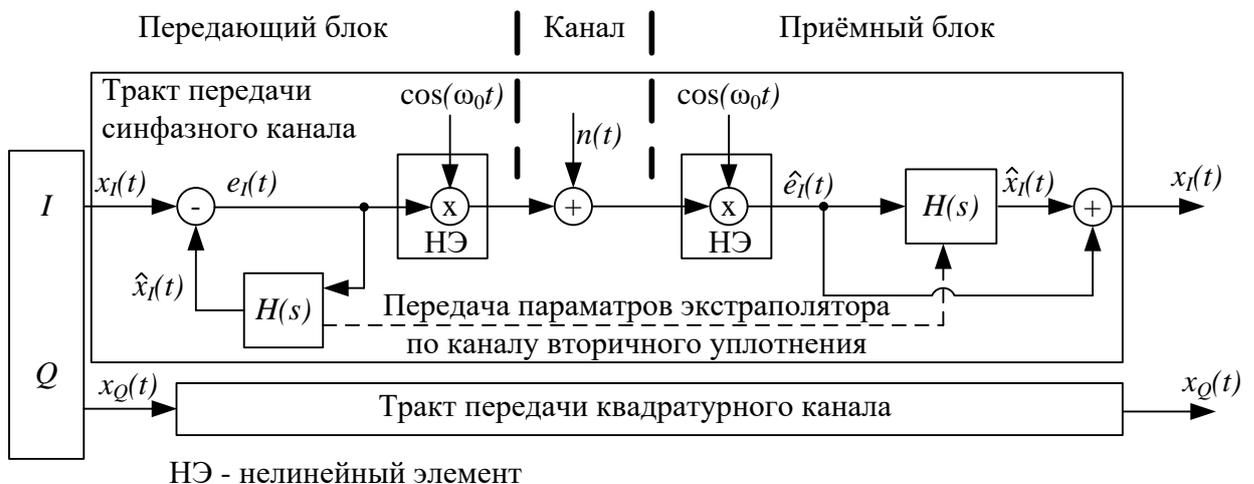


Рисунок 2.5 – Структурная схема системы передачи сигналов OFDM с экстраполяцией на основе фильтра Винера

Исходя из принципа формирования сигнала OFDM, можно сформулировать первое требование для модифицированной системы передачи. Необходимо обеспечить сохранение ортогональности сигналов квадратурного и синфазного каналов. Для этого сигналы $e_I(t)$ и $e_Q(t)$ должны удовлетворять условию ортогональности. Ортогональность разностных сигналов была показана в п.2.1.

2.2.1 Синтез передаточной функции экстраполятора на основе фильтра Винера

Рассмотрим отдельно тракт передачи синфазного канала, приведённый ранее на рисунке 2.5 [60]. Его можно упростить, сделав ряд допущений. Предположим, что канал связи не вносит задержек и затухания, а помеха в канале представляет собой белый шум. Предположим также, что воздействие нелинейных элементов в блоках передатчика и приёмника взаимно компенсируют друг друга (передаточные функции взаимно обратны). Тогда тракт передачи представляет собой звено, охваченное отрицательной обратной связью (на рисунке 2.6 приведена схема для синфазной составляющей; $n_I(t)$ – помеха, приведённая к выходу передатчика).

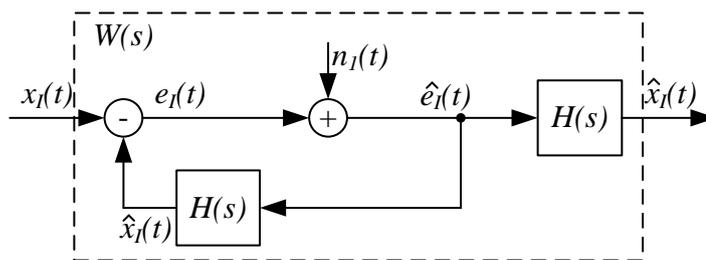


Рисунок 2.6 – Упрощенный тракт передачи

Передаточная функция звена $W(s)$ в этом случае определяется как:

$$W(s) = \frac{H(s)}{1 + H(s)}.$$

Тогда:

$$H(s) = \frac{W(s)}{1 - W(s)}.$$

Согласно поставленной задаче, необходимо уменьшать динамический диапазон сигнала $e(t)$ в квадратурном и синфазном каналах. В этом случае, с учётом приведённой выше схемы, задача тождественна задаче оптимальной фильтрации, и, согласно [6], передаточную функцию канала можно определить выражением:

$$W(s) = \frac{1}{\Phi_{zz}^+(s)} \left[\frac{\Phi_{zx}(s)}{\Phi_{zz}^-(s)} \right]_+,$$

где $x(t)$ – желаемый сигнал на выходе системы;

$\Phi(s)$ – спектральная плотность мощности (СПМ) соответствующего сигнала;

$z(t)$ – сигнал, смешанный с помехой.

Для случая аддитивной помехи при условии отсутствия корреляции сигнала и помехи имеем [60]:

$$z(t) = x(t) + n_1(t).$$

$$\begin{aligned} \Phi_{zz}(s) &= \lim_{T \rightarrow \infty} M \left[\frac{Z(-s) \cdot Z(s)}{T} \right] = \lim_{T \rightarrow \infty} M \left[\frac{(X(-s) + N(-s)) \cdot (X(s) + N(s))}{T} \right] = \\ &= \Phi_{xx}(s) + \Phi_{nn}(s) + \Phi_{xn}(s) + \Phi_{nx}(s). \end{aligned}$$

$$\Phi_{zx}(s) = \lim_{T \rightarrow \infty} M \left[\frac{Z(-s) \cdot X(s)}{T} \right] = \lim_{T \rightarrow \infty} M \left[\frac{(X(-s) + N(-s)) \cdot X(s)}{T} \right] = \Phi_{xx}(s) + \Phi_{nx}(s).$$

В случае, если сигнал и помеха не коррелированы, их взаимные спектральные плотности мощности равны 0. Тогда:

$$\Phi_{zz}(s) = \Phi_{xx}(s) + \Phi_{nn}(s).$$

$$\Phi_{zx}(s) = \Phi_{xx}(s).$$

Таким образом, показана возможность синтеза передаточной функции экстраполятора для синфазного канала. Аналогичным образом может быть получена и передаточная функция экстраполятора квадратурного канала.

2.2.2 Пример синтеза передаточной функции экстраполятора на основе фильтра Винера

Рассмотрим простой числовой пример [60, 61]. Пусть:

$$\Phi_{xx} = \frac{1}{a_1^2 (\alpha^2 - s^2)},$$

$$\Phi_{nn} = \frac{1}{a_2^2},$$

где a_1 , a_2 , α – положительные коэффициенты.

Тогда передаточная функция канала будет иметь вид:

$$W(s) = K_1 \cdot \frac{1}{1 + \tau s},$$

где

$$K_1 = \frac{a_2^2}{\sqrt{a_1^2 \alpha^2 + a_2^2} (a_1 \alpha + \sqrt{a_1^2 \alpha^2 + a_2^2})},$$

$$\tau = \frac{a_1}{\sqrt{a_1^2 \alpha^2 + a_2^2}}.$$

Тогда для передаточной функции экстраполятора получим:

$$H(s) = \frac{K_1}{1 - K_1 + \tau s}.$$

Таким образом, в установившемся режиме динамический диапазон сигнала $e(t)$ будет определяться коэффициентом K_1 , который, в свою очередь, можно варьировать, изменяя СПМ сигнала $x(t)$. Покажем, что динамический диапазон сигнала $e(t)$ будет меньше диапазона сигнала $x(t)$.

$$E(s) = X(s) - \hat{X}(s) = X(s) - E(s) \cdot H(s),$$

откуда

$$E(s) = \frac{X(s)}{H(s) + 1}.$$

Чтобы функция $E(s)$ была меньше $X(s)$, необходимо, чтобы функция $H(s)$ была неотрицательной. В установившемся режиме ($\tau \rightarrow 0$):

$$H(s) = \frac{K_1}{1 - K_1} > 0,$$

откуда

$$0 < K_1 < 1.$$

Из формулы для нахождения K_1 очевидно, что этот коэффициент не может быть отрицательным. Заметим также, что знаменатель представляет собой произведение двух множителей, каждое из которых больше a_2^2 . Следовательно, K_1 меньше единицы при любых значениях коэффициентов a_1 , a_2 , α , следовательно, динамический диапазон сигнала $e(t)$ будет меньше диапазона сигнала $x(t)$. Таким образом, при использовании логарифмической формы записи, получим:

$$10 \lg \frac{e^2(t)}{x^2(t)} < 0.$$

Также видно, что чем больше a_2 и меньше a_1 (то есть чем выше отношение сигнал-шум), тем более эффективным становится предсказание [60].

2.3 Координированная экстраполяция сигналов OFDM

Рассмотренная в п. 2.2 схема, как показывает приведённый выше пример, позволяет уменьшить динамический диапазон сигнала, однако требует для реализации двух отдельных экстраполяторов, по одному в каждый из каналов. Целесообразным выглядит поиск решения с единственным экстраполятором, учитывающим спектральные плотности мощности обоих каналов. В этом случае структурная схема системы связи примет вид, приведённый на рисунке 2.7 [62, 63].

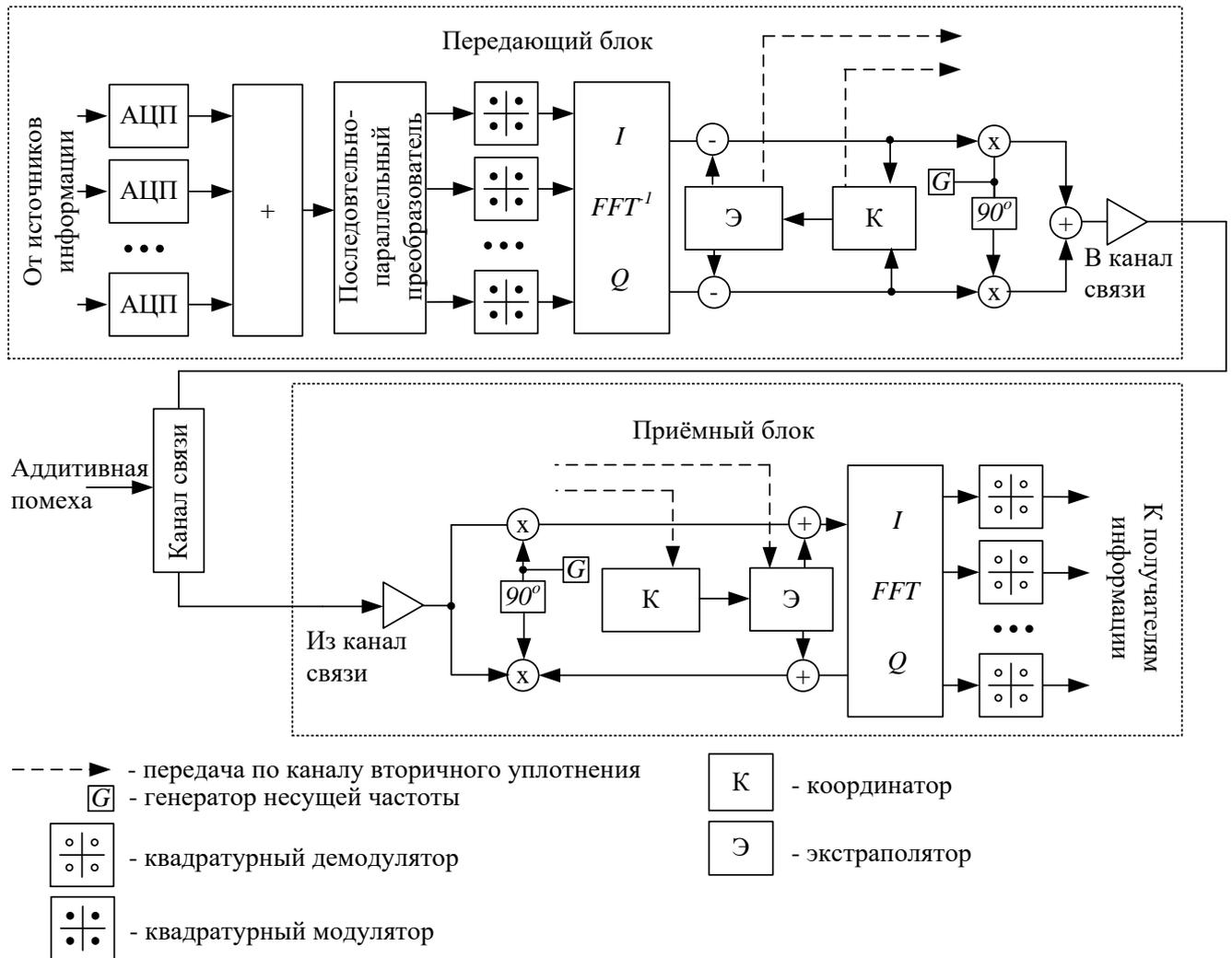


Рисунок 2.7 – Структурная схема системы передачи сигналов OFDM с координированной экстраполяцией на основе фильтра Винера

Исходный сигнал от нескольких источников поступает на аналого-цифровые преобразователи (АЦП), объединяется, подаётся на каналные квадратурные модуляторы, и далее – на блок обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ), формирующий комплексную огибающую сигнала OFDM. Далее низкочастотные сигналы синфазного и квадратурного каналов поступают на координатор, оценивающий параметры сигналов и передающий данные о спектральных плотностях сигналов и помехи в канале на экстраполятор. Этот блок, в свою очередь, на основании полученных данных синтезирует предполагаемую комплексную огибающую для следующего момента времени, иными словами, предсказывает её (экстраполирует). Далее предсказанное значение вычитается из реального

значения комплексной огибающей, и на высокочастотный модулятор поступает уже разница между экстраполированным значением и реальным. Этот сигнал модулирует высокую частоту, полосовой сигнал направляется в канал связи, где подвергается воздействию помехи. Одновременно с этим также передаются по каналу вторичного уплотнения параметры координатора, чтобы на приёмной стороне можно было также синтезировать предсказанное значение комплексной огибающей. Таким образом, после приёма полосового сигнала и его переноса вниз по частоте (демодуляции), принятый сигнал складывается с предсказанным значением, и на вход OFDM-демодулятора (блока быстрого преобразования Фурье, БПФ) поступает восстановленная огибающая.

Очевидно, что такой метод уменьшает динамический диапазон модулирующего сигнала. В то же время, на приёмной стороне происходит восстановление комплексной огибающей, так что потери информации не происходит. Таким образом, предложенный метод позволяет уменьшить скорость передачи информации в канале, не уменьшив при этом объём передаваемых данных. Исходя из этого, можно сформулировать три основных преимущества предложенной схемы формирования полосового OFDM-сигнала:

а) использование координированного предсказателя позволяет уменьшить избыточность и снизить скорость передачи информации в канале без потери объёма передаваемых данных; также, поскольку координатор и предсказатель принимают на себя часть функций по устранению избыточности, можно упростить алгоритмы подготовки информации к уплотнению методом OFDM и подготовки сигнала к передаче в эфир;

б) предсказатель может выполнять роль памяти канала, которая приводит к повышению помехоустойчивости (либо её сохранению при повышении объёма передаваемых данных)

в) вторичное уплотнение позволяет передавать параметры предсказателя, информацию о состоянии канала (чтобы исключить необходимость сложных вычислений устройством с автономным питанием).

2.3.1 Математическая модель координированного дифференциального преобразователя OFDM-сигнала

Математическая модель (рисунок 2.8) может быть построена из соображения линейности операции предсказания. В этом случае (с целью упрощения технической реализации) операцию координирования можно представить в виде суммирования. На входе координатора действует аддитивная помеха $n_w(t)$, спектральная плотность мощности (СПМ) Φ_{NN} которой считается известной, которая может быть определена пересчётом канальной помехи. Передаточные функции $W_I(s)$ и $W_Q(s)$ описывают процессы преобразования и задержки в синфазном и квадратурном каналах и также являются известными.

Необходимо синтезировать передаточную функцию $W(s)$ предсказателя из условия минимума дисперсии разностных сигналов $e_I(t)$ и $e_Q(t)$, что позволит уменьшить динамический диапазон сигналов синфазного и квадратурного каналов. Дополнительно на разностные сигналы накладывается ограничение в виде необходимости обеспечения их ортогональности (квазиортогональности), которая достигается выбором коэффициентов K_I и K_Q масштабирующих усилителей.

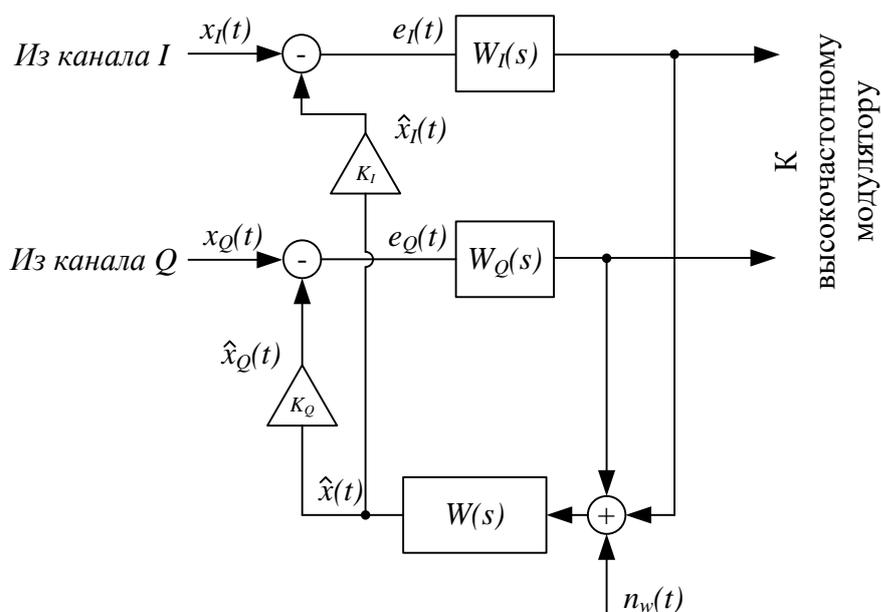


Рисунок 2.8 – Структурная схема формирования OFDM-сигнала, используемая для синтеза передаточной функции блока предсказания

Следовательно, математически постановка задачи формулируется следующим образом. При известных СПМ сигналов синфазного ($\Phi_{II}(s)$) и квадратурного ($\Phi_{QQ}(s)$) каналов, помехи $\Phi_{NN}(s)$ и передаточных функциях $W_I(s)$ и $W_Q(s)$, где s – комплексная переменная Лапласа, определить передаточную функцию $W(s)$ передсказателя в классе устойчивых из условия минимизации функционала $J(W(s))$ вида [62 – 64]:

$$J(W(s)) = \sigma_{II}^2(s) + \sigma_{QQ}^2(s) + \lambda_1 \sigma_{IQ}^2(s) + \lambda_2 \sigma_{QI}^2(s), \quad (2.5)$$

где $\sigma_{II}^2(s)$, $\sigma_{QQ}^2(s)$ – дисперсии соответственно синфазного и квадратурного каналов; $\sigma_{IQ}^2(s)$, $\sigma_{QI}^2(s)$ – коэффициенты взаимной корреляции сигналов синфазного и квадратурного каналов; λ_1 и λ_2 – множители Лагранжа.

Наличие слагаемых $\lambda_1 \sigma_{IQ}^2(s)$ и $\lambda_2 \sigma_{QI}^2(s)$ в (2.5) учитывает необходимость удовлетворения условиям ортогональности (квазиортогональности) сигналов, описываемым соотношениями:

$$\begin{aligned} \sigma_{IQ}^2(s) &= \delta_1^2, \\ \sigma_{QI}^2(s) &= \delta_2^2, \end{aligned} \quad (2.6)$$

где δ_1 и δ_2 – величины, стремящиеся к нулю в случае ортогональности, и принимающие малые (но не нулевые) значения, определяемые из инженерных соображений, в случае квазиортогональности.

2.3.2 Синтез передаточной функции координированного экстраполятора

Решение поставленной задачи будем искать вариационным методом [64]. Формально функционал (2.5) можно представить в общем виде:

$$J(s) = \frac{1}{2\pi j} \int_{-i\infty}^{i\infty} Q[W(s), W(-s), \lambda_1, \lambda_2] ds.$$

Вначале выразим изображения E_I и E_Q через передаточные функции блоков в соответствии с приведённой на рисунке 3 схемой. Получим:

$$\begin{aligned} E_I(s) &= X_I(s) \cdot (1 - A(s)W_I(s)K_I) - X_Q(s)A(s)W_Q(s)K_I - N_w(s)A(s)K_I; \\ E_Q(s) &= -X_I(s)A(s)W_I(s)K_Q + X_Q(s)(1 - A(s)W_Q(s)K_Q) - N_w(s)A(s)K_Q; \end{aligned} \quad (2.7)$$

При этом

$$A(s) = \frac{W(s)}{1 + K_I W_I(s)W(s) + K_Q W_Q(s)W(s)}.$$

Подставив полученные изображения в выражение для $Q(\bullet)$ и продифференцировав его (в соответствии с общей вариационной задачей) по $A(-s)$, получим модифицированное уравнение Винера – Хопфа:

$$\frac{\partial Q(\bullet)}{\partial A(-s)} = A(s)F(\lambda_1, \lambda_2, s) + G(\lambda_1, \lambda_2, s) = \xi(s), \quad (2.8)$$

где $\xi(s)$ – некоторая неизвестная комплексная функция, нули и полюсы которой находятся в правой части комплексной плоскости;

$$\begin{aligned} F(\lambda_1, \lambda_2, s) &= (K_I^2 + K_Q^2) \cdot (\Phi_{II}(s)W_I(s)W_I(-s) + \Phi_{QI}(s)W_I(s)W_Q(s) + \\ &+ \Phi_{IQ}(s)W_I(-s)W_Q(s) + \Phi_{QQ}(s)W_Q(s)W_Q(-s)) + \lambda_1 K_I K_Q \times (\Phi_{II}(s)W_I(s)W_I(-s) + \\ &+ \Phi_{QI}(s)W_I(s)W_Q(-s) + \Phi_{IQ}(s)W_I(-s)W_Q(s) + \Phi_{QQ}(s)W_Q(s)W_Q(-s) + \Phi_{NN}(s)) + \\ &+ \lambda_2 K_I K_Q (\Phi_{II}(s)W_I(s)W_I(-s) + \Phi_{IQ}(s)W_I(-s)W_Q(s) + \Phi_{QI}(s)W_I(s)W_Q(-s) + \\ &+ \Phi_{QQ}(s)W_Q(s)W_Q(-s) + \Phi_{NN}(s)); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} G(\lambda_1, \lambda_2, s) &= -K_I (\Phi_{QI}(s)W_Q(-s) + \Phi_{II}(s)W_I(-s)) - K_Q (\Phi_{IQ}(s)W_I(-s) + \\ &+ \Phi_{QQ}(s)W_Q(-s)) - \lambda_1 K_I (\Phi_{IQ}(s)W_I(-s) + \Phi_{QQ}(s)W_Q(-s)) - \\ &- \lambda_2 K_Q (\Phi_{QI}(s)W_Q(-s) + \Phi_{II}(s)W_I(-s)). \end{aligned}$$

Произведя операции факторизации и сепарации, получим выражение для $A(\lambda_1, \lambda_2, s)$:

$$A(s, \lambda_1, \lambda_2) = \frac{1}{F(s, \lambda_1, \lambda_2)^+} \cdot \left[\frac{G(s, \lambda_1, \lambda_2)}{F(s, \lambda_1, \lambda_2)^-} \right]_+. \quad (2.9)$$

Тогда искомая передаточная функция экстраполятора может быть записана следующим образом:

$$W(s, \lambda_1, \lambda_2) = \frac{A(s, \lambda_1, \lambda_2)}{1 - (A(\lambda_1, \lambda_2, s)K_I W_I(s) + A(\lambda_1, \lambda_2, s)K_Q W_Q(s))}.$$

При этом множители Лагранжа λ_1 и λ_2 определяются после подстановки полученной передаточной функции в выражения (2.7) и, с учётом того, что

$$\sigma_{ij}^2(\lambda_1, \lambda_2) = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{-j\infty} \lim_{T \rightarrow \infty} M \left[E_i(W(-s, \lambda_1, \lambda_2)) \cdot E_j(W(s, \lambda_1, \lambda_2)) \right] ds, \text{ решением системы}$$

(2.6) относительно λ_1, λ_2 .

2.3.3 Пример синтеза передаточной функции координированного экстраполятора

В качестве иллюстрации рассмотрим частный пример синтеза передаточной функции блока предсказания. Пусть известны СПМ сигналов квадратурного и синфазного каналов: $\Phi_{II}(s) = \frac{\alpha_1^2}{1 - \beta^2 s^2}$, $\Phi_{QQ}(s) = \frac{\alpha_2^2}{1 - \beta^2 s^2}$, и СПМ помехи $\Phi_N = N^2$.

Передаточные функции $W_I(s)$ и $W_Q(s)$, отражающие задержку на преобразование, могут быть описаны как элементы задержки, т.е. $W_I(s) = W_Q(s) = e^{-Ts}$. Задачу будем рассматривать для случая ортогональности синфазного и квадратурного сигналов,

тогда λ_1 и λ_2 можно считать равными 0.

С целью нахождения передаточной функции блока предсказания составляется модифицированное уравнение Винера-Хопфа (2.8), решение которого имеет вид (2.9), в котором:

$$F(s, \lambda_1, \lambda_2)^+ = (K_I^2 + K_Q^2) \cdot \frac{B + \beta N s}{1 + \beta s},$$

$$\left[\frac{G(s, \lambda_1, \lambda_2)}{F(s, \lambda_1, \lambda_2)^-} \right]_+ = \left[\frac{e^{sT} \cdot (K_I \alpha_1^2 + K_Q \alpha_2^2)}{N \cdot \left(\frac{B}{N} - \beta s \right) \cdot (1 + \beta s)} \right]_+,$$

где $B^2 = \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + N^2$.

Так как $\left[\frac{G(\bullet)}{F(\bullet)^-} \right]_+$ не является дробно-рациональной функцией, необходимо

воспользоваться обратным преобразованием Фурье и методом решения для трансцендентных функций [8]. Тогда получим:

$$\left[\frac{G(s, \lambda_1, \lambda_2)}{F(s, \lambda_1, \lambda_2)^-} \right]_+ = \frac{(K_I \alpha_1^2 + K_Q \alpha_2^2) \cdot e^{-T}}{A + N} \cdot \frac{1}{1 + s},$$

$$A(s) = \frac{\left(\frac{(K_I \alpha_1^2 + K_Q \alpha_2^2) \cdot e^{-T}}{B + N} \cdot \frac{1}{1 + s} \right)}{\left(\frac{(K_I^2 + K_Q^2) \cdot \sqrt{\alpha_1^2 + \alpha_2^2 + N^2} + \beta N s}{1 + \beta s} \right)},$$

а искомая передаточная функция блока предсказания будет определяться выражением:

$$W(s) = \frac{1}{\frac{1}{D(s)} - (K_I + K_Q) e^{sT}},$$

где

$$D(s) = \frac{(K_I \alpha_1^2 + K_Q \alpha_2^2) \cdot e^{-T} (1 + \beta s)}{(B + N)(1 + s)(K_I^2 + K_Q^2) \cdot B + \beta N s}.$$

В результате проведенного исследования было установлено, что динамический диапазон разностных сигналов можно уменьшить до двух и более раз по сравнению с известными методами формирования OFDM-сигналов, что позволяет на примерно такую же величину снизить скорость передачи данных в канале без ухудшения качества связи. При этом энергетическая эффективность увеличивается до 1,5 и более раз.

Выводы по главе 2

1. Предложено структурное решение, реализующее дифференциальное сжатие по входу полосового сигнала системы связи OFDM, основанное на использо-

вании фильтра Калмана – Бьюси в качестве экстраполятора. Показано, что такое решение позволяет уменьшить динамический диапазон полосового сигнала, при этом задача поиска передаточной функции экстраполятора может быть решена и для нестационарных сигналов. Показано также, что использование такого фильтра в качестве экстраполятора может позволить получить устойчивое решение. Однако в целом недостатком рассмотренной схемы является необходимость проверки устойчивости схемы восстановления полосового сигнала на приёмной стороне.

2. Предложено структурное решение, реализующее поканальное дифференциальное сжатие по выходу полосового сигнала системы связи OFDM, основанное на использовании фильтра Винера в качестве экстраполятора. Показано, что такой подход позволяет получить решение в классе устойчивых функций, обеспечивая при этом уменьшение динамического диапазона сигналов квадратурной и синфазной составляющей комплексной огибающей сигнала OFDM-системы.

3. Предложено структурное решение, реализующее дифференциальное сжатие полосового сигнала с использованием единого общего экстраполятора на основе фильтра Винера и для квадратурной, и для синфазной составляющих комплексной огибающей сигнала OFDM-системы. Произведена оценка эффективности уменьшения динамического диапазона канального сигнала при использовании предложенного метода.

3 Вторичное уплотнение в системах OFDM

Для корректной работы схемы экстраполяции и восстановления сигналов необходимо, чтобы на приёме были точно известны параметры экстраполятора, использованного при дифференциальном преобразовании. Решить эту задачу можно двумя способами:

1) синтезом экстраполятора по спектральным характеристикам сигнала в соответствии с заранее определенным алгоритмом (идентичным алгоритму работы экстраполятора передатчика);

2) передачей параметров экстраполятора передающим блоком приёмному.

Первый из предложенных вариантов потребует увеличения вычислительной нагрузки на блок приёмника, что может привести к повышению его энергопотребления, что противоречит идее повышения энергетической эффективности. Второй вариант с этой точки зрения является более предпочтительным. Можно также предложить несколько вариантов его реализации.

Первый вариант – передача параметров экстраполятора в составе кадра OFDM. Такое решение наиболее просто с точки зрения реализации, но обладает некоторыми недостатками. Во-первых, передача параметров экстраполятора в составе сообщения снизит скорость передачи полезной информации в канале. Во-вторых, параметры экстраполятора станут известны на приёме только при получении кадра OFDM, следующего за уже подвергнутым дифференциальному преобразованию, что повышает инерционность схемы.

Другой вариант – передача дополнительных данных вместе с пилотными сигналами (см. рисунок 1.3), однако такое решение может негативно сказаться на синхронности работы системы связи в целом.

Наконец, третий вариант – использование вторичного уплотнения каналов и передача параметров экстраполятора по каналу вторичного уплотнения [65]. Этот канал предлагается реализовать при этом не смешиванием сообщения и дополнительного канала при формировании сигнала, а смешиванием уже сформиро-

ванных сигналов. Такое решение потребует усложнения трактов приёма и передачи, однако позволит повысить скорость работы схемы и не станет причиной снижения скорости передачи по основному каналу. В этой главе рассмотрим метод синтеза сигнала вторичного уплотнения для OFDM –системы. Вторичный канал будем считать узкополосным ввиду малой требуемой скорости передачи. В силу особенностей спектра сигнала OFDM будем оценивать также влияние сигнала вторичного канала на ближайшую поднесущую OFDM-сигнала, что позволяет рассматривать задачу в приближении узкополосных сигналов.

3.1 Разработка вычислительной модели вторичного уплотнения сигналов

Рассмотрим модель организации системы вторичного уплотнения сигналов, учитывающую характеристики канала передачи, структурная схема которой приведена на рисунке 3.1 [66].

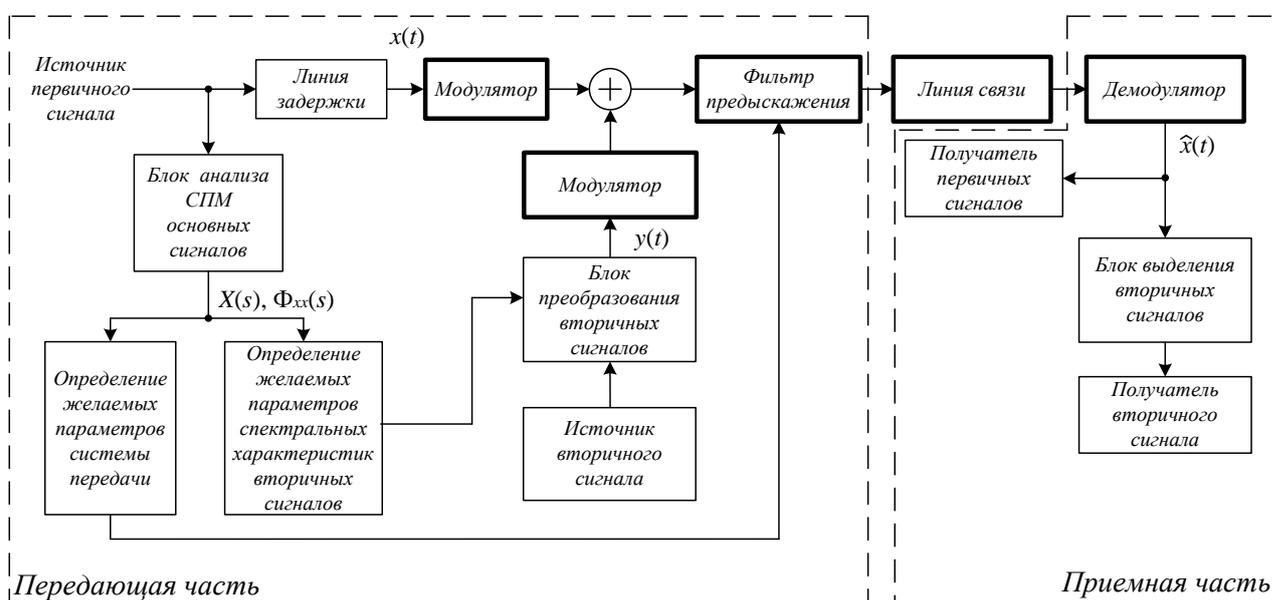


Рисунок 3.1 – Структурная схема модели организации системы вторичного уплотнения

Вторичное уплотнение организовано по следующему алгоритму. Сигнал первичного (основного) канала $x(t)$ через линию задержки поступает на вход высокочастотного модулятора, блок определения желаемых параметров системы пе-

редачи и блок определения желаемых параметров спектральных характеристик вторичных сигналов, результат вычислений которого поступает на блок преобразования характеристик вторичных сигналов. Этот блок, в свою очередь, преобразует сообщение вторичного источника информации, формируя тем самым сигнал вторичного канала $y(t)$. Сигналы $x(t)$ и $y(t)$ модулируются каждый модуляторами соответственно первичного и вторичного каналов, затем суммируются. Полученная сумма, пройдя через фильтр предискажения, и направляется в линию связи. Отличительной чертой приведённой модели организации канала вторичного уплотнения является возможность непосредственного приёма сигналов первичного канала получателем первичных сигналов, в то время как для приёма вторичных сигналов получателем вторичных сообщений необходимо их предварительно выделить из оценки принятого $\hat{x}(t)$.

Блок преобразования вторичных сигналов анализирует спектральные и амплитудные характеристики сигнала первичного канала, определяя либо его амплитудно-фазовую характеристику $X(s)$, либо его СПМ $\Phi_{xx}(s)$.

$$X(s) = \int_0^{\infty} x(t)e^{-st} dt;$$

$$x(t) = \frac{1}{2\pi i} \int_{-i\infty}^{i\infty} X(s)e^{st} ds;$$

$$\Phi_{xx}(s) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} M[X(s)X(-s)].$$

Найденные таким образом $X(s)$, $\Phi_{xx}(s)$ в дальнейшем используются для вычисления желаемых характеристик вторичных сигналов, при которых обеспечивается минимум влияния сигнала вторичного канала на основной сигнал (т.н. скрытость вторичных сообщений). Блока определения желаемых параметров системы передачи определяет требуемые характеристики сигналов вторичного канала, например, f_H – частоту несущих колебаний, Δf – ширину спектра сигнала и др. Блока вычисления параметров системы передачи определяет параметры желаемых характеристик элементов системы, например, передаточную функцию фильтра предискажения.

Блок преобразования вторичных сигналов служит для предискажения вторичных сигналов для получения желаемой спектральной характеристики. Для обеспечения фазовой синхронизации сложения сигналов основного и вторичного каналов первичный канал дополнен управляемой линией задержки, компенсирующей фазовые сдвиги, возникающие вследствие задержек, обусловленных вычислением желаемых характеристик сигнала вторичного канала. Средняя мощность сигналов вторичного канала в сравнении с мощностью сигналов основного канала невелика (поэтому такие каналы относят к классу скрытых), поэтому для их успешного приёма в канал связи могут быть дополнительно переданы сведения об их желаемых параметрах и характеристиках – частоте несущей, ширине полосы и т.п. Можно сказать, что эти сведения играют роль своего рода «меток», характерных признаков, облегчающих выделение сигналов вторичного канала и указывающих на их положение внутри частотной полосы основного тракта. Параметры желаемых характеристик вторичных сигналов могут быть переданы в рамках служебной информации системы передачи, что позволит избежать снижения информационной ёмкости ТС.

Из модели, приведённой на рисунке 3.1, видно, что в результате смешения сигналы основного и вторичного каналов будут искажать друг друга. Поэтому необходимо обеспечить такое «согласование» сигналов вторичного канала с сигналами основного тракта, чтобы эти сигналы не являлись помехой друг для друга. В случае невозможности выполнения этого требования минимально необходимо, чтобы помеха, вызываемая действием вторичного сигнала, не нарушала функционирования телекоммуникационной системы. Таким образом, важным элементом обеспечения работоспособности системы, использующей вторичное уплотнение сигналов, является фильтр предискажения, параметры которого определяются исходя из спектральных и динамических свойств трактов передачи, приёма, воспроизведения, отображения и восприятия передаваемых сообщений. В работе предлагается синтезировать параметры этого фильтра на основе свойств сигналов основного канала.

В состав предлагаемой модели телекоммуникационной системы с вторичным уплотнением сигналов входят: модуляторы и демодуляторы, фильтр предсказания и линия связи, посредством которых и осуществляется учёт характеристик радиоканала. Задача построения системы вторичного уплотнения в общем случае включает в себя задачи синтеза желаемых параметров как нелинейных элементов (модуляторов и демодуляторов), так и линейных (фильтр предсказания) с учетом параметров линии связи. Модель вторичного уплотнения, приведённая на рисунке 3.1, может быть представлена как совокупность линейной и нелинейной части (линию связи при этом будет отнесена к линейной части системы). С учётом рассматриваемого представления (рисунок 3.2), поставленная задача синтеза и анализа системы вторичного уплотнения с учётом характеристик радиоканала может быть решена в несколько этапов [66]:

С учётом линейной части системы – метод проектирования оптимальных линейных систем Колмогорова-Винера;

С учётом нелинейной части системы («линейная модуляция») – фильтрация Калмана-Бьюси, применение интегральных уравнений Вольтерра;

С учётом нелинейной части системы («нелинейная модуляция») – нелинейная фильтрация (на основе работ Р. Л. Стратоновича, А. Н. Колмогорова).

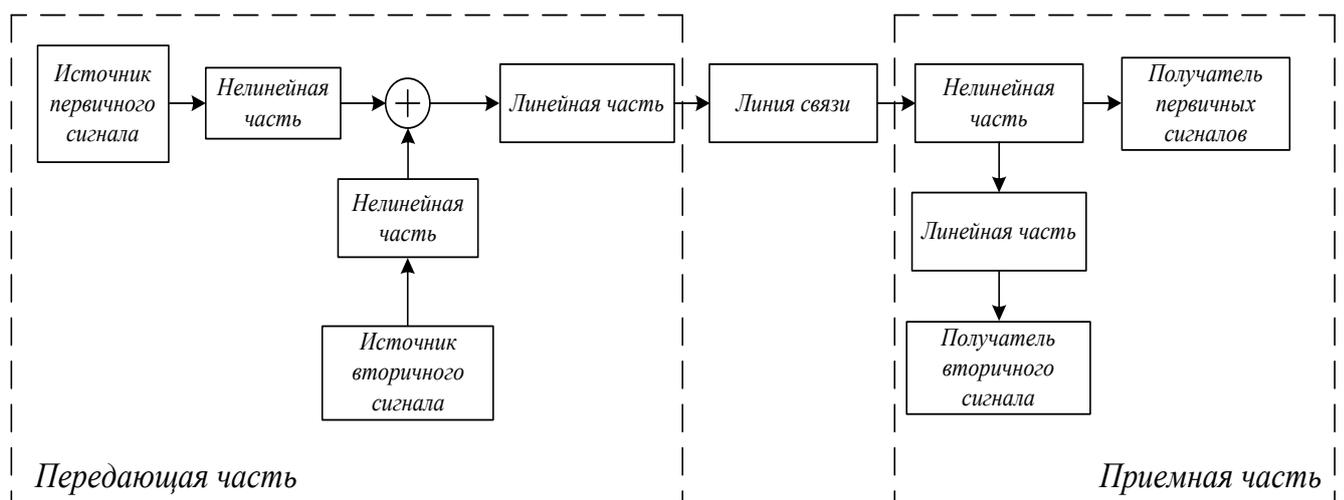


Рисунок 3.2 – Функциональная структура модели вторичного уплотнения

В работе рассматривается первый этап анализа предлагаемой системы вторичного уплотнения. В этом случае модель системы вторичного уплотнения телекоммуникационных сигналов, приведённая на рисунке 3.2, можно представить в упрощённой форме, изображённой на рисунке 3.3.

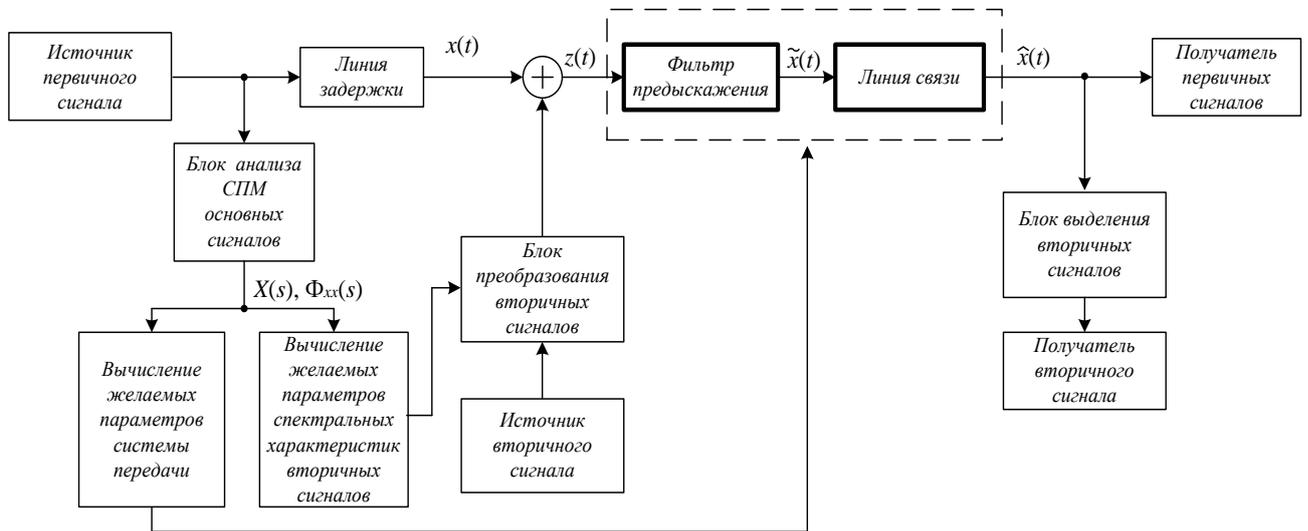


Рисунок 3.3 – Упрощенная модель организации системы вторичного уплотнения

3.2 Вторичное уплотнение сигналов в радиоканалах с неограниченной памятью

Ниже показана возможность использования метода линейной условной оптимизации Винера-Хопфа для решения задачи вторичного уплотнения радиочастотных сигналов. Под этой задачей понимается нахождение частотных, амплитудных и фазовых характеристик сигнала вторичного канала и одного или нескольких элементов системы передачи (фильтр предискажения, демодулятор и др.), обеспечивающих выполнение следующих условий:

- 1) минимизацию влияния на сигнал основного канала передачи (для этого желательно по возможности уменьшить мощность сигналов вторичного канала);
- 2) обеспечение возможности выделения сигнала вторичного канала на приёмной стороне (для чего необходимо, чтобы мощность вторичного сигнала не бы-

ла слишком мала). При этом характеристики сигнала основного канала считаются известными [65].

3.2.1 Постановка задачи синтеза системы вторичного уплотнения сигналов на основе оптимизации характеристик радиоканала

На рисунке 3.4 представлено графическое изображение математической модели системы вторичного уплотнения телекоммуникационных сигналов в радиосистемах.

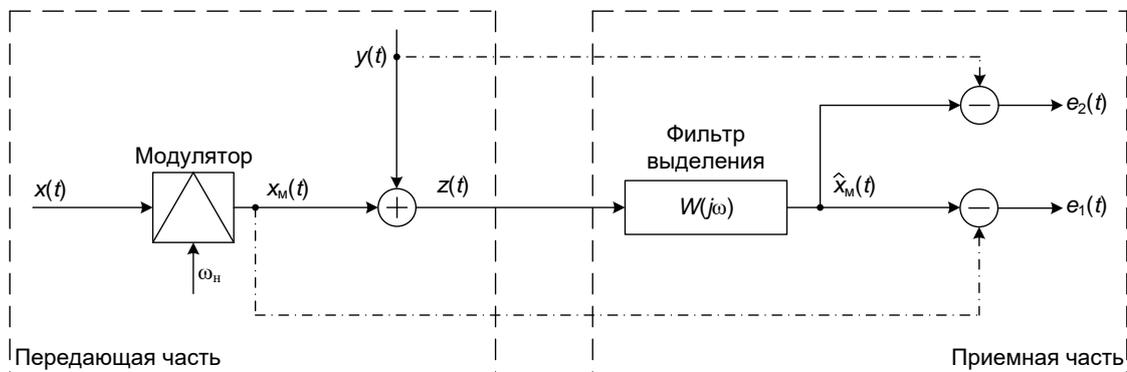


Рисунок 3.4 – Графическое изображение математической модели системы вторичного уплотнения

Пусть сигнал основного канала $x(t)$ представляет собой стационарный случайный центрированный сигнал, описываемый его СПМ $\Phi_{xx}(j\omega)$ (и соответственно $\Phi_{xx}^\Gamma(j\omega)$ – СПМ процесса, сопряженного по Гильберту к $x(t)$). Этот сигнал является модулирующим для несущего колебания с угловой частотой ω_n , поступающего на второй вход модулятора. При этом наибольшая частота сигнала основного канала много меньше несущей частоты, $\omega_b \ll \omega_n$. В таком случае, СПМ сигнала основного канала, согласно теореме Винера-Хинчина для систем с неограниченной памятью [59], может быть представлена в виде

$$\Phi_{xx}(j\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} M \left\{ \frac{S_x(j\omega) S_x(-j\omega)}{T} \right\},$$

где $S_x(j\omega)$ – Фурье-изображение первичного сигнала $x(t)$ (его частотная характеристика);

T – время наблюдения за процессом.

После модуляции осуществляется модулированный сигнала $x_m(t)$ и сигнал вторичного канала $y(t)$ смешиваются, и по каналу связи передаётся уже групповой сигнал $z(t)$:

$$z(t) = x_m(t) + y(t), \quad (3.1)$$

При приёме сигнала с помощью фильтра выделения, имеющего передаточную функцию $W(j\omega)$, осуществляется выделение сигналов основного и вторичного каналов.

Поскольку спектры сигналов $x_m(t)$ и $y(t)$ накладываются, эти сигналы взаимно искажают друг друга. Иначе говоря, вторичный сигнал $y(t)$ для сигнала $x_m(t)$ является помехой. Таким образом, для организации вторичного канала связи необходимо определить требуемую характеристику СПМ $\Phi_{yy}(j\omega)$ сигнала $y(t)$, при которой будет обеспечиваться его минимальное воздействие на сигнал основного канала. В этом случае сигнал вторичного канала окажется малозаметным в сравнении основного. Математически эту задачу можно сформулировать как необходимость выполнения функционального равенства вида:

$$J_1 = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \lim_{T \rightarrow \infty} M \left\{ \frac{E_1(j\omega) \cdot E_1(-j\omega)}{T} \right\} dj\omega = c^2, \quad (3.2)$$

где $E_1(j\omega)$ – Фурье-изображение разности $e_1(t)$ сигналов на выходе первого виртуального элемента сравнения (рисунок 3.4):

$$E_1(j\omega) = \hat{X}(j\omega) - X_m(j\omega) = W(j\omega)[X_m(j\omega) + Y(j\omega)] - X_m(j\omega); \quad (3.3)$$

c^2 – заданная величина, имеющая размерность единиц мощности, определяющая степень скрытости вторичного сигнала;

$\hat{X}(j\omega)$ – Фурье-изображение оценки сигнала основного канала на выходе фильтра выделения;

$X_m(j\omega)$ – Фурье-изображение модулированного сигнала основного канала;
 $Y(j\omega)$ – Фурье-изображение сигнала вторичного канала.

Одновременно, $x_m(t)$ также является помехой для сигнал вторичного канала связи $y(t)$ и искажает его. Для обеспечения уверенного выделения сигнала вторичного канала связи из группового сигнала $z(t)$ на приёмной стороне необходимо обеспечить минимум функционала вида:

$$J_2 = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \lim_{T \rightarrow \infty} M \left\{ \frac{E_2(j\omega) \cdot E_2(-j\omega)}{T} \right\} dj\omega \rightarrow \min, \quad (3.4)$$

где $E_2(j\omega)$ – Фурье-изображение разности $e_2(t)$ сигналов на выходе второго виртуального элемента сравнения (рисунок 3.4):

$$E_2(j\omega) = \hat{X}(j\omega) - Y(j\omega) = W(j\omega)[X_m(j\omega) + Y(j\omega)] - Y(j\omega), \quad (3.5)$$

Исходя из вышесказанного, задачу синтеза вторичного радиоканала связи (рисунок 3.4) можно сформулировать следующим образом: необходимо определить функцию СПМ сигнала вторичного канала $\Phi_{yy}(j\omega)$ и передаточную функцию $W(j\omega)$ фильтра выделения, обеспечивающие выполнение условий (3.2) и (3.4) при известной СПМ сигнала основного канала.

3.2.2 Общее решение задачи

Исходными данными для синтеза вторичного канала является СПМ немодулированного сигнала основного канала $\Phi_{xx}(j\omega)$. Однако, для удобства все дальнейшие расчеты будут производиться для модулированного сигнала с учетом переноса спектра немодулированного сигнала.

Согласно [66] спектральная характеристика $S_m(j\omega)$ узкополосного модулированного сигнала $x_m(t)$ может быть найдена по формуле:

$$S_m(j\omega) = 0,5 \dot{S}_x(j\omega - j\omega_n) + 0,5 \dot{S}_x^*(-j\omega - j\omega_n); \quad (3.6)$$

где $\dot{S}_x(j\omega - j\omega_h)$ – спектральная плотность амплитуд (Фурье-изображение) узкополосного аналитического сигнала $x_M(t)$ в области положительных частот; $\dot{S}_x^*(-j\omega - j\omega_h)$ – спектральная плотность амплитуд узкополосного комплексно сопряженного аналитического сигнала $x_M(t)$ в области отрицательных частот. При этом функции $\dot{S}_x(j\omega - j\omega_h)$ и $\dot{S}_x^*(-j\omega - j\omega_h)$, по существу, являются результатом переноса спектра $S_x(j\omega)$ низкочастотного сигнала основного канала на частоту несущего колебания ω_h , т.е.

$$\dot{S}_x(j\omega - j\omega_h) = S_x(j\omega - j\omega_h) + jS_x^\Gamma(j\omega - j\omega_h);$$

$$\dot{S}_x^*(-j\omega - j\omega_h) = S_x(-j\omega - j\omega_h) - jS_x^\Gamma(-j\omega - j\omega_h);$$

$S_x^\Gamma(j\omega)$ – спектральная характеристика процесса, сопряженного по Гильберту с процессом $x(t)$.

Для канала с неограниченной памятью СПМ основного модулированного сигнала при переносе спектра на несущую частоту ω_h определяется выражением:

$$\Phi_{mXX}(j\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} M \left\{ \frac{S_m(j\omega)S_m(-j\omega)}{T} \right\}. \quad (3.7)$$

Подставим выражение (3.6) в выражение (3.7). Учтём свойство ортогональности компонент аналитического сигнала и отсутствие перекрытия по спектру функций $\dot{S}_x(j\omega - j\omega_h)$ и $\dot{S}_x^*(-j\omega - j\omega_h)$ [66]. Тогда:

$$\Phi_{mXX}(j\omega) = \frac{1}{4} \dot{\Phi}_{XX}(j\omega - j\omega_h) + \frac{1}{4} \dot{\Phi}_{XX}^*(-j\omega - j\omega_h), \quad (3.8)$$

где $\dot{\Phi}_{XX}(j\omega - j\omega_h)$ – СПМ узкополосного аналитического сигнала $x_M(t)$:

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_{XX}(j\omega - j\omega_h) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} M \left\{ \dot{S}_x(j\omega - j\omega_h) \dot{S}_x^*(-(j\omega - j\omega_h)) \right\} = \\ &= \Phi_{XX}(j\omega - j\omega_h) - \Phi_{XX}^\Gamma(j\omega - j\omega_h) \end{aligned}$$

в области положительных частот; $\dot{\Phi}_{XX}^*(-j\omega - j\omega_h)$ – СПМ узкополосного комплексно сопряженного аналитического сигнала $x_M(t)$:

$$\begin{aligned}\Phi_{xx}^*(-j\omega - j\omega_n) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \mathbf{M} \left\{ S_x^*(-j\omega - j\omega_n) S_x^*(j\omega + j\omega_n) \right\} = \\ &= \Phi_{xx}(-j\omega - j\omega_n) + \Phi_{xx}^\Gamma(-j\omega - j\omega_n)\end{aligned}$$

в области отрицательных частот.

С учетом малой ширины полосы сигналов, спектры двух слагаемых в формуле (3.8) не накладываются друг на друга.

Решаемая задача, таким образом, может рассматриваться как линейная при использовании низкочастотных эквивалентов модели канала и сигналов основного и вторичного каналов (описывающих, по существу, огибающую процессов). Для этого произведём в исходных данных и условиях (3.2), (3.3) замену переменной на $j\omega^*$, где

$$j\omega^* = \begin{cases} j\omega - j\omega_n; \\ -j\omega - j\omega_n. \end{cases}$$

Синтез искомых параметров вторичного канала для удобства в дальнейшем производится относительно переменной $j\omega^*$ в области положительных частот, т.е.

$$j\omega^* = j\omega - j\omega_n.$$

Решение задачи проводится с использованием метода проектирования оптимальных линейных систем [66] и заключается в отыскании минимума функционала вида:

$$J = J_1 + \alpha J_2 = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \Phi_J(j\omega^*) dj\omega^*, \quad (3.9)$$

где α – неизвестный множитель Лагранжа, который может быть определен исходя из требуемых показателей качества системы связи первичного и вторичного каналов;

$\Phi_J(j\omega^*)$ – некоторая предполагаемая подынтегральная функция скалярного функционала, которая будет рассмотрена подробнее ниже.

Поскольку функции СПМ сигналов являются дробно-рациональными, их можно представить в виде произведения двух функций, называемых факторами [67]:

$$\Phi_{m \text{ XX}}(j\omega^*) = \Phi_{m \text{ X}}^+(j\omega^*)\Phi_{m \text{ X}}^-(-j\omega^*);$$

$$\Phi_{Y Y}(j\omega^*) = \Phi_Y^+(j\omega^*)\Phi_Y^-(-j\omega^*),$$

где $\Phi_Y^+(j\omega^*)$ – неизвестный фактор вторичного сигнала, нули и полюсы которой лежат в левой части комплексной полуплоскости;

$\Phi_Y^-(-j\omega^*)$ – неизвестный фактор вторичного сигнала, нули и полюсы которой лежат в правой части комплексной полуплоскости.

Вернемся теперь к подынтегральному выражению $\Phi_J(j\omega^*)$ (3.9):

$$\Phi_J(j\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} M(E_1(j\omega^*)E_1(-j\omega^*) + \alpha[E_2(j\omega^*)E_2(-j\omega^*)]). \quad (3.10)$$

Подставим в формулу (3.10) соответствующие выражения (3.3) и (3.5) для $E_1(j\omega^*)$, $E_2(j\omega^*)$ и комплексно сопряжённых с ними функций $E_1(-j\omega^*)$, $E_2(-j\omega^*)$. Поскольку синтезируемый вторичный сигнал должен быть физически реализуемым, а фильтр выделения – асимптотически устойчивым, продифференцируем полученное подынтегральное выражение по $\Phi_Y^-(-j\omega^*)$ и $W(-j\omega^*)$. В результате получим:

$$\frac{\partial \Phi_J}{\partial \Phi_Y^-(-j\omega^*)} = \Phi_{m \text{ X}}^+(j\omega^*) \times [(\alpha + 1)W(-j\omega^*)W(j\omega^*) - \alpha W(j\omega^*) - W(-j\omega^*)] + \quad (3.11)$$

$$+ [(1 + \alpha)W(j\omega^*)W(-j\omega^*) - \alpha(W(-j\omega^*) + W(j\omega^*) - 1)] \times \Phi_Y^+(j\omega^*) = \xi_1(-j\omega^*);$$

$$\frac{\partial \Phi_J}{\partial W(-j\omega^*)} = W(j\omega^*) \times [(\alpha + 1)(\Phi_{m \text{ XX}}(j\omega^*) + \Phi_{m \text{ X}}^-(-j\omega^*)\Phi_Y^+(j\omega^*) + \quad (3.12)$$

$$+ \Phi_{m \text{ X}}^+(j\omega^*)\Phi_Y^-(-j\omega^*) + \Phi_{Y Y}(j\omega^*))] - [\Phi_{m \text{ XX}}(j\omega^*) + \Phi_{m \text{ X}}^+(j\omega^*) \times$$

$$\times \Phi_Y^-(-j\omega^*) + \alpha(\Phi_{m \text{ X}}^-(-j\omega^*)\Phi_Y^+(j\omega^*) + \Phi_{Y Y}(j\omega^*))] = \xi_2(-j\omega^*),$$

где $\xi_1(-j\omega^*)$ и $\xi_2(-j\omega^*)$ – неизвестные функции, полюсы которых находятся в правой полуплоскости комплексной плоскости. Систему выражений (3.11) и (3.12) можно рассматривать как модификацию известного [61] уравнения Винера-Хопфа в комплексной области, которую требуется решить относительно неизвестных $\Phi_Y^+(j\omega^*)$ и $W(j\omega^*)$.

Сначала покажем, что коэффициенты при $\Phi_Y^+(j\omega^*)$ и $W(j\omega^*)$ уравнений (3.11) и (3.12) можно факторизовать, для чего используем утверждения, доказанные в [67].

Утверждение 1. Если $W(j\omega)$ дробно-рациональная функция, то функция вида $F(j\omega) = W(j\omega) + W(-j\omega)$ является чётной.

Доказательство. Так как $W(j\omega)$ – дробно-рациональная функция, то ее можно представить в виде $W(j\omega) = a(j\omega)/b(j\omega)$, где многочлены $a(j\omega)$ и $b(j\omega)$ представлены в виде равенств:

$$a(j\omega) = \sum_{i=0}^n a_i (j\omega)^i \quad \text{и} \quad b(j\omega) = \sum_{j=0}^m b_j (j\omega)^j,$$

где a_i и b_j – некоторые действительные числа.

Согласно условию утверждения имеем, что:

$$F(j\omega) = \frac{a(j\omega)}{b(j\omega)} + \frac{a(-j\omega)}{b(-j\omega)} = \frac{a(j\omega)b(-j\omega) + a(-j\omega)b(j\omega)}{b(j\omega)b(-j\omega)}. \quad (3.13)$$

Очевидно, что знаменатель функции $F(j\omega)$ является чётным. Докажем четность её числителя. Подставим в числитель (3.13) вместо $a(j\omega)$, $a(-j\omega)$ и $b(j\omega)$, $b(-j\omega)$ соответствующие выражения многочленов и раскроем скобки. В результате получим:

$$a(j\omega)b(-j\omega) + a(-j\omega)b(j\omega) = \sum_{i,j} \left((-1)^i a_i b_j (j\omega)^{i+j} + (-1)^j a_i b_j (j\omega)^{i+j} \right), \quad (3.14)$$

где $i = \overline{0, n}$ и $j = \overline{0, m}$. Из (3.14) видно, что, если один из индексов i или j четный (или равен нулю), а другой нечетный, то выражение под знаком суммы равно нулю.

На самом деле, пусть $i = 2k$ – четный, $j = 2l + 1$ – нечетный (k и l – некоторые целые числа), тогда

$$a_i b_j (j\omega)^{i+j} - a_i b_j (j\omega)^{i+j} = 0,$$

при этом показатель степени при переменной $j\omega$ – нечётный:

$$i + j = 2(k + l) + 1.$$

Следовательно, слагаемые числителя (3.14) с нечетными степенями при переменной $j\omega$ равны нулю. Аналогично можно показать, что, если оба индекса i и j нечетные, то в этом случае слагаемые при $j\omega$ будут иметь четные степени. На самом деле, пусть $i = 2k + 1$ и $j = 2l + 1$ – нечетные, тогда

$$-a_i b_j (j\omega)^{i+j} - a_i b_j (j\omega)^{i+j} = -2a_i b_j (j\omega)^{i+j},$$

где в общем случае $-2a_i b_j (j\omega)^{i+j} \neq 0$ и при этом сумма

$$i + j = 2(k + l + 1)$$

принадлежит множеству чётных чисел. Таким образом, из чётности числителя и знаменателя $F(j\omega)$ следует, что эта функция является чётной, ч.т.д.

Таким образом, поскольку слагаемые коэффициента при $\Phi_Y^+(j\omega^*)$ являются чётными функциями, выражение

$$\left[(1 + \alpha)W(j\omega^*)W(-j\omega^*) - \alpha(W(-j\omega^*) + W(j\omega^*) - 1) \right]$$

возможно факторизовать.

После проведения операций факторизации и сепарации искомые решения уравнений (3.11) и (3.12) будут определяться следующими выражениями:

$$\begin{aligned} \Phi_Y^+(j\omega^*) &= \frac{-1}{\left[(1 + \alpha)W(j\omega^*)W(-j\omega^*) - \alpha(W(-j\omega^*) + W(j\omega^*) - 1) \right]^+} \times \\ &\times \left[\frac{\Phi_{MX}^+(j\omega^*) \left((\alpha + 1)W(j\omega^*)W(-j\omega^*) - \alpha W(j\omega^*) - W(-j\omega^*) \right)}{\left[(1 + \alpha)W(j\omega^*)W(-j\omega^*) - \alpha(W(-j\omega^*) + W(j\omega^*) - 1) \right]^-} \right]_+, \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned} W(j\omega^*) &= \frac{1}{\left[(1 + \alpha) \left(\Phi_{MX}^+(j\omega^*) + \Phi_{MX}^-(-j\omega^*)\Phi_Y^+(j\omega^*) + \Phi_{MX}^+(j\omega^*)\Phi_Y^-(-j\omega^*) + \Phi_{YY}^+(j\omega^*) \right) \right]^+} \times \\ &\times \left[\frac{\left(\Phi_{MX}^+(j\omega^*) + \Phi_{MX}^+(j\omega^*)\Phi_Y^-(-j\omega^*) + \alpha \left(\Phi_{MX}^-(-j\omega^*)\Phi_Y^+(j\omega^*) + \Phi_{YY}^+(j\omega^*) \right) \right)}{\left[(1 + \alpha) \left(\Phi_{MX}^+(j\omega^*) + \Phi_{MX}^-(-j\omega^*)\Phi_Y^+(j\omega^*) + \Phi_{MX}^+(j\omega^*)\Phi_Y^-(-j\omega^*) + \Phi_{YY}^+(j\omega^*) \right) \right]^-} \right]_+, \end{aligned} \quad (3.16)$$

где обозначение $[\bullet]_+$ указывает на то, что полюсы выражения, заключенного в скобки, лежат в левой полуплоскости комплексной плоскости, $[\bullet]_-$ – соответственно, в правой.

Полученные выражения (3.15), (3.16) являются общим решением системы уравнений (3.11) и (3.12). Выражение (3.15) является фактором СПМ вторичного сигнала. Для вычисления же СПМ (на положительных частотах) необходимо воспользоваться соотношением [61]:

$$\Phi_{YY}(j\omega^*) = \Phi_Y^+(j\omega^*)\Phi_Y^-(-j\omega^*),$$

где $\Phi_Y^-(-j\omega^*) = \Phi_Y^+(-j\omega^*)$.

Найденная функция $\Phi_Y^+(j\omega^*)$ сигнала вторичного канала связи и передаточная функция взвешивающего фильтра $W(j\omega^*)$ зависят от введенного в (3.9) множителя Лагранжа α . Его значение можно найти, подставив полученные решения системы 3.11 и 3.12 (выражения 3.15 и 3.16) в выражение (3.2) и решив полученное равенство.

Покажем, что уравнения (3.11) и (3.12) имеют ненулевое решение, т.е. выражения 3.15 и 3.16 не равны нулю ($\Phi_Y^+(j\omega^*) \neq 0$ и $W(j\omega^*) \neq 0$). Используем для этого метод, описанный в [67].

Утверждение 2. Система уравнений (3.11) и (3.12) имеет ненулевое решение: $\Phi_Y^+(j\omega^*) \neq 0$ и $W(j\omega^*) \neq 0$.

Доказательство. Рассмотрим функционал (3.2):

$$J_1 = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \lim_{T \rightarrow \infty} M \left\{ \frac{E_1(j\omega^*) \cdot E_1(-j\omega^*)}{T} \right\} dj\omega^* = c^2,$$

Заметим, что с математической точки зрения выбор параметра c произволен, следовательно, можно заключить, что $\alpha = f(c^2)$, откуда следует, что в общем случае выбор α также произволен. Покажем, что система имеет ненулевое решение, приняв $\alpha = 1$.

Подставим $\alpha = 1$ в уравнение (3.12):

$$\begin{aligned} W(j\omega^*) \times & \left[2 \left(\Phi_{MX}(j\omega^*) + \Phi_{MX}^-(-j\omega^*)\Phi_Y^+(j\omega^*) + \right. \right. \\ & \left. \left. + \Phi_{MX}^+(j\omega^*)\Phi_Y^-(-j\omega^*) + \Phi_{YY}(j\omega^*) \right) \right] - \left[\Phi_{MX}(j\omega^*) + \right. \\ & \left. + \Phi_{MX}^+(j\omega^*)\Phi_Y^-(-j\omega^*) + (\Phi_{MX}^-(-j\omega^*)\Phi_Y^+(j\omega^*) + \Phi_{YY}(j\omega^*)) \right] = \xi_2(-j\omega^*) \end{aligned} \quad (3.17)$$

Ранее было показано, что слагаемые (или их сумма) коэффициента при $W(j\omega^*)$ представляют собой четные функции. Тогда выражение

$$2\left(\Phi_{m\,XX}(j\omega^*) + \Phi_{m\,X}^-(j\omega^*)\Phi_Y^+(j\omega^*) + \Phi_{m\,X}^+(j\omega^*)\Phi_Y^-(j\omega^*) + \Phi_{YY}(j\omega^*)\right)$$

можно факторизовать. С учётом этого выражение (3.17) может быть представлено в следующем виде:

$$\begin{aligned} 2W(j\omega^*) \times & \left[\Phi_{m\,XX}(j\omega^*) + \Phi_{m\,X}^-(j\omega^*)\Phi_Y^+(j\omega^*) + \Phi_{m\,X}^+(j\omega^*)\Phi_Y^-(j\omega^*) + \Phi_{YY}(j\omega^*) \right]^+ - \\ & - \left[\Phi_{m\,XX}(j\omega^*) + \Phi_{m\,X}^+(j\omega^*)\Phi_Y^-(j\omega^*) + \Phi_{m\,X}^-(j\omega^*)\Phi_Y^+(j\omega^*) + \Phi_{YY}(j\omega^*) \right]^+ = \quad (3.18) \\ & = \frac{\xi_2(-j\omega)}{\left[\Phi_{m\,XX}(j\omega^*) + \Phi_{m\,X}^+(j\omega^*)\Phi_Y^-(j\omega^*) + \Phi_{m\,X}^-(j\omega^*)\Phi_Y^+(j\omega^*) + \Phi_{YY}(j\omega^*) \right]^+}. \end{aligned}$$

В левой части полученного уравнения находятся члены, все полюсы которых находятся в левой полуплоскости, а все полюсы членов, находящихся в правой части уравнения, находятся в правой полуплоскости. Следовательно, функция комплексного переменного (3.18) является аналитической во всей плоскости. В соответствии с теоремой Лиувилля, из свойства аналитичности функции комплексного переменного получим:

$$\begin{aligned} 2W(j\omega^*) \times & \left[\Phi_{m\,XX}(j\omega^*) + \Phi_{m\,X}^-(j\omega^*)\Phi_Y^+(j\omega^*) + \Phi_{m\,X}^+(j\omega^*)\Phi_Y^-(j\omega^*) + \Phi_{YY}(j\omega^*) \right]^+ - \\ & - \left[\Phi_{m\,XX}(j\omega^*) + \Phi_{m\,X}^+(j\omega^*)\Phi_Y^-(j\omega^*) + \Phi_{m\,X}^-(j\omega^*)\Phi_Y^+(j\omega^*) + \Phi_{YY}(j\omega^*) \right]^+ = 0, \end{aligned}$$

откуда следует:

$$W(j\omega^*) = \frac{1}{2}. \quad (3.19)$$

Для нахождения $\Phi_Y^+(j\omega^*)$ подставим выражение (3.19) в выражение (3.17), полагая $\alpha = 1$:

$$\Phi_Y^+(j\omega^*) = 2 \left[\Phi_{m\,X}^+(j\omega^*) \right]_+ = 2\Phi_{m\,X}^+(j\omega^*), \quad (3.20)$$

что и требовалось доказать.

Однако с практической точки зрения пользоваться выражениями (3.19), (3.20) для получения параметров вторичного канала весьма затруднительно ввиду пропорциональной зависимости (отсутствия разнеса по спектру) сигналов основного и вторичного каналов. Для преодоления этих затруднений можно положить

$\alpha \neq 1$ и воспользоваться параметрическим методом синтеза характеристик вторичного канала.

3.2.3 Частные решения задачи синтеза системы вторичного уплотнения параметрическим методом

Воспользуемся приближённым параметрическим методом синтеза характеристик вторичного канала для случая, когда $\alpha \neq 1$.

Пусть сигнал основного канала может быть представлен в виде узкополосного квазибелого шума, верхняя частота среза которого много меньше несущей частоты, $\omega_B \ll \omega_n$. СПМ такого сигнала определяется выражением $\Phi_{XX}(j\omega^*) = 1$. Допустим также, что фильтр выделения является резонансной структурой, и передаточная функция его низкочастотного эквивалента имеет вид:

$$W(j\omega^*) = \frac{1}{a + j\omega^*}. \quad (3.21)$$

В качестве неизвестных будут выступать параметр a фильтра выделения и фактор $\Phi_Y^+(j\omega^*)$ сигнала вторичного канала, которые необходимо вычислить.

Далее, полагая $\Phi_{MX}^+(j\omega^*) = 1$, и подставляя его совместно с (3.21) в (3.15), получим

$$\Phi_Y^+(j\omega^*) = \frac{\frac{(\alpha - 2\alpha \cdot a + 1) \cdot \alpha}{a + \sqrt{\frac{\alpha(a-1)^2 + 1}{\alpha}}}{\sqrt{\frac{\alpha(a-1)^2 + 1}{\alpha}} + j\omega^*}.$$

Фактор $\Phi_Y^+(j\omega^*)$ является функцией a и α . Чтобы вычислить найти их, подставим полученную формулу в уравнение (3.12) и решим его. После проведения соответствующих тождественных преобразований получим следующее выражение для параметра a :

$$\alpha = \frac{(\alpha^2 + 1)(\alpha^2 + \sqrt{\alpha^4 - 2\alpha^2 - 4\alpha + 1} + 1)}{4\alpha^2}.$$

Окончательно, $W(j\omega^*)$ и $\Phi_Y^+(j\omega^*)$ будут определяться следующими выражениями:

$$W(j\omega^*) = \frac{1}{\frac{(\alpha^2 + 1)(\alpha^2 + \sqrt{\alpha^4 - 2\alpha^2 - 4\alpha + 1} + 1)}{4\alpha^2} + j\omega^*};$$

$$\Phi_Y^+(j\omega^*) = -\frac{(\alpha - 2\alpha \cdot \beta + 1) \cdot \alpha}{\beta + \sqrt{\frac{\alpha(\beta - 1)^2 + 1}{\alpha}}} \cdot \left(\sqrt{\frac{\alpha(\beta - 1)^2 + 1}{\alpha}} + j\omega^* \right)^{-1},$$

где

$$\beta = \frac{(\alpha^2 + 1)(\alpha^2 + \sqrt{\alpha^4 - 2\alpha^2 - 4\alpha + 1})}{4\alpha^2}.$$

Множитель Лагранжа α , от которого зависят фактор $\Phi_Y^+(j\omega^*)$ сигнала вторичного канала связи и передаточная функция фильтра выделения $W(j\omega^*)$, можно найти, произведя подстановку полученных выражений в (3.9) и решив полученные уравнения.

3.3 Разработка алгоритма вторичного уплотнения узкополосных радиосигналов частотным методом

В разделе 3.2 на основе [66] разработан метод вторичного уплотнения радиосигналов на основе решения модифицированной задачи Винера-Хопфа. Полученное решение, однако, приводит к существенным вычислительным сложностям при синтезе спектральных характеристик сигналов вторичного канала для частных случаев, применимых к конкретным телекоммуникационным системам. Для упрощения процедуры синтеза СПМ предлагается эвристический алгоритм вто-

ричного уплотнения узкополосных радиосигналов частотным методом, с алгоритмом, близким [68].

3.3.1 Постановка задачи

В разделе 3.2 приведено решение, позволяющее синтезировать СПМ сигнала вторичного канала и характеристики фильтра выделения (3.15, 3.16). Из полученных выражений видно, что для решения необходимо применение операций факторизации и сепарации. Эти операции являются сложными с точки зрения вычислений и практической реализации и могут стать причиной существенных задержек при формировании сигнала вторичного канала, что недопустимо в системах реального масштаба времени. Особенно это актуально в случае, когда исходные данные представляются в виде нормированных характеристик либо определены текущим измерением на ограниченном интервале времени T .

Следовательно, необходимо разработать алгоритм нахождения параметров системы вторичного уплотнения $(\Phi_Y^+(j\omega), W(j\omega))$, позволяющий преодолеть вышеуказанные затруднения.

3.3.2 Решение задачи

Задачу удобно решать с использованием математического аппарата теории автоматического регулирования, а именно – частотным методом. Для этого представим первичный сигнал $x(t)$ в виде суммы ортогональных элементарных узкополосных сигналов:

$$x(t) = \sum_i x_i(t), \quad (3.22)$$

спектральная характеристика $\Phi_{i_{xx}}(j\omega_i)$ каждого i -го узкополосного сигнала описывается в виде

$$\Phi_{i\,xx}(j\omega_i) = \begin{cases} k_i^2, & \omega \in [\omega_n - \varepsilon/2, \omega_n + \varepsilon/2], \\ 0, & \omega \notin [\omega_n - \varepsilon/2, \omega_n + \varepsilon/2], \end{cases} \quad (3.23)$$

где $\varepsilon \rightarrow 0$.

Например, если для разложения сигнала $x(t)$ в качестве элементарного сигнала $x_i(t)$ использовать гармоническую функцию вида $x_i(t) = b_i \cos(\omega_i t)$, то $\Phi_{i\,xx}(j\omega_i)$ сигнала $x_i(t)$ будет определяться выражением

$$\Phi_{i\,xx}(j\omega_i) = \frac{b_i^2 T}{4}, \quad (3.24)$$

где b_i – амплитуда гармонической составляющей на частоте ω_i ;

T – время наблюдения за процессом.

При этом соответствующий фактор СПМ основного сигнала будет определяться как

$$\Phi_{ix}^+(j\omega_i) = \Phi_{ix}^-(j\omega_i) = k_i = \frac{b_i \sqrt{T}}{2}. \quad (3.25)$$

В дальнейшем будем полагать, что каждый элементарный сигнал x_i является квазибелым шумом с бесконечно узкой шириной спектра вблизи ω_i . Синтез искомым характеристик ($\Phi_Y^+(j\omega)$, $W(j\omega)$) вторичного канала будем проводить с использованием представлений (3.22) – (3.25).

В самом деле, пусть на входе системы действует квазибелый шум с СПМ, равной k_i^2 . Тогда для системы 3.15, 3.16 существует аналитическое решение. А именно, приняв в качестве фильтра резонансную структуру, огибающая частотной характеристики которой описывается выражением:

$$W(j\omega_i) = \frac{1}{a + j\omega_i}, \quad (3.26)$$

где a – неизвестный параметр,

и, задаваясь в каждой точке $\omega = \omega_i$ значением представленной огибающей, получим аналитическое решение вида:

$$\Phi_{iy}^+(j\omega_i) = \frac{-\frac{k_i}{\alpha}(\alpha - 2\alpha a + 1)}{\left(a + \sqrt{\frac{\alpha(a-1)^2 + 1}{\alpha}}\right) \left(\sqrt{\frac{\alpha(a-1)^2 + 1}{\alpha}} + j\omega_i\right)}. \quad (3.27)$$

$$W(j\omega_i) = \frac{\frac{k^2}{\alpha + 1} \cdot \frac{R^2 - \frac{2kRI}{\sqrt{\alpha}}}{I + \sqrt{I^2 - \frac{2RI}{k\sqrt{\alpha}} + \frac{R^2}{k^2\alpha}}}}{\sqrt{I^2 - \frac{2RI}{k\sqrt{\alpha}} + \frac{R^2}{k^2\alpha}} + j\omega_i}, \quad (3.28)$$

где

$$R = \frac{\frac{k_i}{\sqrt{\alpha}}(\alpha - 2\alpha a + 1)}{a + \sqrt{\frac{\alpha(a-1)^2 + 1}{\alpha}}};$$

$$I = \sqrt{\frac{\alpha(a-1)^2 + 1}{\alpha}}.$$

Для окончательного решения задачи необходимо определить значение параметра a , что требует решения задачи параметрического типа. Необходимо также учитывать, что полученное выражение для $W(j\omega_i)$ должно удовлетворять исходным условиям (3.24) и (3.26), что требует необходимо выполнение формальных условий:

$$\sqrt{I^2 - \frac{2RI}{k\sqrt{\alpha}} + \frac{R^2}{k^2\alpha}} = a;$$

$$\frac{k^2}{\alpha + 1} \cdot \frac{R^2 - \frac{2kRI}{\sqrt{\alpha}}}{I + \sqrt{I^2 - \frac{2RI}{k\sqrt{\alpha}} + \frac{R^2}{k^2\alpha}}} = 1 \quad (3.34)$$

Рассмотрев первое из выражений, заключаем, что оно является тождественно верным равенством для любых неотрицательных значений a :

$$\sqrt{a^2} = a, a \geq 0.$$

Следовательно, искомый параметр a можно найти, решив второе уравнение системы и учитывая при этом, что параметр a должен быть неотрицательным, $a \geq 0$.

Аналитическое решение второго уравнения в общем виде относительно переменной a в работе найдено не было, в связи с чем нахождение искомого параметра a было получено численными методами решения уравнений.

Далее перебирая значения ω_i , строится АФХ огибающей фильтра выделения $W(j\omega_i)$ и желаемая спектральная характеристика вторичного сигнала, а также определяется величина множителя Лагранжа. Алгоритм синтеза характеристик вторичного канала приведен на рисунке 3.5.



Рисунок 3.5 – Алгоритм синтеза параметров вторичного канала

В блок-схеме алгоритма, приведенной на рисунке 3.5, не учитывается модуляции. Модуляционное преобразование осуществляется последовательным переносом каждой узкополосной компоненты желаемой характеристики СПМ вторичного сигнала на частоту несущей. При этом при модуляции будет получено две боковые спектральные полосы, верхняя и нижняя.

3.3.3 Частное решение задачи синтеза системы вторичного уплотнения для речевого сигнала

С целью определения применимости разработанного алгоритма, рассмотрим пример вторичного уплотнения речевого сигнала для радиоканала с амплитудной модуляцией, спектральная характеристика которого приведена на рисунке 3.6. Будем считать, что частота несущей $\omega_n \gg 8$ кГц, поэтому СПМ на рисунке 3.6 можно рассматривать в качестве характеристики огибающей модулированного сигнала.

Разобьём спектр исходного речевого сигнала на спектральные полосы бесконечно малой ширины $\Delta\omega$ ($\Delta\omega \rightarrow 0$), которые представляют собой элементарные узкополосные сигналы, фактор СПМ которых в точке ω_i будет определяться соотношением:

$$\Phi_{iXX}(j\omega_i) = \Phi_{ix}^+(j\omega_i) \cdot \Phi_{ix}^-(j\omega_i) \Rightarrow k = \sqrt{\Phi_{iXX}(j\omega_i)}.$$

Далее для определения характеристик вторичного сигнала и фильтра выделения необходимо обеспечить выполнение условий (3.34) для каждой пары значений k и ω_i .

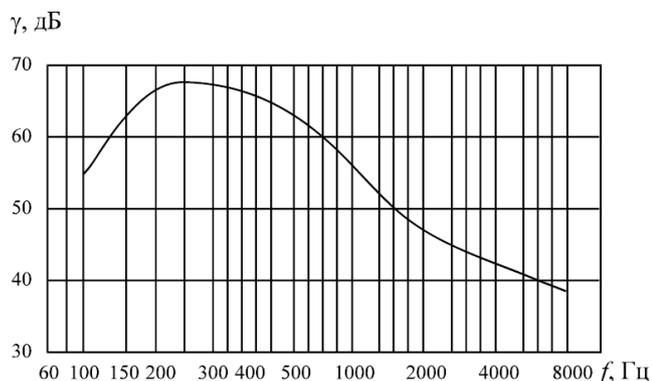


Рисунок 3.6 – Спектральная плотность мощности речевого сигнала

При помощи математического пакета Matlab для каждой пары значений k и ω , численными методами были получены пара значений a и α , из которых были определены параметры системы вторичного уплотнения. На основе полученных данных были построены СПМ основного и вторичного сигналов, которые приведены на рисунке 3.7. На рисунках 3.7 – 3.10 синим цветом показана СПМ сигнала основного канала, красным – вторичного.

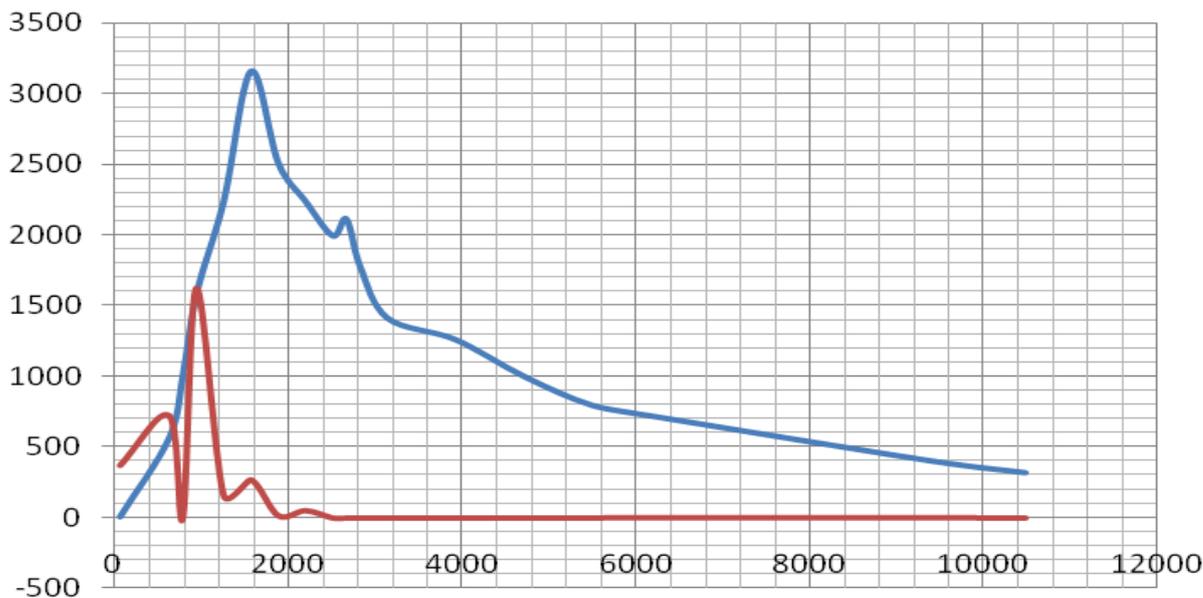


Рисунок 3.7 – СПМ основного и вторичного сигналов

Степень скрытности сигнала вторичного канала (определяемой параметром c (3.2)) и пропускная способность вторичного канала зависят от значения множителя Лагранжа α . Было проведено исследование, в ходе которого для различных значения α были получены СПМ сигналов вторичного канала. Графики полученных СПМ приведены ниже (рисунки 3.8-3.10).

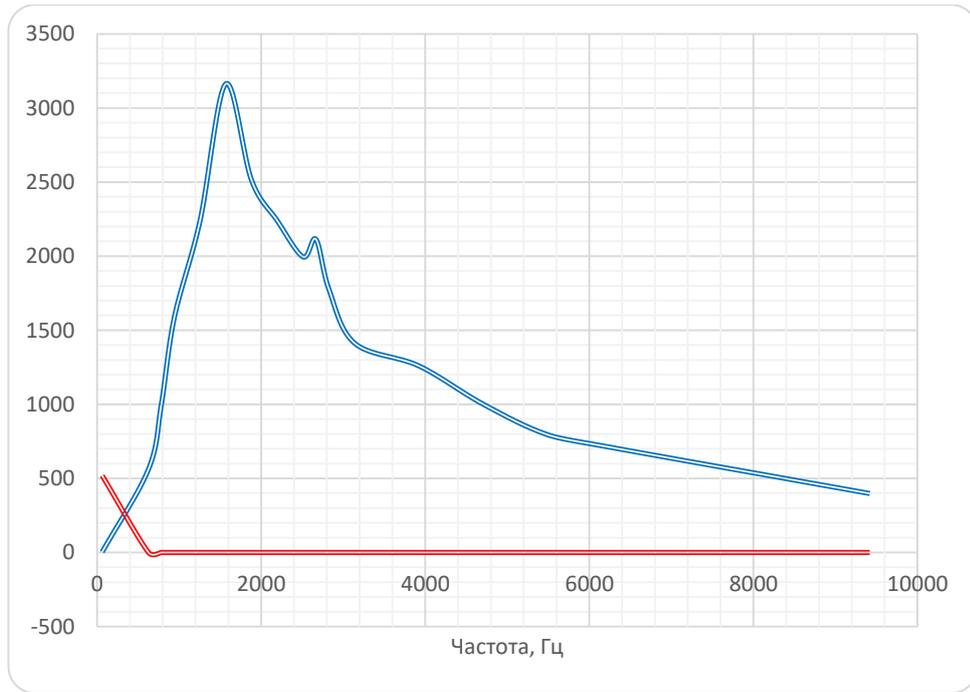


Рисунок 3.8 – СПМ основного и вторичного сигналов при $\alpha = 0,1$

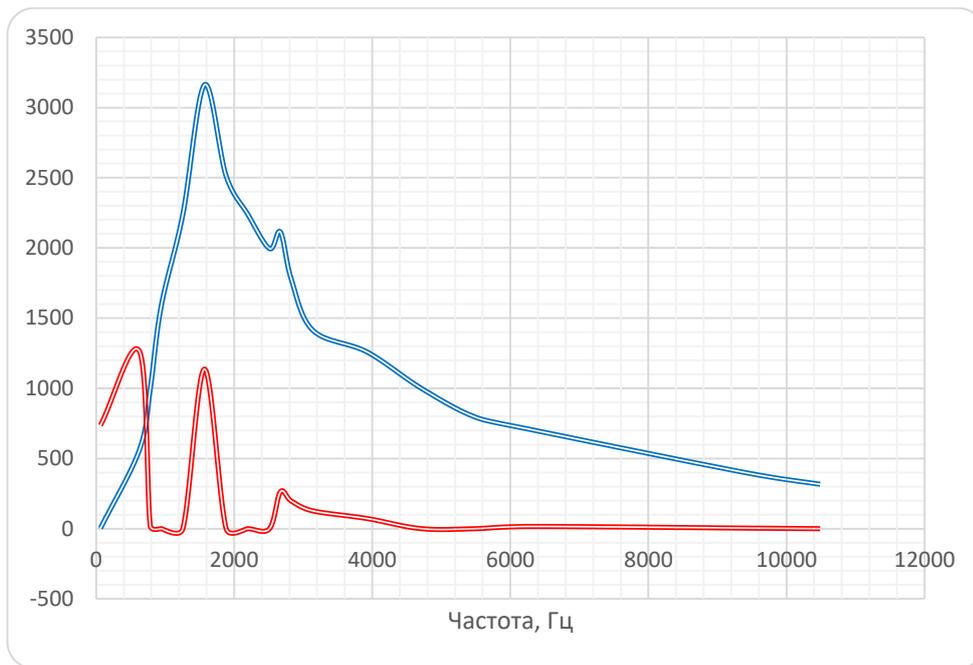


Рисунок 3.9 – СПМ основного и вторичного сигналов при $\alpha = 4,89$

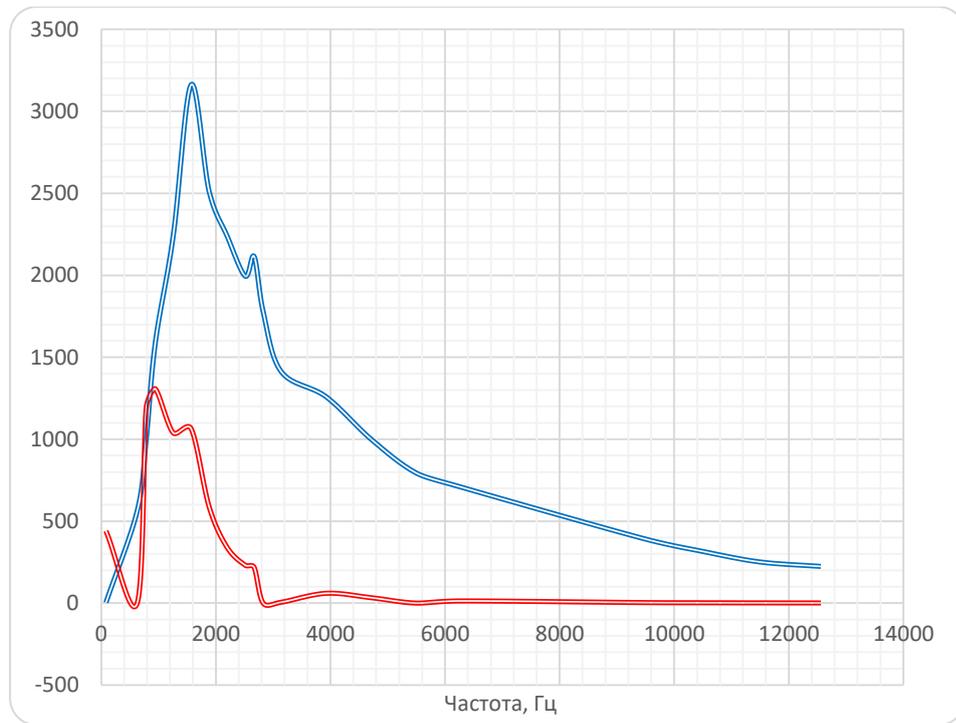
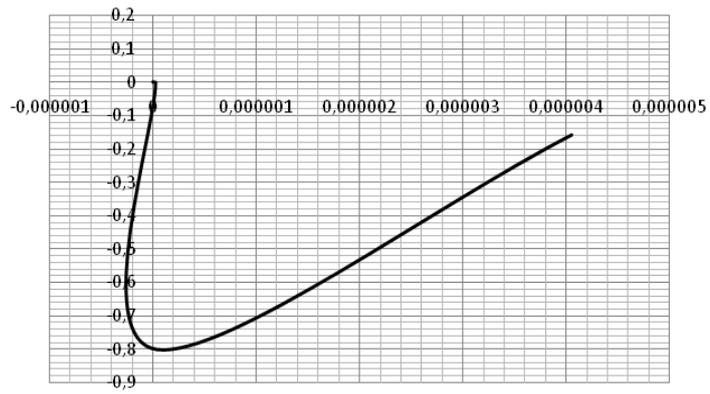
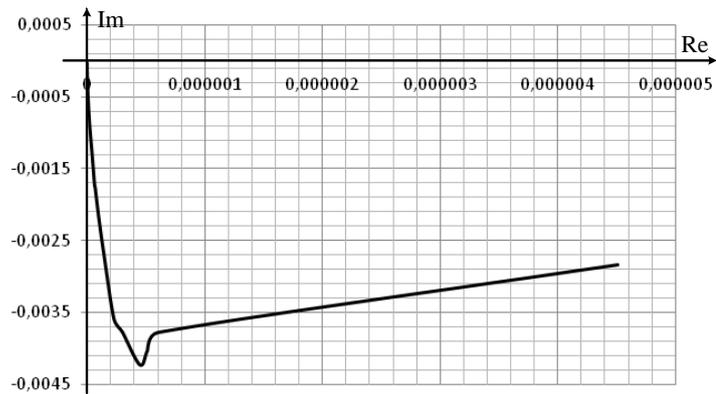


Рисунок 3.10 – СПМ основного и вторичного сигналов при $\alpha = 5,25$

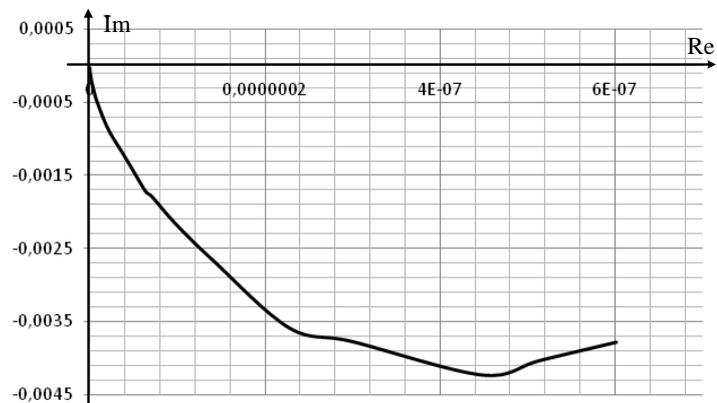
Далее, варьируя значения ω_i , построим АФХ огибающей фильтра выделения $W(j\omega_i)$. Полученные графики приведены на рисунке 3.11.



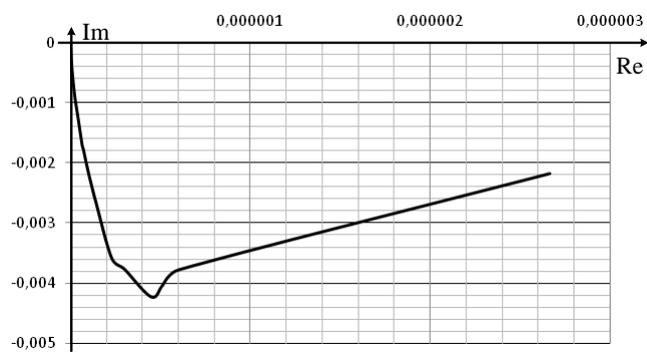
а



б



в



г

Рисунок 3.11 – АФХ основного (а) и вторичного (б-г) сигналов при $\alpha = 0,1$,
 $\alpha = 4,89$, $\alpha = 5,25$

В ходе исследования установлено, что наибольший интерес представляют значения множителя Лагранжа 4,89 и 5,25. В первом случае большая часть СПМ сигнала вторичного канала сосредоточена в области малой мощности сигнала основного канала, что во-первых, уменьшает искажающее влияние вторичного сигнала на основной, а во-вторых, позволяет упростить алгоритм выделения вторичного сигнала. Во втором случае полученная форма СПМ подобна СПМ основного сигнала, что обеспечивает более высокую скорость передачи данных по вторичному каналу.

Выводы по главе 3

1. Предложена вычислительная модель вторичного уплотнения радиосигналов на основе модифицированного уравнения Винера-Хопфа.

2. Разработан алгоритм вторичного уплотнения на основе частотного метода с целью повышения эффективности использования каналов передачи сообщений, сокращения задержек в основном и вторичном канале.

3. Приведён пример, показывающий применимость разработанного алгоритма для вторичного уплотнения речевого сигнала в канале с амплитудной модуляцией.

4. Исходя из полученных результатов могут быть предложены следующие способы образования вторичного радиоканала:

– модуляция первичного и вторичного сигналов может осуществляться на одной несущей частоте, но с целью дальнейшего разделения сигналов в приёмнике необходимо обеспечить фазовый сдвиг между сигналами;

– модуляция вторичного сигнала может осуществляться на некоторой частоте $\omega_{н\text{ втор.}}$, сдвинутой относительно несущей частоты $\omega_{н}$ основного канала, что позволит увеличить отношение сигнал/шум в процессе приема вторичных сообщений.

Таким образом, разработанный алгоритм вторичного уплотнения каналов позволяет обеспечить передачу параметров блока экстраполяции, используемого

при дифференциальном преобразовании сигналов, приёмному блоку без дополнительных задержек, к которым привела бы передача этих параметров в составе следующего OFDM-кадра, и без снижения скорости передачи основного канала.

4 Имитационное моделирование системы передачи с дифференциальной обработкой сигналов. Разработка системы формирования полосового сигнала для системы ДЗЗ и оценка её эффективности

В разделе будут приведены результаты имитационного моделирования в среде MatLab полученных ранее схем координированного дифференциального преобразования сигналов OFDM-систем. Конечная цель моделирования заключается в оценке возможности применения предлагаемых математических решений к системе передачи данных дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ). В качестве применяемой системы рассматривался вариант модернизации микроспутника «УГАТУ-САТ», рабочая полоса системы передачи которого составляет 8 МГц. Предлагается использовать в канале ортогональное частотное мультиплексирование с 16 поднесущими, моделированными квадратурной фазовой манипуляцией (QPSK). Длительность кадра OFDM T выбрана 224 мкс, длительность защитного интервала – $T/4$.

4.1 План проведения имитационного моделирования

В моделировании выделяется несколько этапов.

На первом этапе должна быть получена имитационная модель OFDM-системы, не использующей дифференциального преобразования, и проверена её работоспособность для случая передачи случайного сигнала по каналу передачи без шума.

На втором этапе моделируемая система дополняется координированным экстраполятором в синфазном и квадратурном каналах. Производится оценка эффективности работы алгоритма дифференциального преобразования OFDM-сигнала для случая воздействия на входе случайного сигнала по каналу передачи без шума.

Третий этап предполагает использование в качестве источника данных изображений, полученных с помощью ДЗЗ и оценку качества работы предложенного способа сжатия для случая передачи по каналу с помехами.

План проведения имитационного моделирования представлен на рисунке 4.1.

При моделировании основным параметром оценки качества принят коэффициент сжатия G , дБ, определяемый как:

$$G = 10 \cdot \lg \left(\frac{P_E}{P_X} \right),$$

где P_E и P_X – средние мощности «сжатого» и исходного сигналов, определяемые как:

$$P_E = \frac{\sum \underline{E}(j\omega) \cdot \underline{E}^*(j\omega)}{F_s}; \quad (4.1)$$

$$P_X = \frac{\sum \underline{X}(j\omega) \cdot \underline{X}^*(j\omega)}{F_s}, \quad (4.2)$$

где $\underline{E}(j\omega)$, $\underline{X}(j\omega)$ – Фурье-изображения соответственно «сжатого» и исходного сигналов;

* – операция комплексного сопряжения;

F_s – количество элементов в алгоритме быстрого преобразования Фурье (БПФ).

При передаче по каналу с шумом помимо коэффициента сжатия будет оцениваться количество неверно принятых символов QPSK N_{err} и коэффициент символьной ошибки SER , определяемый как отношение количества неверно принятых символов к общему количеству передаваемых символов N :

$$SER = \frac{N_{err}}{N}.$$

Исходными данными для обработки являются спутниковые изображения систем дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) разного типа.



Рисунок 4.1 – План проведения имитационного моделирования

4.2 Имитационная модель системы ДЗЗ

Как указывалось выше, приняты следующие параметры системы передачи. Ширина полосы канала 8 МГц, количество поднесущих OFDM – 16, модуляция на поднесущих – QPSK [69, 70]. Канал моделируется как среда с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ), мощность которого обуславливает отношение сигнал-шум на приёме на уровне 22 дБ. При этом не учитывается многолучевое распространение и замирания в канале связи. Указанные исходные данные и допущения применимы при использовании предложенного метода для канала связи с микроспутником ДЗЗ (канал «спутник – микроспутник») или для канала связи малогабаритного беспилотного летательного аппарата (БПЛА) с наземной станцией управления. В качестве квадратурной модуляции используется QPSK. В качестве сообщения используется спутниковый снимок системы ДЗЗ размером 512x512 пикселей в формате BMP без сжатия, цветовая схема – оттенки серого. Первый обрабатываемый снимок и его гистограмма приведены на рисунке 4.2.

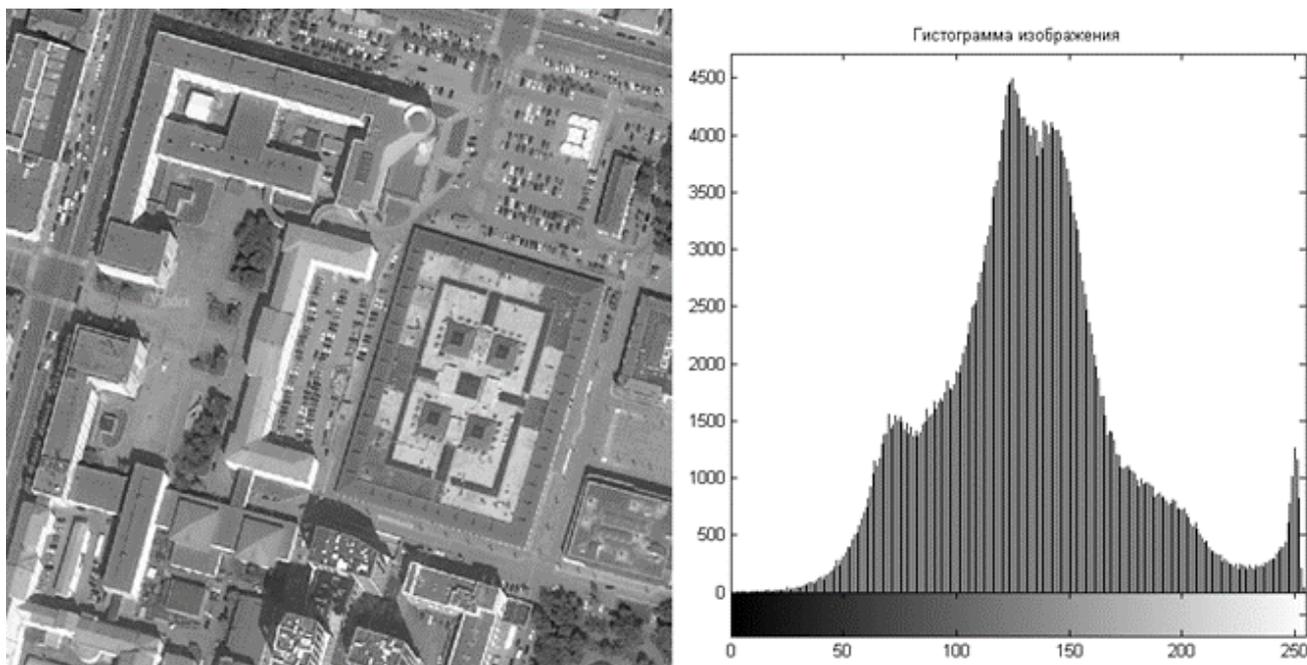


Рисунок 4.2 – Обрабатываемое изображение и его гистограмма

Графический файл разбивается на фрагменты 32×32 пикселя, затем каждый из полученных 256 фрагментов преобразуется в двоичный формат, после чего формируются символы QPSK, которые подвергаются обратному быстрому преобразованию Фурье, что позволяет получить первый тип полосового сигнала – сигнал системы передачи OFDM без использования дифференциального преобразования (сигнал 1). Далее полученный сигнал подвергается свёртке с импульсной характеристикой экстраполятора, вычисляется разность между сигналом 1 и его экстраполированным значением, таким образом, формируется второй тип полосового сигнала – сигнал, сжатый по дифференциальной схеме (сигнал 2). На рисунке 4.3 приведены временные диаграммы синфазной и квадратурной составляющих полосового сигнала для одного из фрагментов обрабатываемого изображения. Затем вычисляется мощность сигнала без сжатия и со сжатием (см. формулы 4.1. и 4.2). Далее формируется третий вариант полосового сигнала (сигнал 3) – мощность сигнала 1 понижается до соответствующего значения мощности сигнала 2. Затем имитируется передача сформированных полосовых сигналов по каналу с АБГШ. Принятый полосовой сигнал проходит процедуру прямого преобразования Фурье. Поскольку ранее было получено 3 варианта полосового сигнала,

появляется возможность сравнить сигнальные созвездия QPSK, полученные обработкой разных полосовых сигналов, и оценить коэффициент символьной ошибки. Блок-схема моделирующей программы приведена на рисунке 4.4. Сигнальные созвездия принятого сигнала для случая передачи одного из фрагментов приведены на рисунке 4.5, слева направо: сигнальное созвездие для случая передачи исходного сигнала без преобразования, при использовании дифференциального преобразования полосового сигнала и при снижении мощности исходного сигнала до уровня мощности сигнала, прошедшего дифференциальное преобразование.

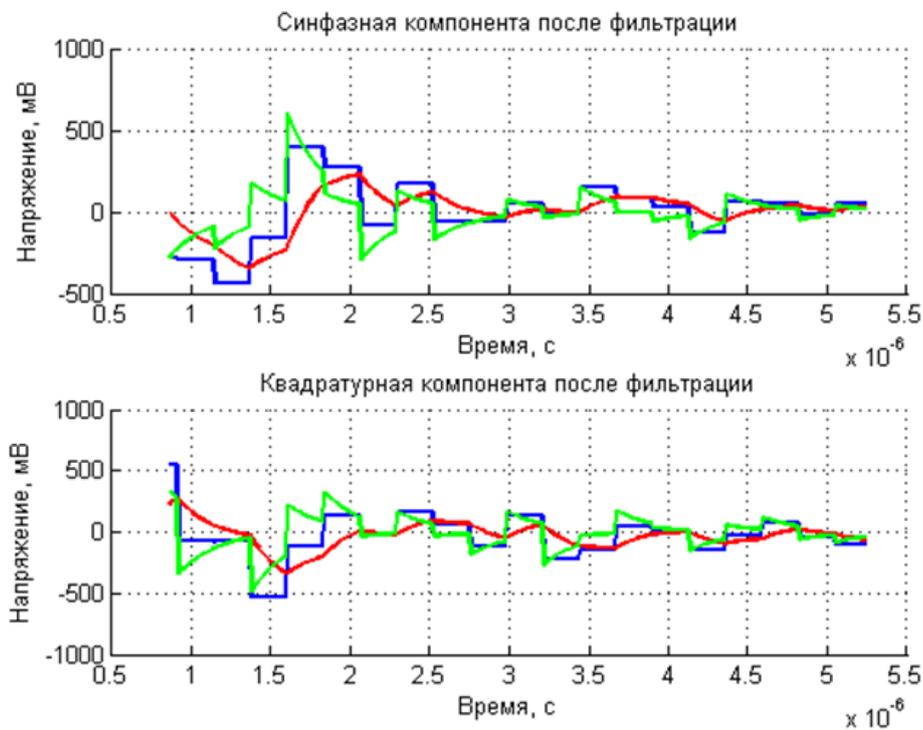


Рисунок 4.3 – Временные диаграммы сигналов синфазного и квадратурного каналов. Синий – исходный сигнал, красный – сигнал на выходе экстраполятора, зелёный – сигнал после дифференциального преобразования

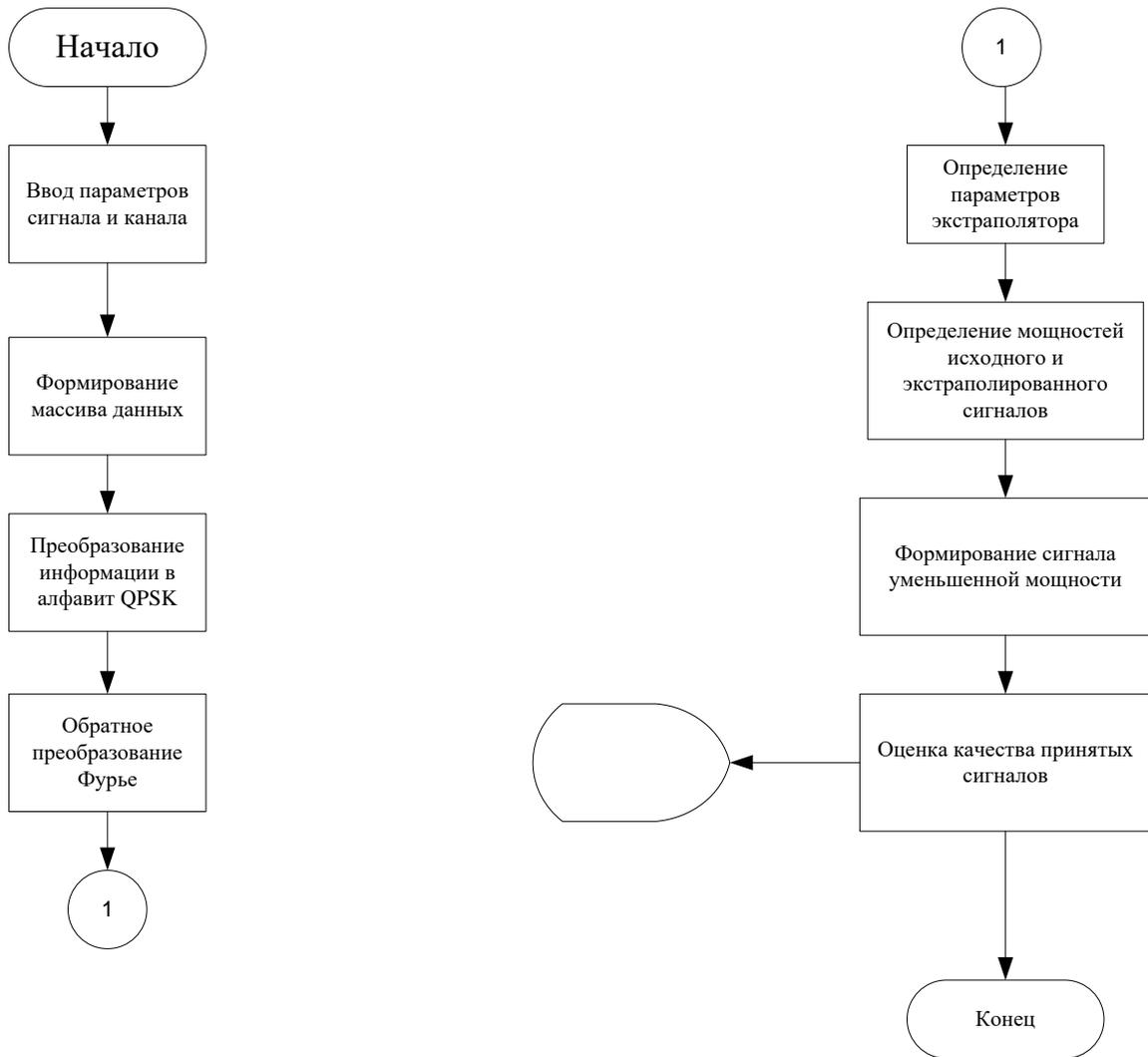


Рисунок 4.4 – Блок-схема моделирующей программы

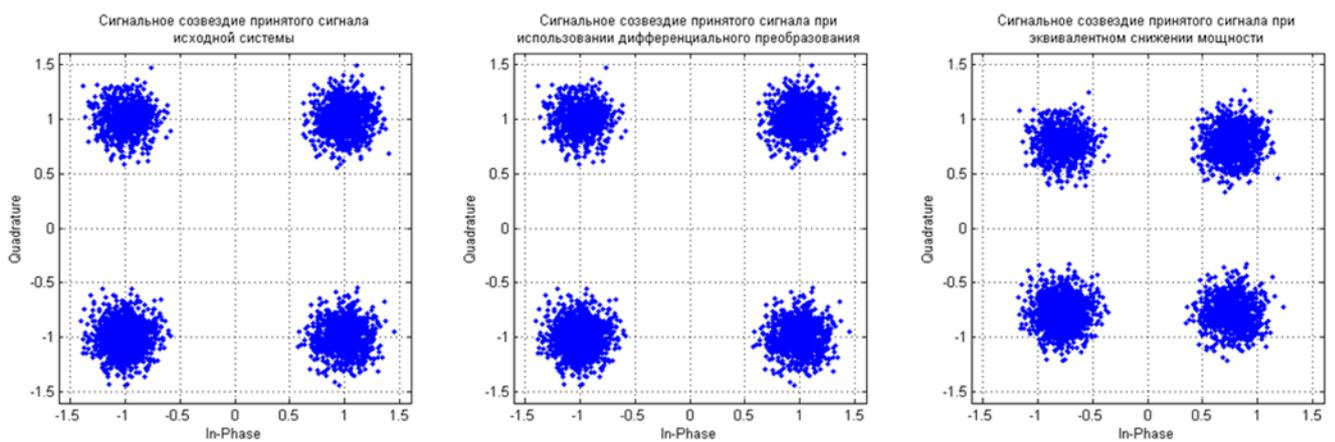


Рисунок 4.5 – Сигнальные созвездия принятых сигналов

Поскольку изначально изображение было разбито на 256 фрагментов, в результате моделирования было получено 256 значений выигрыша по мощности

при использовании дифференциального преобразования. На рисунке 4.6 приведена гистограмма полученных значений. По горизонтальной оси отложены коэффициенты сжатия, дБ, по вертикальной – количество информационных посылок.

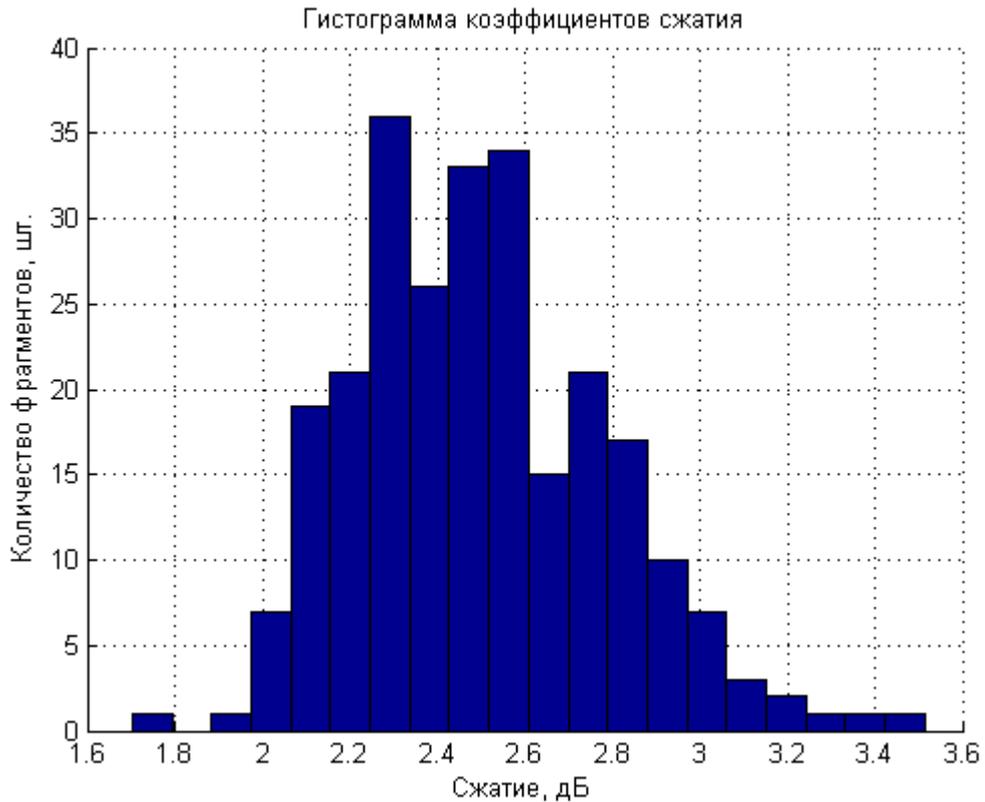


Рисунок 4.6 – Гистограмма коэффициентов сжатия

Приведённая гистограмма показывает, что применяемый метод обеспечивает сжатие от 1,6 дБ до 3,5 дБ, среднее сжатие составляет 2,49 дБ. При этом коэффициент символьной ошибки для приёма сигналов 1 и 2 (зелёный и красный) практически совпадают, а коэффициент символьной ошибки сигнала 3 значительно их превышает. Графики коэффициента символьной ошибки приведены на рисунке 4.7.

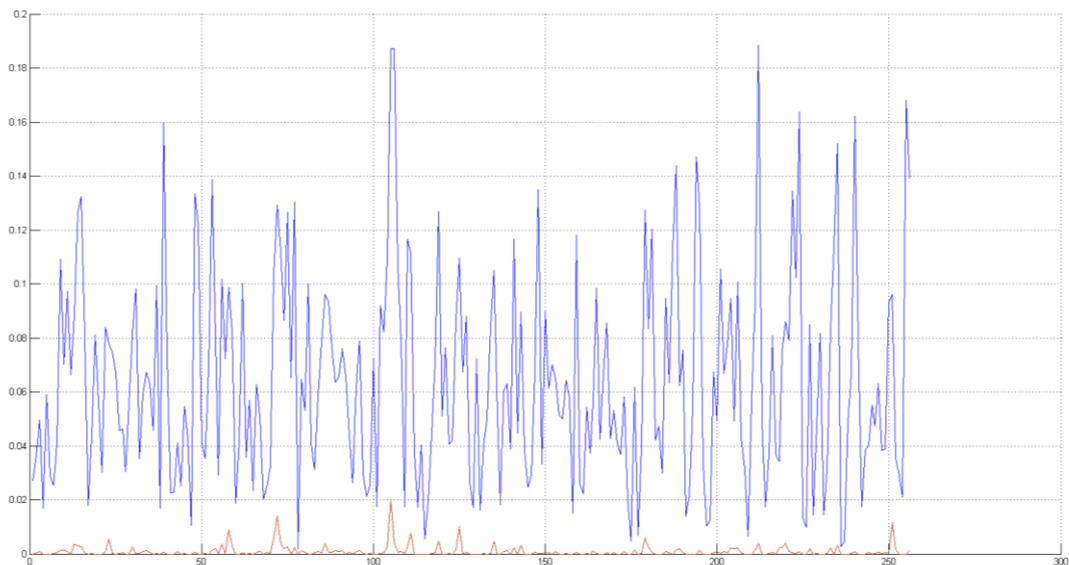


Рисунок 4.7 – Коэффициент символьной ошибки

Также видно, что гистограмма коэффициентов сжатия неравномерна, а, поскольку свойства канала при имитационном моделировании оставались постоянными, можно предположить, что коэффициент сжатия зависит от свойств исходного сообщения.

Рассмотрим теперь другое изображение системы ДЗЗ, полученное съёмкой в сельской местности (рисунок 4.8).

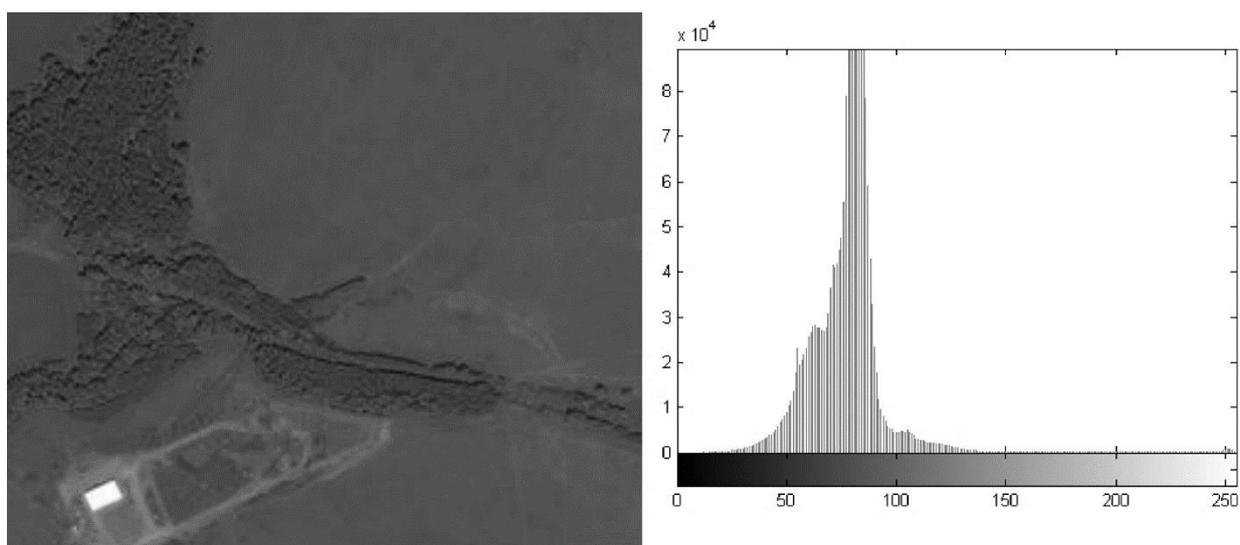


Рисунок 4.8 – Обработываемое изображение системы ДЗЗ для сельской местности и его гистограмма

Обработка производится в соответствии с ранее описанным алгоритмом. Гистограмма полученных коэффициентов сжатия приведена на рисунке 4.9.

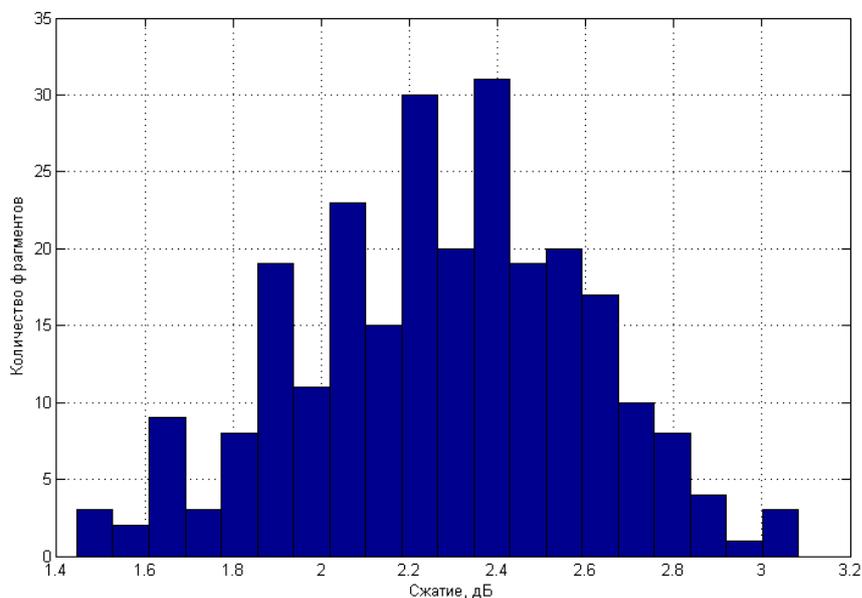


Рисунок 4.9 – Гистограмма коэффициентов сжатия

График коэффициента символьной ошибки для второго анализируемого изображения приведён на рисунке 4.10.

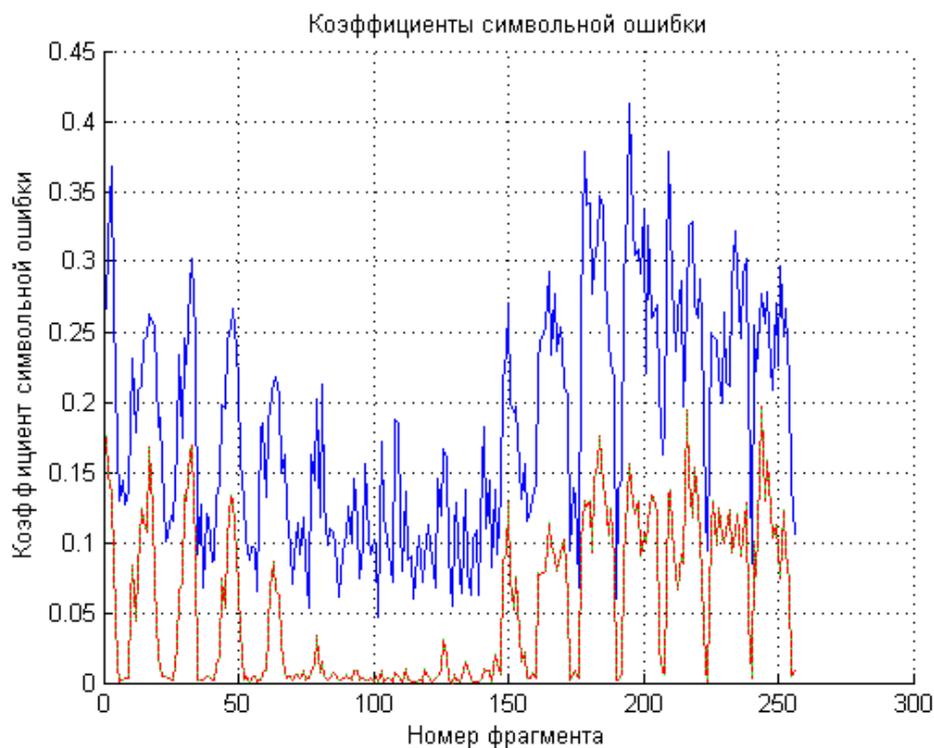


Рисунок 4.10 – Символьная скорость ошибки для второго обрабатываемого изображения

Гистограмма (рисунок 4.9) показывает, что сжатие для выбранного изображения оказывается ниже, чем для предыдущего, диапазон изменений коэффициента сжатия составляет 1,5 – 3,1 дБ. Однако при этом средний коэффициент сжатия также находится вблизи 2,4 дБ. При этом коэффициент символьной ошибки для сигналов 1 и 2 (зеленый и красный) также ниже, чем для сигнала 3.

Приведенные результаты свидетельствуют о том, что предложенный алгоритм позволяет снизить динамический диапазон передаваемого полосового сигнала без ухудшения качества связи. Однако коэффициент сжатия изменяется при этом в диапазоне шириной около 2 дБ, что показывает, что для разных видов передаваемого изображения выигрыш в энергетической эффективности будет различным. Представляется важным определить, какие свойства передаваемых сообщений влияют на коэффициент сжатия.

Для ответа на этот вопрос были проанализированы результаты имитационного моделирования обработки изображения 1 (рисунок 4.2), поскольку для этого изображения диапазон изменений коэффициента сжатия оказался выше, чем для изображения 2 (рисунок 4.8). Для анализа были выбраны фрагменты изображения, коэффициенты сжатия которых близки к максимальным (попадают в диапазон 20% меньше максимального) и к минимальным (попадают в диапазон 20% больше минимального). Примеры таких фрагментов приведены на рисунке 4.11.

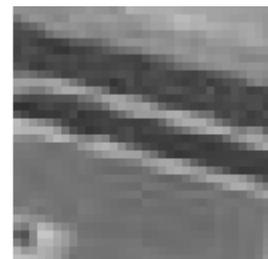
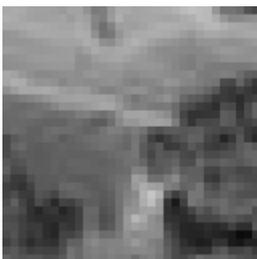
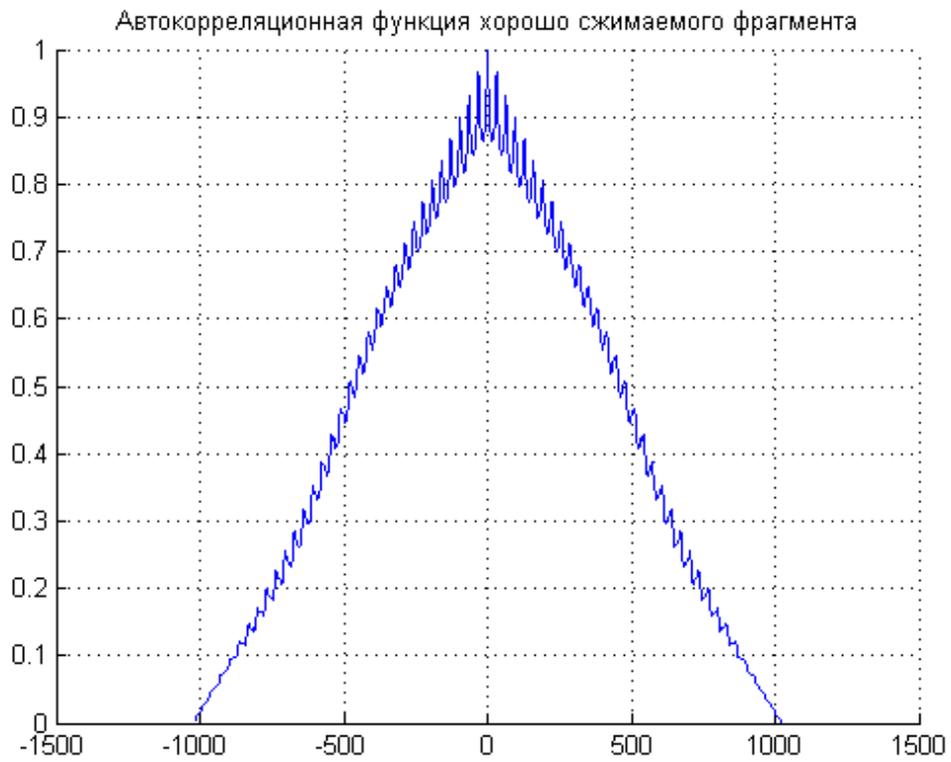


Рисунок 4.11 – Примеры хорошо сжимаемого (слева) и плохо сжимаемого (справа) фрагментов

Визуальные отличия фрагментов минимальны. Для выявления различий были построены автокорреляционные функции изображений (рисунок 4.12).



а



б

Рисунок 4.12 – Автокорреляционные функции хорошо сжимаемого (а) и плохо сжимаемого (б) фрагментов

Приведенные на рисунке 4.12 графики показывают, что коэффициент корреляции между соседними элементами для хорошо сжимаемого изображения выше, то есть сообщение, основанное на этом изображении, обладает большей избыточностью. То есть коэффициент сжатия оказывается выше для сообщения с большей информационной избыточностью, что согласуется с положениями теории информации о сжатии без потерь.

Коэффициент корреляции между соседними символами можно снизить, введя перемежение. В телекоммуникационных системах перемежение также применяется для устранения пакетов ошибок [8]. На рисунке 4.13 приведён график автокорреляционной функции хорошо сжимаемого фрагмента при введении в алгоритм предварительного формирования сигнала случайного перемежения.

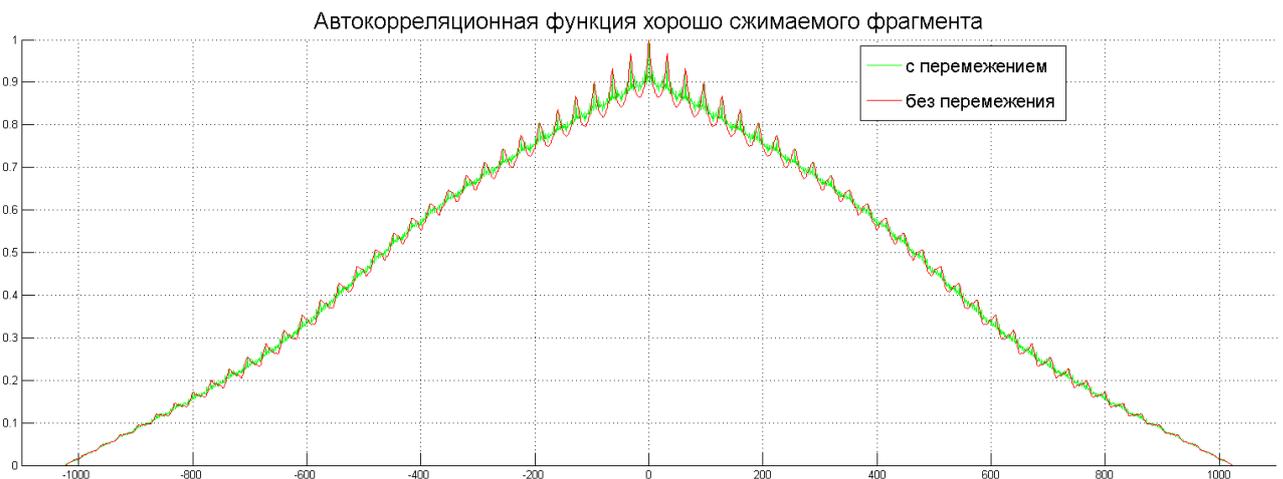


Рисунок 4.13 – Автокорреляционные функции хорошо сжимаемого фрагмента без перемежения (красный) и при внесении перемежения (зелёный)

Видно, что перемежение снижает корреляцию между соседними элементами фрагмента. Коэффициент сжатия рассматриваемого фрагмента при этом понизился с 3,51 дБ до 2,51 дБ, что близко к среднему значению коэффициента сжатия для изображения в целом.

Рассмотрим для сравнения автокорреляционную функцию плохо сжимаемого изображения при внесении перемежения (рисунок 4.14).

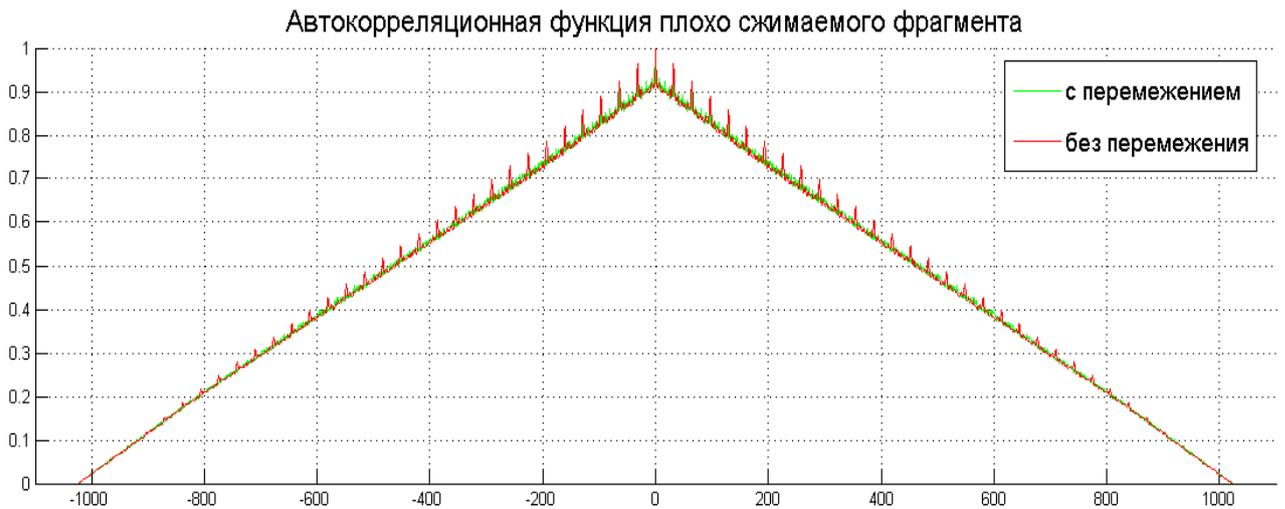


Рисунок 4.14 – Автокорреляционные функции плохо сжимаемого фрагмента без перемежения (красный) и при внесении перемежения (зелёный)

Из рисунка видно, что внесение перемежения мало изменяет вид автокорреляционной функции рассматриваемого фрагмента изображения, что объясняет разницу в степени сжатия выбранных для примера фрагментов.

На основании проведенного анализа был сделан вывод о необходимости проверки степени сжатия исходного изображения при добавлении перемежения. Гистограмма, полученная в результате обработки изображения с учётом перемежения, приведена на рисунке 4.15. Видно, что характер гистограммы изменился, большее количество элементов теперь имеют коэффициенты сжатия, близкие к среднему значению. Таким образом, можно сделать вывод, эффективность разработанного алгоритма зависит от информационной избыточности передаваемых сообщений. Следует заметить, что это свойство является общим для алгоритмов сжатия информации, то есть разработанный метод может рассматриваться не только с точки зрения снижения динамического диапазона сигналов, но и как алгоритм сжатия без потерь.

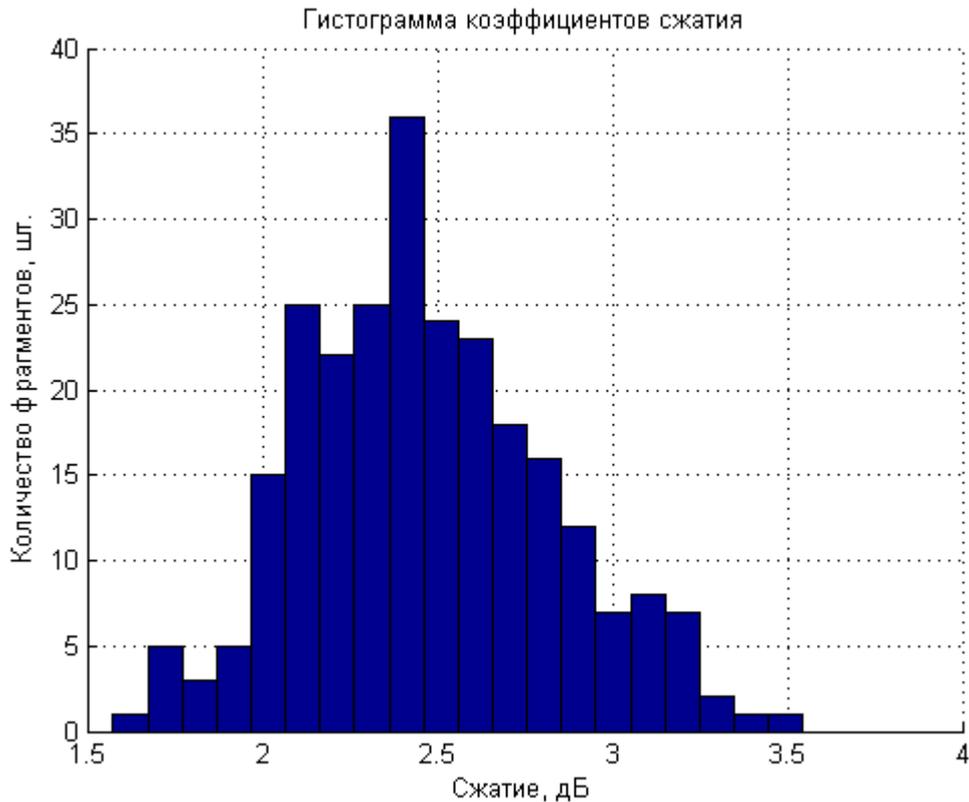


Рисунок 4.15 – Гистограмма коэффициентов сжатия изображения 1 с учётом перемежения

4.3 Оценка эффективности системы формирования сигналов для передачи данных ДЗЗ

Согласно результатам моделирования, дифференциальное преобразование позволило снизить мощность полосового сигнала в среднем на 2,49 дБ относительно исходного сигнала. При этом соответствующее уменьшение мощности без экстраполяции приводит к увеличению символьной ошибки. Для несжатого сигнала и для сигнала, подвергнутого дифференциальному преобразованию, средний коэффициент символьной ошибки составил $0,000947 \text{ с}^{-1}$, в то время как для сигнала с пониженной мощностью средний коэффициент символьной ошибки оказался равен $0,0638 \text{ с}^{-1}$. Полученный результат можно трактовать также иначе: применение дифференциального преобразования позволяет снизить требуемое отношение сигнал-шум на приёме в среднем на 2,49 дБ без ухудшения качества связи. Однако, необходимо проанализировать полученный результат с точки зрения снижения потребляемой передатчиком системы ДЗЗ мощности.

Как указывалось выше, для апробации результата работы предлагается модернизация высокочастотного тракта системы передачи микроспутника «УГАТУ САТ». Предлагаемая структурная схема опико-электронного комплекса микроспутника при использовании дифференциальной обработки сигналов представлена в Приложении А. В соответствии с имеющимися данными [71], мощность, потребляемая системой передачи микроспутника, составляет 56 Вт при скорости передачи в канале 61,44 Мбит/с и излучаемой мощности передатчика 7 Вт. Необходимо оценить, насколько можно снизить потребляемую мощность в случае использования дифференциального преобразования и оценить повышение энергоэффективности системы.

Поскольку рассмотренные в работе методы предполагают снижение выходной мощности передатчика, их использование позволяет снизить требования к выходному каскаду усиления. В качестве примера рассмотрим усилители НМС1087F10 (усилитель 1) и НМС1121 (усилитель 2) производства компании Analog Devices [72, 73]. Их характеристики приведены в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Оценка эффективности предлагаемых схем

Усилитель	НМС1087F10	НМС1121
Выходная мощность, дБм	38,5	36,5
Напряжение питания, В	28	7
Потребляемая мощность, Вт	23,8	15,4

Из данных, приведенных в таблице 4.1, видно, что выходная мощность усилителей отличается на 2 дБ. Средний коэффициент сжатия, согласно результатам моделирования, составляет 2,5 дБ, следовательно, использование дифференциальной обработки позволяет заменить усилитель 1 на усилитель 2. Такая замена, в соответствии с таблицей 4.1, снижает потребляемую мощность усилителя с 23,8 Вт до 15,4 Вт, что составляет 35,3%. Полное потребление системы передачи снизится с 56 Вт до 47,6 Вт, или на 15%. Энергоэффективность системы, определяемая по формуле (1.3), в таком случае, составит:

– для усилителя 1:

$$EnEf_1 = \frac{61,44 \cdot 2^{20}}{56} = 1,15 \frac{\text{Мбит/с}}{\text{Вт}};$$

– для усилителя 2:

$$EnEf_2 = \frac{61,44 \cdot 2^{20}}{47,6} = 1,35 \frac{\text{Мбит/с}}{\text{Вт}}.$$

В процентном выражении полученный результат соответствует увеличению энергоэффективности на 17,3%.

Таким образом, для приведённого примера можно составить таблицу результатов (таблица 4.2).

Таблица 4.2 – Достижимые результаты

Показатель	Значение
Снижение энергопотребления усилителя, %	35,3
Снижение энергопотребления аппаратуры связи, %	15
Повышение энергоэффективности, %	17,3

Приведенный пример демонстрирует результаты для конкретного случая и аппаратуры. Для обобщения полученных результатов использовались экспертные оценки и математический аппарат теории нечетких множеств. Результаты оценки приведены в таблице 4.3. При составлении таблицы значимость требований определялась экспертным методом. Оценка интегральной эффективности проводилась следующим образом. Значимость требований каждого критерия умножалась на соответствующий параметр эффективности каждой из рассмотренных схем. Полученные для каждой схемы значения суммировались и сравнивались со значением для прототипа.

Таблица 4.3 – Оценка эффективности предлагаемых схем

№	Критерий эффективности системы	Значимость критерия	Без ДП* (прототип)	Без ДП с прямым понижением мощности	Экстраполятор Калмана	Экстраполятор Винера	Экстраполятор Винера с координированием
1	Скорость передачи	0,3	1	1	0,5-0,6	0,1-0,3	0,3-0,5
2	Помехозащищенность	0,2	1	0,5	0,5-0,6	0,55-0,65	0,6-0,7
3	Требуемые вычислительные затраты	0,2	0	0	0,3	0,4	0,4-0,5
4	Вторичное уплотнение	0,05	0	0	0,3	0,3	0,3
5	Увеличение относительной энергоэффективности (при мощности прототипа 56 Вт)	0,25	0	0,2	0,1-0,3	0,1-0,3	0,1-0,2
6	Дополнительные требования к синхронизации	-	Не нужны	Не нужны	Нужны	Не нужны	Не нужны
7	Глубина модернизации существующих систем	-	0	0	0,4	0,2	0,3
8	Проверка на устойчивость	-	-	-	Нужна	Не нужна	Не нужна
9	Оценка интегральной эффективности	-	0,5 0%	0,45 10%	0,33-0,45 10-34 %	0,3-0,45 10-40 %	0,37-0,48 5-22 %
* – дифференциальное преобразование							

В соответствии с оценками интегральной энергоэффективности, время автономной работы устройства может возрасти на 5-40%.

Выводы по главе 4

1. Разработана программа имитационного моделирования системы передачи информации микроспутника «УГАТУ САТ» с использованием дифференциального преобразования OFDM-сигналов.

2. Проведено имитационное моделирование системы передачи информации для системы дистанционного зондирования Земли. Показано, что предложенный алгоритм обеспечивает коэффициент сжатия от 1,6 до 3,5 дБ в зависимости от передаваемого изображения.

3. Выявлено, что на эффективность работы алгоритма существенно влияет избыточность исходного сообщения, определяемая корреляцией соседних фрагментов сообщения. Для уменьшения корреляции использовано перемежение, показано, что и в случае его использования алгоритм остаётся эффективным, но перемежение увеличивает количество фрагментов передаваемого изображения, коэффициент сжатия которых близок к среднему (2,5 дБ).

4. Проведен предварительный анализ энергетической эффективности системы связи микроспутника, предназначенного для дистанционного зондирования Земли, при использовании дифференциального преобразования сигналов OFDM. Результаты показывают, что время автономной работы микроспутника может быть увеличено на 5-40% в зависимости от используемой схемы экстраполяции.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе были рассмотрены вопросы повышения энергоэффективности систем радиосвязи, использующих технологию ортогонального частотного мультиплексирования. Предложены методы повышения энергоэффективности за счёт уменьшения динамического диапазона полосового сигнала путём его дифференциального преобразования, не ухудшающие качества связи.

Основные выводы по работе:

1. Проведён анализ существующих решений в области повышения энергетической эффективности автономных систем радиосвязи. Показано, что существующие методы либо не ставят задачи снижения максимальной выходной мощности передатчиков (решая задачу регулировки мощности за счёт применения сложных алгоритмов управления), либо требуют существенных схемотехнических изменений.

2. Разработана структурная модель кодеков OFDM-сигналов, основанных на дифференциальном преобразовании сигналов, отличающихся координированной поканальной экстраполяцией сигналов «по входу» (на основе фильтрации Калмана – Бьюси) и «по выходу» (на основе фильтрации Винера), позволяющее добиться снижения динамического диапазона полосового сигнала.

3. Разработана математическая модель, позволяющая синтезировать параметры экстраполятора на основе фильтра Калмана – Бьюси; сформулировано условие устойчивости полученного решения.

4. Разработана математическая модель экстраполятора сигнала OFDM, основанная на применении фильтра Винера, отличающаяся общим рассмотрением спектральных характеристик квадратурных каналов, и позволяющая использовать единый экстраполятор для двух каналов.

5. Разработано структурное решение для вторичного уплотнения в системах с OFDM, основанное на минимизации взаимного влияния основного и вторичного каналов, учитывающее спектральные характеристики сигналов OFDM и позволя-

ющее передавать параметры экстраполятора приёмному блоку без уменьшения пропускной способности основного канала.

6. Разработана имитационная модель дифференциального OFDM-кодека для системы передачи информации спутникового комплекса дистанционного зондирования Земли, основанного на спектральных характеристиках сигнала и помехи и позволяющего снизить среднюю мощность передатчика на величину от 1,8 до 3,5 дБ. Показано, что величина, на которую может быть уменьшена мощность передатчика, зависит от взаимной корреляции элементов передаваемого изображения.

7. Произведена оценка интегральной эффективности системы передачи информации по комплексу показателей (энергоэффективности, скорости передачи, помехоустойчивости, вычислительной сложности). В зависимости от способа экстраполяции сигналов, повышение энергоэффективности составляет от 5 до 40 % относительно прототипа – микроспутника «УГАТУ-SAT».

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ

- | | |
|----------|---|
| 1) BPSK | Binary Phase Shift Keying (двоичная фазовая манипуляция); |
| 2) MIMO | Multiple Input Multiple Output (множественный вход, множественный выход); |
| 3) OFDM | Orthogonal frequency-division multiplexing (мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов); |
| 4) QAM | Quadrature Amplitude Modulation (квадратурная амплитудная манипуляция); |
| 5) QPSK | Quadrature Phase Shift Keying (квадратурная фазовая модуляция); |
| 6) АФХ | Амплитудо-фазовая характеристика; |
| 7) АЧХ | Амплитудо-частотная характеристика; |
| 8) БПФ | Быстрое преобразование Фурье (FFT); |
| 9) БПЛА | Беспилотный летательный аппарат; |
| 10) БС | Базовая станция; |
| 11) ДЗЗ | Дистанционное зондирование Земли; |
| 12) КА | Космический аппарат; |
| 13) МС | Мобильная станция; |
| 14) ОБПФ | Обратное быстрое преобразование Фурье; |
| 15) СПМ | Спектральная плотность мощности. |

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. РИА Новости: Количество базовых станций LTE в России за год выросло на 54% [Электронный ресурс] // Официальный сайт Федеральной службы по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций. 2017. Дата обновления: 06.03.2017. URL: <http://rkn.gov.ru/press/publications/news43432.htm> (дата обращения: 25.05.2017).

2. GSA confirms LTE connects 1 in 5 mobile subscribers worldwide: Q2 2016 [Электронный ресурс] // Официальный сайт CSA. 2016. Дата обновления: 08.09.2016. URL: <https://gsacom.com/press-release/gsa-confirms-lte-connects-1-5-mobile-subscribers-worldwide-q2-2016/> (дата обращения: 25.05.2017).

3. Draft new Report ITU-R M.[IMT-2020.TECH PERF REQ] - Minimum requirements related to technical performance for IMT-2020 radio interface(s) 2016 [Электронный ресурс] // Официальный сайт ITU. 2017. Дата обновления: 23.02.2017. URL: <https://www.itu.int/md/meetingdoc.asp?lang=en&parent=R15-SG05-C-0040> (дата обращения: 25.05.2017).

4. Doug Irvin. Japan, China Plan Commercial 5G Networks by 2020 [Электронный ресурс] // Radio – The radio technology leader. 2017. Дата обновления: 1.06.2017. URL: <http://www.radiomagonline.com/around-the-world/0020/japan-china-plan-commercial-5g-networks-by-2020/38939> (дата обращения: 2.06.2017).

5. Довбня О. 5G - в 2020 году. История, преимущества, перспективы, препятствия [Электронный ресурс] // Hi-News.ru. Новости высоких технологий. 2016. URL: <https://hi-news.ru/internet/5g-v-2020-godu-istoriya-preimushhestva-perspektivu-prepyatstviya.html> (дата обращения: 25.05.2017).

6. Cisco прогнозирует семикратный рост мобильной передачи данных за период 2016-2021 гг. [Электронный ресурс] // Сайт компании Cisco Systems. 2017. URL: http://www.cisco.com/c/ru_ru/about/press/press-releases/2017/02-09b.html (дата обращения: 25.05.2017).

7. Мировая отрасль космической съемки в итогах запусков спутников ДЗЗ в 2016 году [Электронный ресурс] // Сайт группы компаний СКАНЭКС. 2017. URL: <http://new.scanex.ru/company/news/mirovaya-otrasl-kosmicheskoy-semki-v-itogakh-zapuskov-sputnikov/> (дата обращения: 25.05.2017).

8. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, 2-е изд./ Б. Скляр; пер. с англ. – М.: изд. дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.

9. Сорокин, И.А. Анализ современных методов и средств повышения спектральной эффективности систем связи / И.А. Сорокин, Т.Е. Тюндина // Вестник НГИЭИ. – 2015. – №10 (53). – С.46-64

10. Рекомендация отрасли ITU-R SM.1682-1. Методы измерений сигналов цифрового радиовещания. – Международный союз электросвязи. – 2011. – 9 с.

11. Шахнович, И.В. Современные технологии беспроводной связи./ Шахнович И.В. // Москва: Техносфера – 2006. – 288 с.

12. Gast, M.S. 802.11ac: A Survival Guide: Wi-Fi at Gigabit and Beyond / Mathew S. Gast. – Sebastopol: O'Reilly Media, Inc. – 2013. – 154 p.

13. 802.11ac: The Fifth Generation of Wi-Fi. Technical White Paper [Электронный ресурс] // Сайт компании Cisco Systems. 2014. URL: http://www.cisco.com/c/en/us/products/collateral/wireless/aironet-3600-series/white_paper_c11-713103.pdf (дата обращения: 25.05.2017).

14. Тихвинский, В. О. Сети мобильной связи LTE: технологии и архитектура / В. О. Тихвинский, С.В. Терентьев, А.Б. Юрчук. – М.: Эко-Трендз. – 2010. – 284 с.

15. LTE for UMTS: OFDMA and SC-FDMA Based Radio Access / edited by Harri Holma and Antti Toskala – Chichester: John Wiley & Sons, Ltd, 2009.

16. Вишне夫斯基, В.М. Энциклопедия WiMAX. Путь к 4G / В.М. Вишне夫斯基, С.Л. Портной, И.В. Шахнович. – М.: Техносфера. – 2009. – 472 с.

17. Рекомендация отрасли МСЭ-R M.2047-0. Подробные спецификации спутниковых радиointерфейсов перспективной Международной подвижной

электросвязи (ИМТ-Advanced). Международный союз электросвязи. – МСЭ, Женева. – 2015. – 85 с.

18. Рекомендация отрасли МСЭ-R М.1801-2. Стандарты радиointерфейса для систем широкополосного беспроводного доступа подвижной службы, включая мобильные и кочевые применения, действующих на частотах ниже 6 ГГц. – МСЭ, Женева. – 2013. – 44 с.

19. Bank, M. OFDMA in high-speed mobile systems, pilots and simulation problems / M. Bank, M. Haridim, B. Hill // Int'l. J. of Communications. – 2007. – №1(4). – P. 174-180.

20. Ишмияров, А.А. Обзор методов борьбы с межканальной интерференцией в системах связи / А.А. Ишмияров, И.К. Мешков, А.Р. Зайнуллин // Труды XV МНТК «Проблемы техники и технологии телекоммуникаций». – Казань, КНИТУ-КАИ. – 2014. – С. 394-398.

21. Адиев, Т.И. Синтез корректирующего фильтра для OFDM-сигнала / Т.И. Адиев, А.З. Тлявляин, В.С. Любопытов // Электротехнические и информационные комплексы и системы: науч. Журнал Уфимск. гос. ун-та эконом. и сервиса. – Уфа, УГУЭС. – 2014. – Т. 10. – №2. – С.62-67.

22. Жилияков, Е.Г. О возможности повышения эффективности использования выделенного частотного ресурса в системах с OFDM / Е.Г. Жилияков, С.П. Белов, Е.М. Маматов, Д.И. Ушаков, И.А. Старовойт // Информационные системы и технологии. – Орёл, ФГБОУ ВПО «Госуниверситет – УНПК». – 2011. – №1 (63). – С.39-45

23. Зайнуллин, А.Р. Метод дробно-интервальной предварительной коррекции для I и Q составляющих радиосигнала / А.Р. Зайнуллин, А.А. Ишмияров, И.К. Мешков // Труды XV МНТК «Проблемы техники и технологии телекоммуникаций». – Казань, КНИТУ-КАИ. – 2014. – С. 386-388.

24. Султанов, А.Х. О дробно-интервальной предварительной коррекции цифрового сигнала в каналах связи / А.Х. Султанов, А.З. Тлявлин, В.Х. Багманов, В.С. Любопытов, Т.И. Адиев // Вестник УГАТУ: науч. журнал Уфимск. гос. авиац. ун-та. – Уфа, УГАТУ. – 2013. – Т. 17. – №2 (55). – С.3-13.

25. Speed 802.11ac Chips - Opens 2012 CES with 5th Generation (5G) Wi-Fi Breakthrough [Электронный ресурс] // PR Newswire. 2012. URL: <http://www.prnewswire.com/news-releases/broadcom-launches-first-gigabit-speed-80211ac-chips---opens-2012-ces-with-5th-generation-5g-wi-fi-breakthrough-136728148.html> (дата обращения: 25.05.2017).

26. Коляденко, Ю.Ю. Математическая модель радиоканала для ММО-систем / Ю.Ю. Коляденко, А.В. Коляденко // Проблемы телекоммуникаций. – Харьков, Харьковский национальный университет радиоэлектроники. – 2012. №2 (7). – С.91-109

27. Нестеренко, А.Н. Математическая модель ММО-OFDM сигнала / А.Н. Нестеренко // Интернет-журнал Науковедение. – М., Издательский центр «Науковедение». – 2014. – № 4 (23). – С. 1-12.

28. Almers, P. Survey of Channel and Radio Propagation Models for Wireless MIMO Systems/ P. Almers, A. Burr, N. Czink, M. Debbah, V. Degli-Esposti, H. Hofstetter, P. Kyösti, D. Laurenson, G. Matz, A.F. Molisch, C. Oestges, H. Özcelik // EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. – 2007. – V. 2007. doi:10.1155/2007/19070.

29. Brown, T. Practical Guide to MIMO Radio Channel: with MATLAB Examples / T. Brown, P. Kyritsi, E. de Carvalho. – Chichester: John Wiley&Sons Inc. – 2012. – 284 p.

30. Манелис, В.Б. Адаптация пилот структуры и длины защитного интервала OFDM сигнала к изменяющимся канальным условиям / В.Б. Манелис, И. В. Каюков // Цифровая обработка сигналов. – М., Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова. – 2009. – №4. – С.59-64.

31. Рубцов, А.Е. Анализ методов адаптации к случайному частотно-селективному каналу для систем радиосвязи с ортогональными поднесущими: автореф. дис. ... канд. ф.-м. наук. Н.Новгород, 2007. – 19 с.

32. Мальцев, А.А. Исследование характеристик OFDM-систем радиосвязи с адаптивным отключением поднесущих / А.А. Мальцев, А.Е. Рубцов // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. – Н.Новгород, Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского. – 2007. – №5. – С.43-49.

33. Петренко, Б.П. Оценка помехоустойчивости OFDM сигналов в системах передачи информации при воздействии дестабилизирующих факторов / Б.П. Петренко // Наука и образование: научное издание МГТУ им. Н.Э. Баумана. – М., Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана (национальный исследовательский университет). – 2012. – №3. – С.1-7.

34. Белов, С.П. О возможности повышения помехоустойчивости сигналов с OFDM / С.П. Белов, Д.И. Ушаков // Информационные системы и технологии. – Орёл, ФГБОУ ВПО «Госуниверситет – УНПК». – 2012. – №1 (69). – С.85-90.

35. Калашников, К.С. Оценка и компенсация межканальной интерференции при приеме OFDM-сигналов / К.С. Калашников, Б.И. Шахтарин // Радиотехника и Электроника. – М., Наука. – 2013. – Т. 58. – №3. – С. 238-246.

36. Tao, Ch. A novel OFDM channel estimation algorithm with ICI mitigation over fast fading channels / Ch. Tao, J. Qiu, L. Liu // Radioengineering. – 2010. – V. 19. – № 2. – P. 347-355.

37. Markiewicz, T. G. An Energy Efficient QAM Modulation with Multidimensional Signal Constellation / T. G. Markiewicz // International Journal of Electronics and Telecommunications. – 2016.V.62 – № 2. – P. 159–165. doi: 0.1515/eletel-2016-0022.

38. Gersho, A. Multidimensional Signalling Constellations for Voiceband Data Transmission / A. Gersho, V. B. Lawrence // IEEE Journal on selected areas in communication. – 1984. – SAC-2(5). – P.687–702.

39. Калашников, К.С. Алгоритмы оценивания параметров каналов с ортогональным частотным разделением сигналов на основе адаптивного фильтра Калмана: дис. ... канд. техн. наук. Москва, 2014. – 143 с.

40. Крейнделин В.Б., Колесников А.В. Оценивание параметров канала в системах связи с ортогональным частотным мультиплексированием. Учебное пособие / МТУСИ. – М., – 2010. – 29с.

41. Филатов, П.Е. Повышение эффективности энергодефицитных многоканальных систем связи на основе координированного преобразования сигналов / Филатов П.Е. // «Прикладная электродинамика, фотоника и живые системы-2016» (ПРЭФЖС-2016) – Международная научно-техническая конференция. – 2016, – С. 143-148.

42. Громаков, Ю. А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи / Ю. А. Громаков – М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 1998 . – 239 с.

43. GSM, GPRS and EDGE performance. Evolution Towards 3G/UMTS / edited by Timo Halonen, Javier Romero, Juan Melero – Chichester: John Wiley & Sons, Ltd, 2003, 654 p.

44. Holma, H. WCDMA for UMTS: HSPA Evolution and LTE / H. Holma – Chichester: John Wiley & Sons, Ltd, 2007, 574 p.

45. Han, J. S. Offset Quadrature-Quadrature Phase Shift Keying with Half-Sine Pulse Shaping / J. S. Han, M. J. Kim // International Conference on ICT Convergence (ICTC). – IEEE. – 2013. – P. 931–935.

46. Recommendation ITU-T G.726. 40, 32, 24, 16 kbit/s adaptive differential pulse code modulation (ADPCM). – ITU, Geneva. – 1990. – 44 p.

47. Recommendation ITU-T G.729. Coding of speech at 8 kbit/s using conjugate-structure algebraic-code-excited linear prediction (CS-ACELP). – ITU, Geneva. – 2012. – 152 p.

48. Кузнецов, И.В. Разработка группового кодека с дифференциальной импульсно-кодовой модуляцией сигналов для многоканальных энергодефицитных систем передачи данных / И.В. Кузнецов, П.Е. Филатов, А.Н. Гимаев // Радиотехника. – М., Радиотехника. – 2015. – №2. – С. 87-92.

49. Кузнецов, И.В. Аспекты построения группового кодека с дифференциальной импульсно-кодовой модуляцией сигналов для многоканальных систем

связи / Кузнецов И.В., Филатов П.Е. // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2016. – Т. 10. – №2. – С. 34-39.

50. Воронков, Г.С. Экономный модем OFDM для энергодефицитных систем связи / И.В. Кузнецов, Г.С. Воронков // Труды XVI МНТК «Проблемы техники и технологий телекоммуникаций». – Уфа, УГАТУ. – 2015, – с. 121-123.

51. Кузнецов, И.В. Повышение эффективности энергодефицитных автономных систем радиосвязи на основе метода дифференциального преобразования OFDM-сигналов / И.В. Кузнецов, Г.С. Воронков // Труды XVII МНТК «Проблемы техники и технологий телекоммуникаций». – Самара, ПГУТИ. – 2016. – с. 74-75.

52. Зюко, А.Г. Теория электрической связи: учебник для вузов / А.Г. Зюко, Д.Д. Кловский, В.И. Коржик, М.В. Назаров. – Радио и связь, 1998. – 432 с.

53. Ройтенберг Я. Н. Автоматическое управление. – М.: Наука, 1978. – 552 с.

54. Зевиг, В.Г. Вторичное уплотнение нестационарных сигналов критериальными методами / В.Г. Зевиг, И.В. Кузнецов, А.Х. Султанов // Инфокоммуникационные технологии. – Самара: ПГУТИ. – 2009. – Т. 7. – № 2. – С. 50-56.

55. Alagoz, F. Energy efficiency and satellite networking: A holistic overview / F. Alagoz, G. Gur // Proceedings of the IEEE. – 2011. – V. 99. – № 11. – P. 1954-1979.

56. Deng, L. A unified energy efficiency and spectral efficiency tradeoff metric in wireless networks / L. Deng, Y. Rui, P. Cheng, J. Zhang, [et al.] // IEEE Communications Letters. – 2013. – V. 17. – №1. P. 55-58. doi: 10.1109/LCOMM.2012.112812.121744.

57. Воронков, Г.С. Структурные схемы дифференциального преобразования сигналов в системах с ортогональным частотным мультиплексированием / Г.С. Воронков // Труды МНТК «Перспективные информационные технологии». – Самара. – 2017. – с. 62-64.

58. Воронков, Г.С. Повышение энергоэффективности систем радиосвязи с ортогональным частотным мультиплексированием сигналов на основе их экстраполяции по Калману / Г.С. Воронков, И.В. Кузнецов, А.Х. Султанов // Инфокоммуникационные технологии – Самара: ПГУТИ. – 2017. – Т.17. – №3. – С. 33-40.

59. Цифровые системы управления / Р. Изерман; пер.с англ. С.П. Забродина и др.; под ред. И. М. Макарова. – М.: Мир, 1984. – 541с.

60. Воронков, Г.С. Подход к концепции построения низкоскоростных OFDM-модемов для энергодефицитных систем связи / Г.С. Воронков, И.В. Кузнецов // Электротехнические и информационные комплексы и системы – Уфа, 2016. – С. 44-49.

61. Цейтлин, Я.М. Проектирование оптимальных линейных систем / Цейтлин, Я.М.//Л.: «Машиностроение», 1973. – 240 с.

62. Кузнецов, И.В. Разработка дифференциального OFDM-преобразователя с координированным предсказанием сигналов для энергодефицитных систем связи / И.В. Кузнецов, Г.С. Воронков, А.Х. Султанов, В.В. Антонов. // Радиотехника – М.: Радиотехника. – 2016. – №12. – С. 59-63.

63. Кузнецов, И.В. Синтез передаточной функции координированного предсказателя для дифференциального преобразователя OFDM-сигналов / И.В. Кузнецов, Г.С. Воронков // Труды XVII МНТК «Проблемы техники и технологий телекоммуникаций». – Самара, ПГУТИ. – 2016. – с. 76-77.

64. Кузнецов, И.В. Координированное управление динамическими объектами в сложных технических системах / Кузнецов И.В., Султанов А.Х. // Монография; Уфимск. гос. авиац. техн. ун-т. – Уфа: УГАТУ, 2012.–207 с.

65. Воронков, Г.С. Возможность вторичного уплотнения в системах с ортогональным частотным мультиплексированием / Г.С. Воронков // Труды МНТК «Перспективные информационные технологии». – Самара. – 2017. – с. 65-66.

66. Костюк, Д.С. Вторичное уплотнение узкополосных сигналов в радиоканалах с неограниченной памятью / Д.С. Костюк, И.В. Кузнецов, А.Х. Султанов // Инфокоммуникационные технологии. – Самара: ПГУТИ. – 2011. – Т. 9. – №4. – С.37-43.

67. Кузнецов, И.В. Координированное управление процессами информационного обмена в многоканальных телекоммуникационных системах: дис. ... докт. техн. наук. Уфа, 2008. – 368 с.

68. Костюк, Д.С. Алгоритм вторичного уплотнения узкополосных радиосигналов частотным методом / Д.С. Костюк, И.В. Кузнецов, Э.Р. Галеева // Вестник УГАТУ. – Уфа, УГАТУ. – 2013. – Т. 17. – № 4(57). – С.118-124.

69. Воронков, Г.С. Моделирование дифференциального преобразования сигналов OFDM для передачи изображений / Воронков Г.С. // Труды МНТК «Прикладная электродинамика, фотоника и живые системы - 2017» (ПРЭФЖС-2017). – Казань, КНИТУ-КАИ. – 2017., с. 65-66.

70. Воронков, Г.С. Повышение энергоэффективности систем передачи с OFDM на основе дифференциального преобразования сигналов/ Воронков Г.С., Кузнецов И.В. // Труды III МНТК Информационные технологии и нанотехнологии. – Самара. – 2017. – с. 741-745.

71. Филатов, П.Е. Повышение эффективности энергодефицитных многоканальных систем передачи данных на основе метода координированного предсказания сигналов: автореф. дис. ... канд. техн. наук. Уфа, 2016. – 19 с.

72. Описание усилителя HMC1087F10 [Электронный ресурс] // Официальный сайт компании Analog Devices. URL: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc1087.pdf> (дата обращения: 25.05.2017).

73. Описание усилителя HMC1121 [Электронный ресурс] // Официальный сайт компании Analog Devices. URL: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/HMC1121.pdf> (дата обращения: 25.05.2017).

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Структурная схема оптоэлектронного комплекса микроспутника при
использовании дифференциальной обработки сигналов

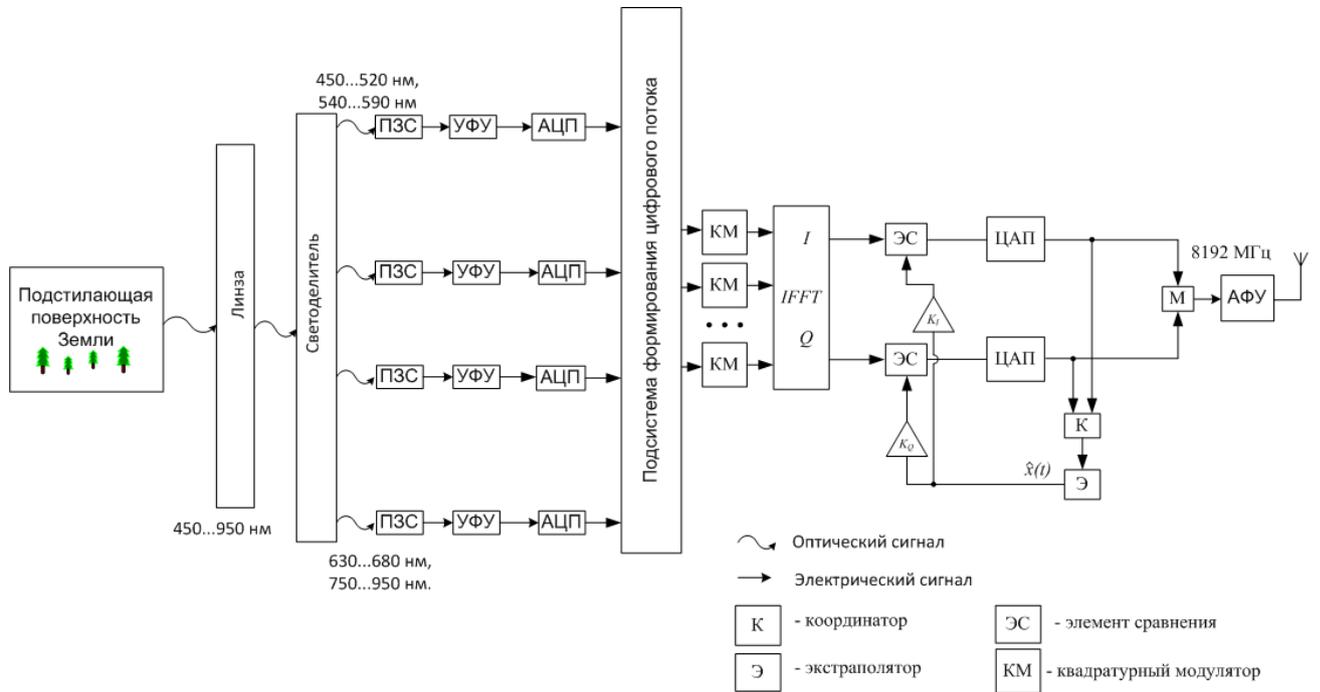


Рисунок А.1 – Структурная схема оптоэлектронного комплекса с
использованием координированного дифференциального
OFDM-преобразования по выходу