

Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования
«СИБИРСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи



Луферчик Павел Валерьевич

**РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ
СИГНАЛОВ В OFDM-МОДЕМАХ ТРОПОСФЕРНО-
РАДИОРЕЛЕЙНЫХ СТАНЦИЙ СВЯЗИ**

Специальность 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы
и устройства телевидения

Диссертация

на соискание учёной степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук Галеев Р.Г.

Красноярск – 2022

Содержание

ВВЕДЕНИЕ	4
1.1 Эффективность OFDM в многолучевом радиоканале	13
1.2 Методы помехоустойчивого кодирования при OFDM.....	20
1.3 Перспективные виды OFDM для тропосферных систем связи	24
1.3.1 Кодированная OFDM (COFDM)	24
1.3.2 Адаптивная OFDM	26
1.3.3 Вейвлет-OFDM (WOFDM, OWDM)	28
1.3.4 OFDM с кодовым разделением (OFDM-CDM)	30
1.4 Структурная схема OFDM-модема тропосферной станции.....	35
1.4.1 Использование SDR-технологий в модемах тропосферных станций	35
1.4.2 Структурная схема передающей части OFDM-модема тропосферной станции.....	37
1.4.3 Структурная схема приемной части OFDM-модема тропосферной станции	42
1.5 Структурная схема OFDM-модема радиорелейной станции.....	48
1.6 Выводы по Главе 1.....	52
ГЛАВА 2. ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ OFDM-СИСТЕМ ТРОПОСФЕРНО-РАДИОРЕЛЕЙНОЙ СВЯЗИ	55
2.1 Способы снижения пик-фактора OFDM-сигнала.....	55
2.1.1 Алгоритм Partial Transmit Sequence	58
2.1.2 Алгоритм Selected Mapping	59
2.1.3 Алгоритм DFT – spread - OFDM	61
2.1.4 Алгоритм Tone Reservation	62
2.1.5 Алгоритм Active Constellation Extension	64
2.2 Адаптивная настройка параметров модема тропосферных станций	66
2.2.1 Разработка нелинейной модели усилителя мощности	67
2.2.2 Линеаризация радиопередающего тракта с использованием цифровых предискажений	74
2.2.3 Адаптивный режим по кодовой скорости.....	76
2.3.1 Блок оценки мощности шума	80
2.3.2 Алгоритм оценки наименьшего среднего квадратичного значения (LMS) канала	85
2.3.3 Эквалайзер минимальной среднеквадратичной ошибки.....	85
2.3.4 Помехоустойчивость OFDM-модема с учётом эквалайзера	86
2.4 Повышение устойчивости модема к воздействию узкополосных помех.....	88
2.4.1 Структура и принцип работы АРУ приёмной части модема.....	88
2.4.2 Структура и принцип работы модуля детектирования узкополосных помех	94
2.5 Реализация пространственного и частотного разнесения в станции тропосферной связи	98

2.6 Выводы по Главе 2.....	100
ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ МОДЕЛИ OFDM-МОДЕМА ТРОПОСФЕРНО-РАДИОРЕЛЕЙНОЙ СТАНЦИИ СВЯЗИ.....	102
3.1 Общее описание OFDM модема.....	102
3.3 Описание модели модема	105
3.4. Кодер-модулятор модели OFDM-модема	107
3.5. Модель для исследования помехоустойчивости модема	113
3.6. Системная модель алгоритмов снижения пик-фактора.....	117
3.7 Разработка алгоритмов адаптации и системы ввода предсказаний для модели усилителя мощности	124
3.7.1 Система ввода предсказаний	128
3.8 Выводы по Главе 3.....	137
ГЛАВА 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ СТАНЦИЙ ТРОПОСФЕРНОЙ СВЯЗИ.....	139
4.1 Натурные испытания цифровой тропосферной станции	139
для подвижной телефонной связи и сети «Интернет».....	139
4.2 Трассовые испытания цифровой тропосферной станции	141
с OFDM-сигналом.....	141
4.3 Натурные трассовые испытания модема тропосферной	144
станции связи	144
4.4 Трассовые испытания цифрового высокоскоростного модема	148
тропосферной связи.....	148
4.5 Трассовые испытания модема станции релейно-тропосферной связи ...	151
4.6 Оценка характеристик радиоканала тропосферной связи на базе станций «Сосник-ПМ»	155
4.7 Трассовые испытания станции «Гроза-1,5»	159
4.7 Выводы по Главе 4.....	165
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	166
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ	169
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	171
Приложение А Спектры сигналов на выходе модели усилителя мощности	188
Приложение Б Патенты, полученные в ходе исследования.....	195

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования

Тропосферные линии связи (ТЛС) являются одним из наиболее эффективных видов связи. В народном хозяйстве они широко используются для связи с морскими буровыми платформами, удаленными от материка островами, расположенными в высокоширотных областях земного шара; для связи в труднодоступных и малонаселенных районах. Благодаря минимальному привлечению средств и личного состава ТЛС эффективно применяются в вооруженных силах для связи с удаленными объектами, например, с радиолокационными постами, испытательными площадками на полигонах, с удаленными постами и гарнизонами и др.

Несмотря на огромные достижения в области спутниковых систем радиосвязи, объективные достоинства тропосферной радиосвязи определяют широкое её использование как гражданскими ведомствами, так и силовыми структурами. По сравнению со спутниковой связью, тропосферная связь обладает рядом преимуществ, основными из которых являются меньшие экономические затраты и более высокая помехозащищённость.

К числу основных ограничений тропосферной связи следует отнести, прежде всего, многолучевое распространение и обусловленное им замирание сигнала, а также ограниченность скорости передачи информации из-за частотного и временного рассеяния. Кроме того, для тропосферных систем характерна зависимость уровня сигнала от времени суток и года, от метеорологических и климатических условий. Для преодоления указанных ограничений необходимо использовать как известные методы (пространственное и частотное разнесение и пр.), так и разрабатывать новые подходы. Одним из них является поиск новых методов модуляции и помехоустойчивого кодирования сигналов и создание на основе современной элементной базы новых типов радиомодемов, реализующих эти методы. Модемы современных станций тропосферной связи должны удовлетворять разнообразным и зачастую противоречивым требованиям. С одной стороны,

они должны обладать высокой помехоустойчивостью и скрытностью, а с другой – высокой скоростью передачи данных. Высоко помехоустойчивые модемы необходимы для станций военного назначения в каналах дистанционного управления, передачи сигналов тревоги и иной конфиденциальной информации. Высокоскоростные модемы востребованы для быстрой передачи больших объёмов данных, передачи видео, организации магистральных каналов связи.

Постоянный рост требований к пропускной способности и помехозащищённости систем тропосферной связи стимулирует поиск новых видов энергетически- и спектрально-эффективных сигнально-кодовых конструкций (СКК) и алгоритмов их обработки в модемах станций нового поколения. Ортогональное частотное разделение с мультиплексированием (OFDM) в настоящее время рассматривается как одна из наиболее перспективных технологий передачи для построения широкополосных систем цифровой радиосвязи по многолучевым каналам.

Важным направлением в практическом применении OFDM в сочетании с перспективными СКК является разработка унифицированных модемов с интеграцией тропосферных и радиорелейных режимов связи. Сочетая достоинства тропосферных и радиорелейных линий, унифицированные модемы станций связи позволяют обеспечить ряд преимуществ, основными из которых являются высокая устойчивость связи, обусловленная возможностью управления режимами работы станций, включая возможность адаптации по энергетике и скорости передачи.

Актуальность данного исследования определяется недостаточной проработкой в известной литературе вопросов, связанных с унификацией модемного оборудования OFDM тропосферных систем связи, позволяющей создавать системы с гибкой архитектурой, которая может изменяться при помощи программного обеспечения.

Необходимость разработки новых алгоритмов адаптации модемного оборудования OFDM-систем связи к условиям тропосферного

распространения путем изменения режима работы и оперативного выбора оптимальных СКК определяется недостаточным отражением в известной литературе таких методов.

Степень разработанности темы исследования

Вопросам теории и практики тропосферных систем радиосвязи посвящено большое число работ отечественных и зарубежных учёных: И. Р. Сиваков, В. В. Серов, Б. А. Введенский, М. А. Колосов, А. И. Калинин, Я. С. Шифрин, О. И. Яковлев, Л. Г. Назарова, А. Румфильд, Р. К. Крейн, Р. Шофф, Б. А. Вейвлети др. Из работ этих авторов следует, что основными причинами снижения энергетической эффективности тропосферных систем связи являются многолуче́вость распространения и частотно-селективные замирания в тропосферном радиоканале, для борьбы с которыми используют пространственное и частотное разнесение, остронаправленные антенны с большим коэффициентом усиления, адаптивные приёмники (модемы), обеспечивающие согласованную фильтрацию сигнала.

Применению OFDM-сигналов в тропосферных каналах связи с замираниями посвящено достаточно много работ, в частности, таких авторов как Е. В. Богатырев, Ф. Ванг, Л. Пенг, А. Робертсон, К. Копп, и др. В большинстве работ рассматривают вопросы применения методов снижения пик-фактора и видов модуляции с минимальным пик-фактором.

В известных работах не нашли должного отражения такие вопросы как:

- a) снижение негативного влияния частотно-селективных замираний OFDM-сигналов за счёт внутрисигнального частотного разнесения;
- b) исследование эффективности использования режимов адаптации по мощности сигнала и скорости передачи данных в унифицированных модемах тропосферных станций;
- c) разработка и исследование алгоритмов компенсации влияния многолучевого канала на характеристики OFDM-сигналов.

Важным направлением повышения энергетической эффективности тропосферных систем связи является использование методов

помехоустойчивого кодирования, развитых в работах Дж. Кларка, Дж. Кейна, Т. Касами, Э. Берлекэмпа, К. Б. Шлегела, Л. К. Переза и др. Однако вопросы практического применения помехоустойчивого кодирования в OFDM-системах тропосферной радиосвязи до сих пор не нашли должного отражения в научных публикациях.

Кроме того, в литературе отсутствуют данные, посвящённые реализации унифицированных модемов, удовлетворяющих современным требованиям по помехоустойчивости, скорости передачи данных и другим параметрам.

Целью работы является повышение энергетической эффективности и скорости передачи данных в станциях тропосферно-радиорелейной связи за счёт использования технологии OFDM и помехоустойчивых сигнально-кодовых конструкций, а также унификации модемного оборудования.

Для достижения поставленной цели решаются следующие задачи:

1. Анализ основных направлений повышения эффективности станций тропосферно-радиорелейной связи.

2. Разработка и исследование алгоритмов для уменьшения пик-фактора OFDM-сигналов.

3. Исследование преимуществ новейших сигнально-кодовых конструкций на основе многопозиционных видов модуляции OFDM-сигналов, а также возможности их унификации для тропосферных и радиорелейных линий связи.

4. Разработка алгоритма внутрисигнального частотного разнесения с использованием повторения спектра информационного символа в сочетании с адаптивным эквалайзером и сумматором максимальных отношений в приемнике OFDM-сигнала.

5. Исследование эффективности использования режимов адаптации по мощности сигнала и скорости передачи данных в унифицированных модемах тропосферно-радиорелейных станций.

6. Разработка и исследование алгоритмов компенсации влияния многолучевого канала на характеристики OFDM-сигналов.

7. Разработка имитационной модели в среде *matlab/simulink* OFDM-модема тропосферно-радиорелейной радиолинии связи с предложенными сигнально-кодowymi конструкциями.

8. Разработка имитационной модели в среде *matlab/simulink* радиочастотного тракта унифицированного модема тропосферно-радиорелейной станции.

9. Натурные испытания разработанных OFDM-модемов тропосферных станций связи по оценке их энергетической эффективности и пропускной способности.

Объектом исследований являются унифицированные OFDM-модемы тропосферно-радиорелейных станций радиосвязи.

Предметом исследования является совокупность эффективных методов и средств повышения скорости и достоверности передачи данных унифицированных OFDM-модемов тропосферно-радиорелейных станций радиосвязи.

Методология и методы исследования

В работе использованы методы математического и спектрального анализа, теории сигналов, статистической радиотехники, теории передачи дискретных сообщений и цифровой обработки сигналов, имитационное моделирование в среде *matlab/simulink* с использованием разработанных автором программ. Для подтверждения полученных результатов выполнены лабораторные и натурные (трассовые) испытания разработанных станций связи.

Научные положения, выносимые на защиту:

1. Комбинированный алгоритм ACE/TR позволяет уменьшить пик-фактор OFDM-сигнала не менее чем на 5 и 4.5 дБ соответственно для видов модуляции QPSK и QAM.

2. Алгоритм цифровых предискажений для линеаризации радиопередающего тракта тропосферно-радиорелейной станции обеспечивает снижение уровня побочных спектральных составляющих OFDM-сигнала на 10

дБ и модуля вектора ошибки EVM для многопозиционных видов модуляции PSK и QAM не менее, чем на 13 дБ.

3. Алгоритм нейтрализации узкополосных помех, включающий автоматическую блокировку поднесущих, пораженных помехами, и динамическое перераспределение информационного потока между остальными поднесущими OFDM-сигнала, устойчив к одновременному воздействию до трех узкополосных помех, обеспечивая требуемую достоверность приёма при превышении помехами сигнала до 30 дБ.

4. Способ внутрисигнального частотного разнесения с использованием повторения спектра информационного символа с кратностью разнесения, зависящей от информационной скорости, в сочетании с адаптивным эквалайзером и сумматором максимальных отношений в приемнике OFDM-сигнала обеспечивает энергетический выигрыш от 3 до 17 дБ.

Научная новизна полученных в диссертации результатов состоит в том, что впервые показаны:

1. Эффективность унифицированных OFDM-модемов тропосферно-радиорелейных станций связи с гибкой архитектурой на основе SDR-технологий и оперативного выбора сигнально-кодовой конструкции и информационной скорости в зависимости от помеховой обстановки и условий распространения радиоволн.

2. Перспективность использования OFDM-сигналов в тропосферных каналах связи.

3. Эффективность использования перспективных сигнально-кодовых конструкций на основе модуляции QPSK и QAM с турбо-кодированием в унифицированных OFDM-модемах тропосферно-радиорелейных станций связи.

4. Энергетическая эффективность алгоритма внутрисигнального частотного разнесения с использованием повторения спектра информационного символа в сочетании с адаптивным эквалайзером и сумматором максимальных отношений в приемнике OFDM-сигнала.

5. Эффективность комбинированного алгоритма уменьшения пик-фактора OFDM-сигнала с последовательным применением алгоритмов активного расширения созвездия (ACE) и тонового резервирования (TR).

6. Возможность нейтрализации узкополосных помех путём автоматической режекции поражённых помехами поднесущих OFDM-сигнала.

Достоверность полученных результатов подтверждается корректным применением методов теории передачи дискретных сообщений, согласованностью аналитических результатов с результатами имитационного моделирования и экспериментальных исследований на действующих опытных и серийных образцах связных станций, разработанных при непосредственном участии автора диссертационной работы.

Теоретическая значимость работы:

1. Усовершенствована методика нейтрализации частотно-селективных замираний в OFDM-станциях тропосферно-радиорелейной связи.

2. Разработана модель для высокоточного воспроизведения нелинейных свойств усилителя мощности.

3. Модифицированы алгоритмы адаптивной OFDM в радиорелейных станциях связи для оптимизации распределения передаваемой мощности в полосе частот в соответствии с АЧХ канала.

Практическая значимость работы:

1. Разработана системная модель радиочастотного тракта в среде matlab/simulink, позволяющая выполнять высокоточные оценки нелинейности, неравномерности АЧХ, спектрального состава выходного сигнала, уровня фазовых шумов и устойчивости OFDM сигнала к частотно-селективным замираниям.

2. Применение предложенного двухступенчатого алгоритма снижения пик-фактора OFDM сигналов и алгоритмов цифровых предискажений позволяет существенно ослабить требования к линейности усилителя передатчика и тем самым повысить эффективность системы связи в целом.

3. Применение предложенного алгоритма внутрисигнального частотного разнесения для OFDM-модема повышает устойчивость системы связи к частотно-селективным замираниям в тропосферном канале.

4. Полученные результаты теоретических и экспериментальных исследований позволяют проектировать унифицированные OFDM-модемы тропосферно-радиорелейных станций связи на основе SDR-технологий с перспективными видами модуляции сигналов и вариантами помехоустойчивого кодирования.

Соответствие диссертации паспорту научной специальности 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Перечисленные выше задачи исследований, новые научные результаты, полученные в диссертации и защищаемые положения, **соответствуют** следующим областям исследований для специальности 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения:

– пункту 5 – разработка и исследование алгоритмов, включая цифровые, обработки сигналов и информации в радиотехнических устройствах и системах различного назначения, в том числе синтез и оптимизация алгоритмов обработки;

– пункту 6 – разработка и исследование методов и алгоритмов обработки сигналов и информации в радиотехнических устройствах и системах различного назначения, включая радиосистемы телевидения и связи, при наличии помех с целью повышения помехоустойчивости;

– пункту 8 – разработка и исследование радиотехнических устройств и систем передачи информации, в том числе радиорелейных и телеметрических, в том числе космических, с целью повышения их пропускной способности, помехоустойчивости и помехозащищенности.

Апробация работы. Материалы работы докладывались на всероссийской научно-технической конференции с международным участием «Современные проблемы радиоэлектроники» (Красноярск, 2022).

Внедрение результатов исследования. Результаты работы используются при разработке и модернизации предприятием АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск) комплексов станций тропосферно-радиорелейной связи, что подтверждается соответствующими актами.

Публикации. По результатам работы опубликовано: семь статей в журналах из перечня ВАК, один патент РФ на изобретение и один - на промышленный образец.

Личный вклад автора. Все результаты диссертации, выносимые на защиту, получены автором лично, опубликованы в журналах, включенных в перечень ВАК России. Постановка задач исследований осуществлялась научным руководителем д.т.н. Р. Г. Галеевым. Экспериментальная часть работ выполнена совместно с Е. В. Богатыревым, П. В. Штро, Г. А. Непомнящих.

Структура и объём диссертации. Диссертация состоит из введения, 4 глав, заключения, списка литературы и приложения. Основная часть работы изложена на 197 страницах, содержит 111 рисунков, 19 таблиц и список литературы из 146 наименований.

Основные научные результаты были получены в рамках выполнения ОКР «Унификация-1» при разработке предприятием АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск) комплексов станций тропосферно-радиорелейной связи.

ГЛАВА 1. ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ OFDM В ТРОПОСФЕРНЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

В настоящей главе рассмотрены особенности применения метода ортогонального частотного разделения с мультиплексированием (OFDM) в тропосферных системах связи. В разделе 1.1 дана общая характеристика OFDM как одной из наиболее перспективных технологий передачи для построения широкополосных систем цифровой радиосвязи по многолучевым каналам. В разделе 1.2 рассмотрены современные методы помехоустойчивого кодирования при OFDM с использованием показателей энергетической и спектральной эффективности. Далее проведён обзор перспективных видов OFDM для тропосферных систем связи: кодированная OFDM, адаптивная OFDM, вейвлет-OFDM, OFDM с кодовым разделением (раздел 1.3). В разделах 1.4 и 1.5 дано описание структурных схем OFDM-модема для тропосферного и радиорелейного режимов работы станции, реализованного с использованием SDR-технологий. В заключительном разделе 1.6 приводятся выводы по Главе 1.

1.1 Эффективность OFDM в многолучевом радиоканале

Ортогональное частотное разделение с мультиплексированием (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM) представляет собой специальный случай одновременной передачи потока цифровых данных по многим частотным каналам (со многими несущими или поднесущими колебаниями). OFDM является наиболее распространенным в настоящее время методом цифровой модуляции, нашедшим применение в сетях WLAN (IEEE 802.11 Wi-Fi), MAN (LTE, IEEE 802.16 WiMAX), цифровом телевидении DVB, цифровом радиовещании DAB и множестве других приложений. Новая технология передачи в настоящее время рассматривается как одна из наиболее перспективных для построения широкополосных систем цифровой радиосвязи по многолучевым каналам, обеспечивающая достаточно высокую спектральную эффективность этих систем.

При OFDM высокоскоростной поток данных разбивается на большое число низкоскоростных потоков, каждый из которых передается в своем частотном канале (на своей поднесущей частоте). При этом длительность канальных символов может быть выбрана значительно превышающей время расширения задержки сигнала в канале. Следовательно, межсимвольная интерференция (МСИ) в каждом частотном канале поражает лишь незначительную часть канального символа, которую можно исключить из последующей обработки в приемнике за счет введения временного защитного интервала между соседними канальными символами при контролируемом снижении скорости передачи.

Высокая спектральная эффективность обеспечивается достаточно близким расположением частот соседних поднесущих колебаний при условии их ортогональности. Это достигается благодаря использованию дискретного преобразования Фурье, которое может быть эффективно выполнено с применением алгоритмов быстрого преобразования Фурье (БПФ) при демодуляции принимаемого сигнала. Благодаря этому абонентское оборудование оказывается сравнительно простым, поскольку исключается необходимость использования наборов генераторов гармонических поднесущих колебаний и когерентных демодуляторов, которые необходимы при обычном частотном разделении каналов.

Широкое применение OFDM обусловлено, прежде всего, устойчивостью в многолучевом радиоканале и сравнительно низкой вычислительной трудоемкостью. Особенно это проявляется при большой длительности профиля временного рассеяния (задержке вторичных лучей).

На рисунке 1.1 приведена структурная схема передающей части OFDM-модема.

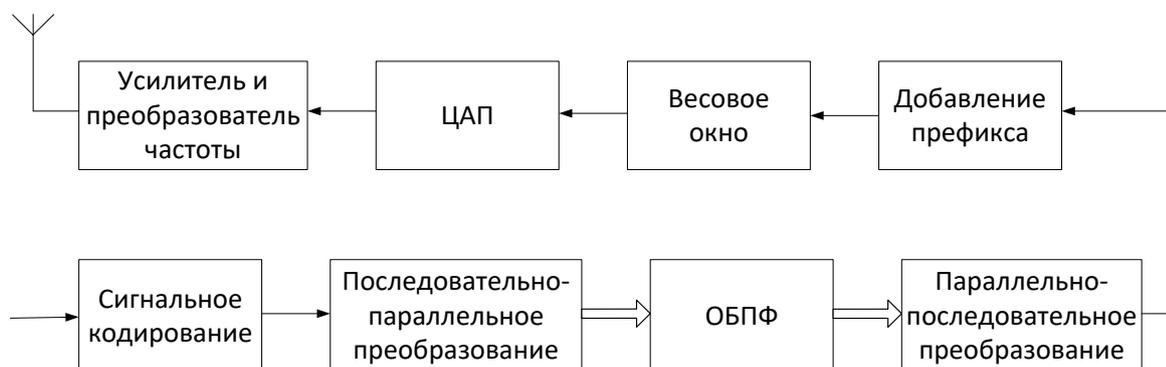


Рисунок 1.1 – Структурная схема передающей части OFDM-модема

Входной поток модулированных символов с символьной скоростью F_s преобразуется из последовательного в N параллельных потоков символов со скоростью F_s / N . Например, в первом потоке будут присутствовать символы с номерами $1, N+1, 2N+1, 3N+1$ и т.д. Таким образом, длительность T_s каждого символа возрастает в N раз. Каждый из N символьных потоков передается на своей поднесущей частоте. Расстояние между частотами выбирается из условия ортогональности символьных потоков. Спектр сигнала практически не расширяется, т.к. каждый из потоков имеет ширину спектра в N раз меньшую, чем ширина спектра исходного потока.

В качестве ортогональных колебаний используется базис Фурье: для переноса на поднесущую каждый из символьных потоков умножается на соответствующую гармоническую функцию. Затем потоки суммируются, что соответствует операции обратного преобразования Фурье (ОБПФ). Далее, в полученном OFDM-символе начальная часть длительностью $T_{GI} = T_s \cdot N / K$ (циклический префикс) заменяется на конечную часть того же самого символа путем копирования (как правило, $K=16\dots64$). Полученный OFDM-сигнал передается через многолучевой канал.

Спектр OFDM-символа есть сумма спектров всех поднесущих колебаний. На рисунке 1.2 приведены примеры спектральной плотности $S(\nu)$ мощности OFDM-символа с 16 (рис. 1.2а) и 128 (рис. 1.2б) поднесущими. Параметр

$\nu = (f - f_0)/F_s$ имеет смысл нормированной по символьной скорости F_s частотной расстройки относительно несущей частоты.

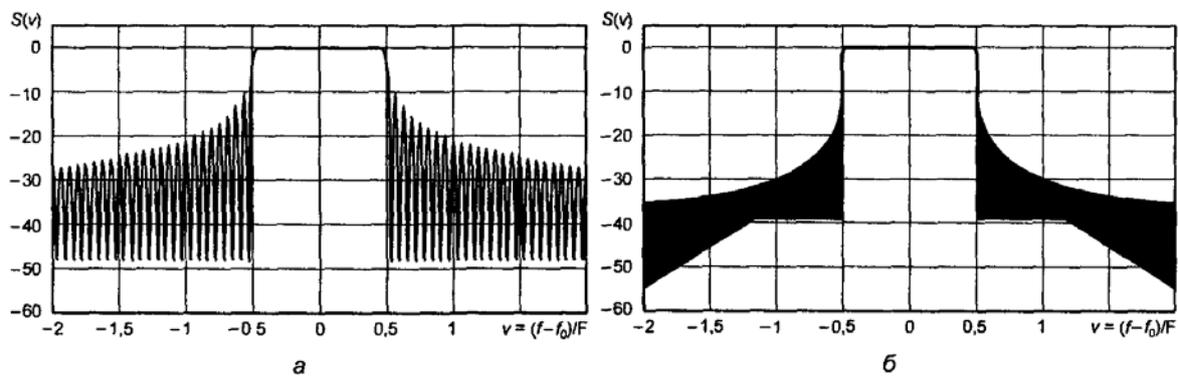


Рисунок 1.2 – Спектральная плотность мощности OFDM-сигнала

Для уменьшения внеполосных излучений фронты комплексной огибающей каждого OFDM-символа можно сгладить. Для этого во временной области часто используется функция взвешивающего окна в виде приподнятого косинуса. На рисунке 1.3 приведены примеры спектральной плотности мощности OFDM-символа с 16 (рис. 1.3а) и 128 (рис. 1.3б) поднесущими при использовании весового окна с коэффициентом скругления 0,05.

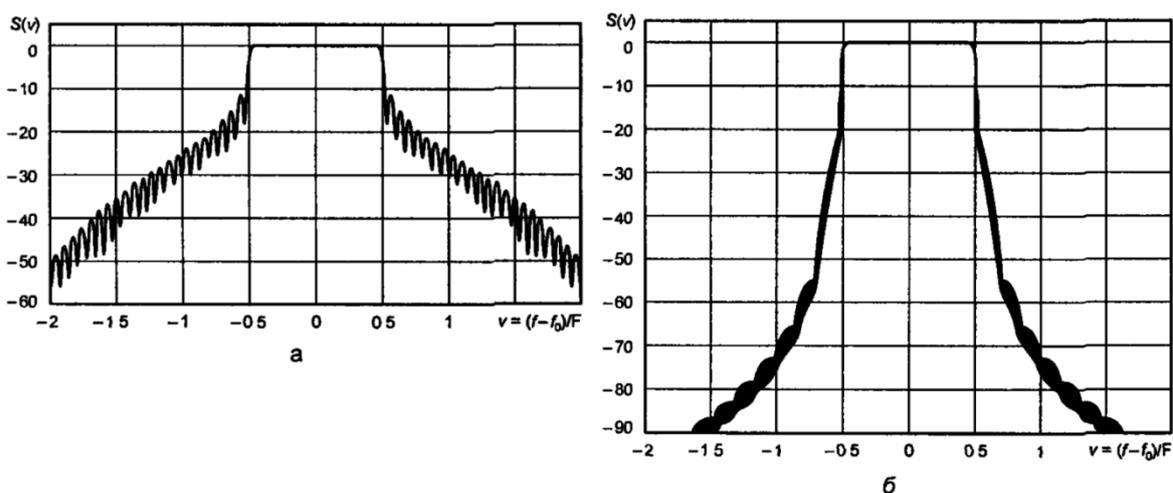


Рисунок 1.3 – Спектральная плотность мощности OFDM-сигнала

с использованием весового окна

На рисунке 1.4 приведена структурная схема приемной части OFDM-модема. Суммарный сигнал разделяют на исходные потоки с использованием БПФ. Длительность циклического префикса T_{GI} должна превышать максимально возможную задержку луча τ_{max} . В этом случае на каждый из символов будет накладываться его собственная копия, а не другие символы. При этом начальная часть каждого символа длительностью T_{GI} отбрасывается (удаление префикса).

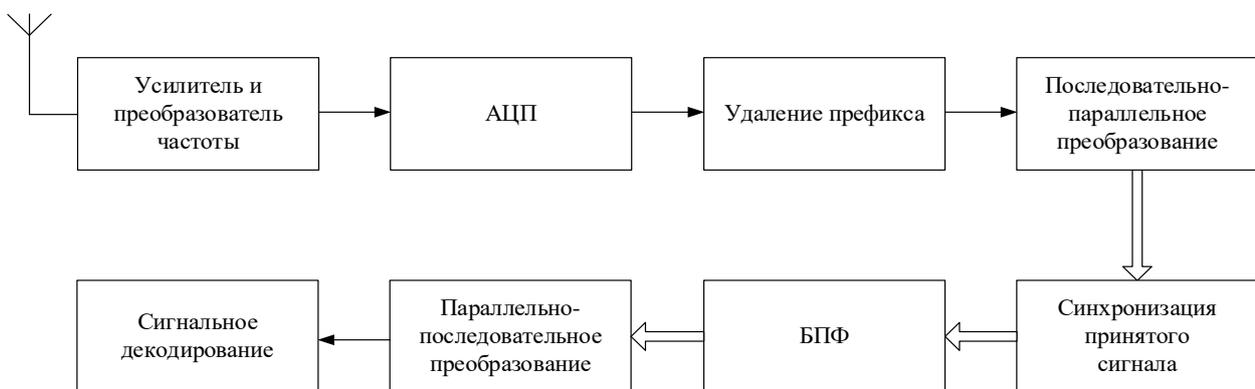


Рисунок 1.4 – Структурная схема приемной части OFDM-модема

Влияние плоских замираний состоит в том, что на каждой из поднесущих частот сигнал передается с некоторым комплексным коэффициентом передачи C_i , постоянным в течение времени корреляции канала. Теперь, чтобы скомпенсировать влияние многолучевого канала, достаточно умножить сигнал каждого i -го символьного потока на соответствующий обратный коэффициент передачи $\frac{1}{C_i}$, что выполняется в нуль-форсирующем эквалайзере приемника.

Значения коэффициентов $\frac{1}{C_i}$ эквалайзера в приемнике определяются путем передачи известной обучающей последовательности через промежутки времени, меньшие времени корреляции канала. Другой способ основан на аппроксимации характеристики канала между пилот-тонами (поднесущими, которые используются для передачи фиксированных данных).

Таким образом, OFDM устраняет межсимвольную интерференцию, вызываемую вторичными лучами со временем задержки $\tau < T_{GI} = T_s \cdot N / K$. Очевидно, чем больше число несущих N , тем длиннее защитный интервал T_{GI} (при фиксированном K) и тем на большем временном интервале устраняется МСИ.

Так как длительность каждого информационного символа с учётом циклического префикса $T_{res} = T_s \cdot N - T_{GI} = T_s \cdot N \left(\frac{K-1}{K} \right)$, ширина основного лепестка спектральной плотности мощности на каждой поднесущей составляет $2 \cdot \frac{1}{T_{res}} = \frac{2}{T_s \cdot N} \frac{K}{K-1}$. Спектры соседних поднесущих перекрываются таким образом, что нули СПМ сигнала на каждой поднесущей совпадают со значениями частот соседних поднесущих. Отсюда следует, что OFDM расширяет полосу частот системы связи в $\frac{K}{K-1}$ раз (относительно минимальной – «найквистовской» полосы). При достаточно большом N можно использовать большие значения K при сохранении той же длительности T_{GI} , вследствие чего коэффициент побочного расширения спектра близок к единице. Это объясняет одно из основных преимуществ OFDM – высокую спектральную эффективность (форма спектра близка к прямоугольной). Указанное значение не учитывает, правда, паразитного расширения спектра, вызванного нелинейностью выходного усилителя, а также ограничением пик-фактора системы при клипировании. Кроме того, следует учитывать, что увеличение N ограничено условием, чтобы длительность OFDM-символа не превышала интервала корреляции канала.

Ввиду высокой вычислительной эффективности алгоритма БПФ, а также простого эквалайзера, требующего выполнения лишь N комплексных умножений, OFDM характеризуется малой вычислительной трудоемкостью по

сравнению с другими видами модуляции, что особенно проявляется при больших длинах профиля задержек.

При когерентной демодуляции OFDM-сигнала в приемнике необходимо точно знать опорные фазы и амплитуды всех поднесущих колебаний, что обеспечивает возможность установки границ областей на сигнальном созвездии для принятия решений об информационных символах. Для оценивания значений фазы и амплитуды поднесущих колебаний используется принимаемый сигнал. Вследствие этого сигнальное созвездие каждой поднесущей оказывается искаженным, т.е. значения фаз и амплитуд отличаются от истинных из-за неточности частотной и тактовой синхронизации, а также частотно-селективных замираний.

Для частотной и тактовой синхронизации OFDM-сигнала используют обучающие сигналы – так называемые пилот-сигналы: или в виде известной модулирующей последовательности на каждой поднесущей, или в виде немодулированной поднесущей. Если параметры канала изменяются во времени сравнительно медленно, то обучающий сигнал может вставляться по очереди в последовательности передаваемых информационных символов каждой поднесущей или по заранее определенному алгоритму их очередности. Формируемые при этом оценки канальных коэффициентов будут отслеживать изменения импульсной характеристики канала, так что система OFDM становится адаптивной.

Основными достоинствами технологии OFDM являются:

- в относительно медленно меняющихся во времени каналах, в которых характеристики канала можно считать постоянными на интервале времени передачи одного блока данных, OFDM позволяет значительно увеличить пропускную способность посредством адаптации скорости передачи на каждой поднесущей в соответствии со значением отношения сигнал/помеха в этом частотном канале; при больших

значениях отношения сигнал/помеха можно увеличить число бит, переносимых одним элементарным символом;

- сложность реализации значительно ниже сложности аналогичных систем с одним несущим колебанием с эквалайзером;
- относительно высокая устойчивость к узкополосным помехам;
- относительно высокая устойчивость по отношению к МСИ и частотно-селективным замираниям;
- высокая спектральная эффективность;
- низкая чувствительность к ошибкам синхронизации;
- не требует применения фильтров подканалов в приемнике;
- возможность использования в сетях с одним несущим колебанием.

С другой стороны, данной технологии присущи и некоторые недостатки:

- высокая чувствительность к смещению частоты и флюктуациям фазы принимаемого сигнала относительно опорного гармонического колебания приемника;
- относительно высокое значение пик-фактора (отношения пиковой мощности сигнала к ее среднему значению), что заметно снижает энергетическую эффективность радиопередатчиков.

Сочетание высоких скорости, достоверности и дальности передачи информации делает в настоящее время технологию OFDM основной для быстродействующих беспроводных и проводных систем связи (мобильная радиосвязь, цифровое телевидение, передача аудио и видео информации по электрическим распределительным сетям и др.). Современная элементная база микроэлектроники позволяет создать относительно недорогое оборудование, в частности, модемы, для поддержки этой технологии.

1.2 Методы помехоустойчивого кодирования при OFDM

Важнейшими показателями тропосферных систем связи являются энергетическая и спектральная эффективность. Энергетическая

эффективность характеризуется пороговым отношением энергии E_b бита сигнала к спектральной плотности N_0 мощности шума при требуемой вероятности ошибочного приёма бита информации. Спектральная эффективность оценивается как отношение информационной скорости R к полосе W канала. В разных условиях неизбежен выбор между этими взаимосвязанными параметрами: или обеспечить заданную вероятность ошибки при дефиците мощности, пожертвовав в какой-то степени полосой, или сэкономить занимаемую полосу при приемлемой вероятности ошибок. Эти компромиссы достигаются применением различных типов сигнально-кодовых конструкций сигналов.

Для обеспечения высокого качества передачи данных OFDM-модем содержит программно-аппаратные средства, позволяющие поддерживать требуемое значение средней доли ошибочно переданных бит (Bit Error Rate – BER). Для этих целей применяют коды, исправляющие ошибки. Кодирование превращает OFDM в модуляцию COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing), которая за счет помехоустойчивого кодирования существенно повышает достоверность передачи данных.

В технологии OFDM применяются следующие основные методы помехоустойчивого кодирования: коды Рида-Соломона (RS-коды), сверточное кодирование, LDPC, BCH, полярные коды, турбо-коды.

Коды Рида-Соломона (RS) являются специальным классом систематических линейных блочных кодов, алфавит которых состоит из недвоичных элементов. В частности, применяют алфавит, состоящий из 256 элементов. RS-код (n,k) представляет собой циклический код, который преобразует блок из k байтов в блок из n байтов. RS-коды обеспечивают минимальное кодовое расстояние $d_{\min}=n-k+1$. При этом $n-k$ проверочных байтов позволяют корректировать до $t=(n-k)/2$ ошибочных байтов. Наиболее часто применяют RS-код $(255,239)$. Поскольку $d_{\min}=n-k+1=255-239+1=17=2t+1=2 \times 8+1$, то с помощью 16 проверочных байтов осуществляют коррекцию до 8 ошибочных байтов. Для увеличения эффективности кодирования RS (без

снижения скорости кодирования) применяют чередование (перемежение) битов. Чередование битов в закодированных сообщениях перед их передачей и обратный процесс при приеме приводят к распределению пакетов ошибок по времени. За счет этого пакеты ошибок дробятся на мелкие фрагменты, с которыми эффективно справляется система кодирования. Для данных, прошедших процедуру чередования, кратность исправляемой ошибки умножается на глубину чередования.

Принцип сверточного кодирования состоит в том, что к последовательности передаваемых битов добавляются служебные биты, значения которых зависят от нескольких предыдущих переданных битов. Использование сверточного кодирования в сочетании с подходящими алгоритмами декодирования (обычно, с алгоритмом Витерби) позволяет эффективно обнаруживать и исправлять ошибки передачи на приемной стороне. Этот способ кодирования зачастую используется в сочетании с кодированием Рида-Соломона, что существенно повышает достоверность передачи информации. Например, если после сверточного кодирования в системе цифрового наземного телевидения DVB-T частота ошибок не превышает 2×10^{-4} , то кодирование Рида-Соломона доводит частоту ошибок до значения 10^{-11} .

Помимо сверточных кодов на практике широко применяют турбо-коды (ТК). Турбо-коды обеспечивают очень низкое значение BER. Их достоинством является также то, что для них имеются эффективные итерационные алгоритмы декодирования, сопоставимые по сложности с широко используемым на практике алгоритмом декодирования Витерби для сверточных кодов. Так как декодирование выполняется с высокой скоростью, то такие коды называют быстрыми (turbo).

На рисунке 1.5 приведена зависимость вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум (энергии сигнала на информационный бит к односторонней спектральной плотности шума E_b/N_0) для турбо-кода с

кодовой скоростью 1/3 при использовании алгоритма декодирования MaxStar для размеров блоков 512 и 2048 и числа итераций 5, 6 и 7.

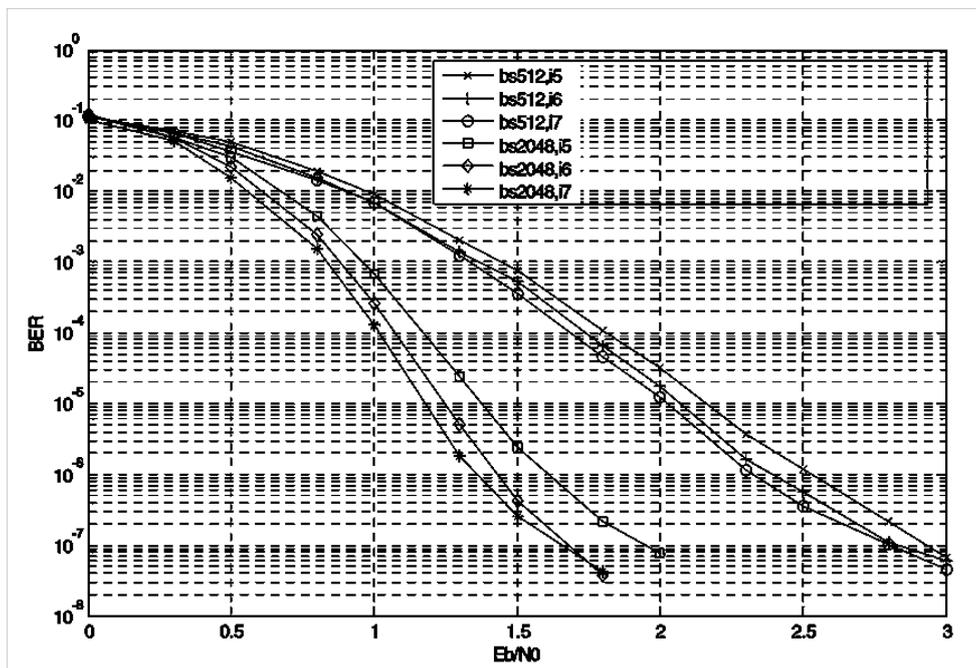


Рисунок 1.5 – Зависимость вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум

Как видно из рисунка, при вероятности ошибки на бит $BER=10^{-5}$ и равном числе итераций турбо-код с размером блока 2048 обеспечивает энергетический выигрыш не менее 0,7 дБ по отношению к коду с размером блока 512.

Согласно формуле Шеннона [1] для получения максимальной пропускной способности необходимо использовать всю доступную полосу частот:

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_{ш}} \right), \quad (1.1)$$

где C – пропускная способность [бит/с], W – полоса частот радиоканала [Гц], $P_c/P_{ш}$ – отношение сигнал/шум по мощности.

Формула (1.1) применима для случая, когда сигнал имеет постоянную спектральную плотность мощности, т.е. является шумоподобным. Так как обычно это условие не выполняется, то скорость передачи R в реальном канале значительно ниже его пропускной способности.

Согласно границе Шеннона (1.1), надежная передача данных со скоростью R по гауссовскому каналу с полосой W возможна лишь при соблюдении условия

$$\frac{E_b}{N_0} > \frac{2^{\frac{R}{W}} - 1}{\frac{R}{W}}, \quad (1.2)$$

где $E_b = P_c / R$ – энергия на один информационный бит; $R / W = d \log_2 M$ – спектральная эффективность; d – скорость кода, т.е. число информационных бит, приходящихся на каждый кодовый символ; M – число позиций модуляции.

В случае модуляции BPSK ($M=2$) спектральная эффективность $R / W = d$ т.е. совпадает со скоростью кода. В тропосферных системах связи применяются преимущественно помехоустойчивые коды со скоростью от $1/3$ до $5/6$. Тогда при скорости $1/3$ отношение энергии сигнала на информационный бит к односторонней спектральной плотности шума E_b / N_0 в канале не может быть меньше $3(\sqrt[3]{2} - 1) \approx 0,76$ или $-1,1$ дБ, а при скорости $1/2$ – не менее $2(\sqrt{2} - 1) \approx 0,83$ или $-0,82$ дБ. Отметим, что эти результаты не учитывают ограничений на алфавит канального кода. Если скорректировать его по границе Шеннона, пересчитанной для гауссовского канала с бинарным входом, получится значение $0,2$ дБ (для скорости кода $1/2$).

1.3 Перспективные виды OFDM для тропосферных систем связи

1.3.1 Кодированная OFDM (COFDM)

Кодирование приводит к тому, что информация, содержащаяся в каждом символе, «распределяется» среди других символов. Ввиду этого, если на одной из поднесущих сигнал подавлен, то информация соответствующего символа может быть восстановлена с использованием других символов посредством декодирования. Для кодирования может быть применен любой достаточно эффективный код. Число символов, среди которых

«распределяется» информация каждого символа, определяется кодовым расстоянием K . Приемник осуществляет прием символа с частотным разнесением порядка K , однако в каждом из K каналов принимается $(1/K)$ -я часть энергии символа.

В OFDM с кодированием существенную роль играет усиление шума, приводящее к энергетическому проигрышу. Особенно существенно это явление для нуль-форсирующего эквалайзера. Допустим, один из потоков был ослаблен частотной характеристикой канала в G раз. Нуль-форсирующий эквалайзер восстановит исходную амплитуду символа, выполнив умножение на G , но при этом шум так же будет усилен в G раз. В отличие от не кодированной OFDM шум распределится среди всей кодовой группы, так как в декодировании участвуют значения всей группы символов. Ввиду этого нуль-форсирующий эквалайзер используется редко.

Существует другие типы эквалайзера, такие как пороговый эквалайзер (controlled equalization), фазовый эквалайзер, эквалайзер по минимуму СКО (MMSE), эквалайзер с максимально правдоподобным оцениванием (ММПО) и др. [1].

Наиболее распространен эквалайзер по минимуму СКО. Его коэффициенты эквализации на поднесущих C_i выбираются таким образом, чтобы минимизировать результирующую символьную ошибку, что является естественным критерием выбора коэффициентов. Связь значения коэффициента эквалайзера с детектированным значением символа является существенно нелинейной, ввиду чего для определения коэффициентов обычно используются «зашумленные» значения символов (до детектирования). При известной характеристике канала (значениях комплексных коэффициентов передачи h_i^* на поднесущих, полученных с использованием обучающей последовательности) и дисперсии σ^2 шума, коэффициенты MMSE эквалайзера определяются простым соотношением

$$g_l^* = \frac{h_l^*}{|h_l|^2 + \sigma^2}. \quad (1.3)$$

MMSE эквалайзер обеспечивает компромисс между усилением шума и точным восстановлением уровней амплитуды на поднесущих, что приводит к снижению результирующей битовой ошибки. Тем не менее, в MMSE эквалайзере имеет место некоторое усиление шума и неточное восстановление уровней символов (остаточная МСИ).

Для примера на рисунке 1.6 приводятся результаты моделирования кодированной OFDM в канале ETSI BRAN channel model A с 18-ю замирающими по рэлеевскому закону многолучевыми компонентами [2]. Скорости передачи и метод кодирования выбраны в соответствии со стандартом IEEE 802.11a.

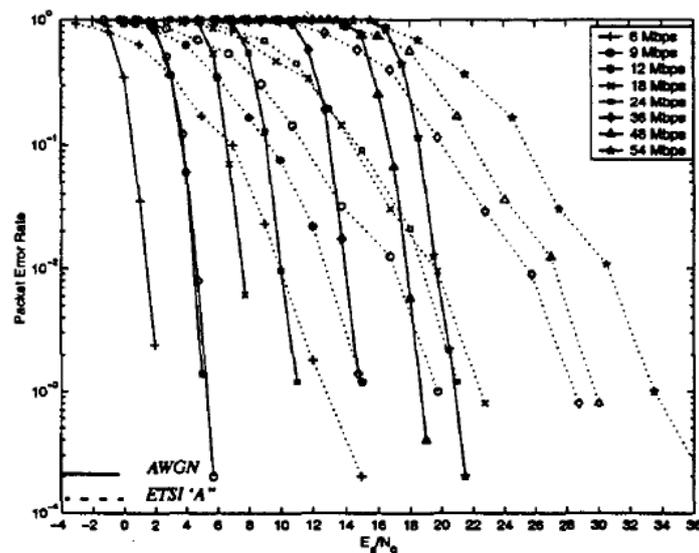


Рисунок 1.6 – Энергетическая эффективность системы OFDM WLAN

1.3.2 Адаптивная OFDM

Значительно лучшие характеристики по сравнению с традиционной OFDM имеет адаптивная OFDM [2–10]. Адаптация подразумевает выбор метода модуляции (иногда и скорости кодирования), а также передаваемой мощности на каждой поднесущей в отдельности. На основе информации о характеристике канала модем выбирает метод модуляции (чаще всего число

позиций QAM) на каждой поднесущей и распределяет доступную мощность по поднесущим (преэквилизация) оптимальным образом.

Принцип действия системы связи с адаптивной OFDM заключается в следующем. В приемной части, на основе информации о характеристике канала (коэффициентах передачи на поднесущих), оценивается отношение сигнал/шум на каждой поднесущей:

$$SNR_i = 10 \lg \left(\frac{|H(i)|^2 P_{cp}}{N_0} \right), \quad (1.4)$$

где $|H(i)|^2$ – коэффициенты замираний по мощности, P_{cp} – средняя мощность передатчика, N_0 – спектральная плотность мощности шума.

На передающей стороне, с использованием обратной связи с приемником, выбирается вид модуляции для каждой поднесущей отдельно (из набора BPSK, QPSK, 8PSK, QAM16, QAM64, QAM256). Выбор производится таким образом, чтобы скорость передачи на данной поднесущей была максимальной, но при этом обеспечивался требуемый уровень достоверности. Символьные скорости на каждой поднесущей выбираются одинаковыми, иначе нарушилась бы ортогональность между поднесущими OFDM. Поднесущие, отношение сигнал/шум на которых не позволяет использовать даже модуляцию BPSK, не используются для передачи. Однако количество неиспользуемых поднесущих не превышает половины от общего числа поднесущих.

Адаптация требует обратной связи между приемником и передатчиком. При этом время передачи характеристики канала по обратной связи должно быть много меньше времени стационарности канала, которое составляет для тропосферного канала в среднем несколько десятков миллисекунд [11]. Это, в свою очередь требует применения перемежителя с глубиной несколько сотен миллисекунд [12]. Таким образом, задержка передачи информации существенно превышает время стационарности канала, что делает нецелесообразным использование адаптивной OFDM для тропосферной связи.

В то же время для радиорелейного режима адаптивная OFDM является весьма перспективной.

1.3.3 Вейвлет-OFDM (WOFDM, OWDM)

Известно [13–15], что для улучшения характеристик системы и, в частности, эффективности в многолучевом канале могут быть использованы иные ортогональные преобразования сигнала вместо преобразования Фурье. Классическое дискретное вейвлет-преобразование [15] не очень подходит для многочастотной модуляции, поскольку в этом случае доступная полоса частот разделяется на существенно неравные отрезки, что не эффективно в частотно-селективном канале. Более предпочтительно использование пакетного вейвлет-преобразования [15], осуществляющего равномерное деление частотного диапазона. Модуляция сигнала с использованием такого преобразования называется вейвлет-пакетной модуляцией (WPM).

Основным преимуществом вейвлет-базиса по сравнению с Фурье-базисом является более высокая спектральная эффективность. В случае преобразования Фурье базисные функции (синусоиды) в пределах каждого OFDM-символа часто обрезаются прямоугольным окном для улучшения спектральной эффективности. Это приводит к существенному уровню боковых лепестков сигналов каждой поднесущей. Сигналы соседних поднесущих в стационарном канале не интерферируют друг с другом ввиду ортогональности. Однако боковые лепестки крайних поднесущих приводят к расширению спектра. Кроме того, в нестационарном канале происходит доплеровское расширение спектра сигналов на поднесущих, что приводит к интерференции между поднесущими (ICI). Вейвлеты значительно лучше локализованы как в частотной, так и во временной области, поэтому уровень боковых лепестков существенно меньше.

Для исключения межсимвольной интерференции OFDM использует циклический префикс, длительность которого может быть уменьшена за счет увеличения числа поднесущих. В случае вейвлет-преобразования это

невозможно из-за перекрытия последовательных символов. Отсутствие циклического префикса приводит к еще большей спектральной эффективности (до 20 % по сравнению с OFDM). Для примера на рисунке 1.7 приводятся спектры OFDM-символа с прямоугольным окном (рис. 1.7а) и вейвлет-OFDM (рис. 1.7б) [28].

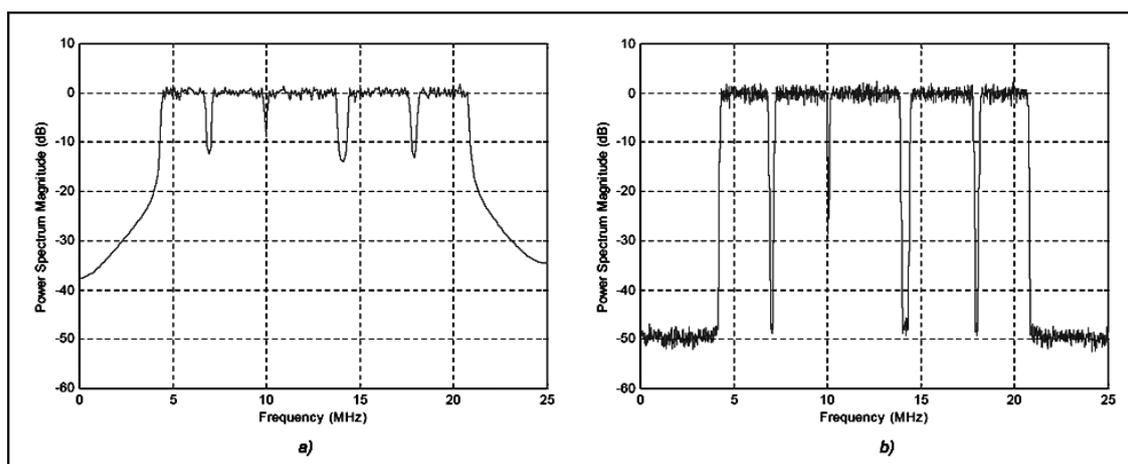


Рисунок 1.7 – Спектральная плотность мощности OFDM-символа с прямоугольным окном (а) и вейвлет-OFDM (б)

Среди других преимуществ вейвлет-OFDM – большая устойчивость к узкополосным помехам, обусловленная хорошей частотной локализацией вейвлетов.

Ввиду отсутствия циклического префикса вейвлет-OFDM требует существенно более сложных и вычислительно затратных схем эквализации, варианты которых в настоящее время исследуются. По сравнению с OFDM вейвлет-OFDM является несколько более чувствительной к нелинейным искажениям и ошибкам синхронизации (отсчетов при дискретизации) [13].

Энергетическая эффективность вейвлет-OFDM, как и OFDM, существенно зависит от применяемого эквалайзера. Для примера на рисунке 1.8 показаны результаты сравнения эффективности OFDM и вейвлет-OFDM для эквалайзера, корректирующего влияние канала умножением на каждой поднесущей: для обыкновенной вейвлет-пакетной модуляции и так

называемой комплексной вейвлет-пакетной модуляции. Моделирование проводилось для систем со 128 поднесущими и модуляцией QPSK для двухлучевого профиля задержек с коэффициентами передачи лучей (0 дБ, -3 дБ). Как видно из рисунка, энергетическая эффективность вейвлет-OFDM ниже, чем для OFDM с циклическим префиксом и приблизительно такая же как для OFDM в отсутствие префикса.

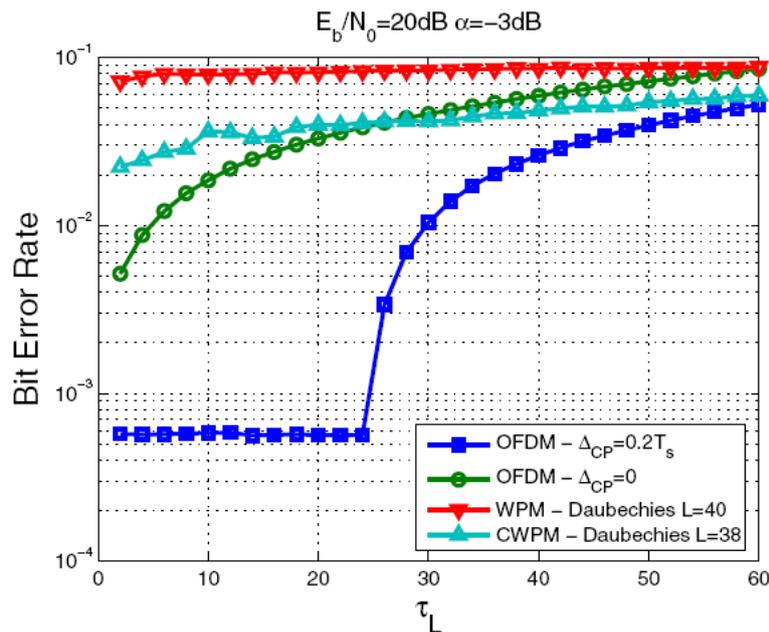


Рисунок 1.8 – Зависимость вероятности битовой ошибки от задержки второго луча

В целом, вейвлет-OFDM признается жизнеспособным конкурентом классическому OFDM, однако достаточно сильно проигрывает OFDM с циклическим префиксом, поэтому для реализации в ТРС малопригодна.

1.3.4 OFDM с кодовым разделением (OFDM-CDM)

Рассмотрим системы, которые комбинируют принципы OFDM и расширения спектра. Такие системы могут иметь лучшие характеристики по сравнению с традиционной OFDM (меньший энергетический проигрыш) и прямым расширением спектра (DSSS, CDMA).

Увеличение символьной ошибки в некодированной системе OFDM под воздействием многолучевости или узкополосных помех вызвано деградацией

ОСШ и тем обстоятельством, что каждый символ передается на отдельной поднесущей частоте. Следовательно, если сигнал на какой-либо из поднесущих подавлен, искажается каждый N -й символ общего потока и символьная ошибка будет иметь порядок $1/N$.

OFDM-CDM (OFDM Code Division Multiplexing – мультиплексирование OFDM сигналов с кодовым разделением) [16] предназначается для работы одного высокоскоростного пользователя, либо нескольких высокоскоростных пользователей с разделением по частоте или по времени (как OFDM). Как и в OFDM, в OFDM-CDM высокоскоростной поток символов пользователя вначале преобразуется в несколько низкоскоростных параллельных потоков с помощью последовательно-параллельного преобразования так, что возможные задержки из-за многолучевости сигналов находятся в пределах защитного интервала.

Каждый из сформированных параллельных потоков далее подвергается расширению спектра при помощи посимвольного умножения на расширяющую последовательность. Как правило, используются ортогональные последовательности Уолша. В каждом потоке каждый символ будет содержать N чипов соответствующей этому потоку последовательности Уолша, масштабированных значением символа. После этого потоки складываются почипово.

Скорость результирующего потока равна исходной символьной скорости F_s , и каждый элемент полученной последовательности является линейной комбинацией значений N исходных символов. То есть, расширения спектра системы не происходит, поскольку сигналы низкоскоростных потоков после расширения спектра благодаря ортогональности функций Уолша независимо передаются в одной полосе. Результирующий поток является многоуровневым.

Далее полученный поток передается через радиоканал посредством OFDM, т.е. еще раз подвергается последовательно-параллельному

преобразованию. Каждый из полученных на этом этапе параллельных символов будет являться линейной комбинацией N символов исходного потока. Каждый символ исходного потока передается на всех поднесущих одновременно.

Таким образом, система OFDM-CDM обеспечивает высокий уровень частотного разнесения благодаря тому, что часть энергии каждого символа принимается с множества поднесущих.

Энергетическая эффективность OFDM-CDM определяется, в первую очередь, применяемой схемой эквалазации (по минимуму СКО, сумматор максимальных отношений, итеративное детектирование, нуль-форсирующий и др.) [16]. Если эквалазация производится только в приемнике, передатчик распределяет энергию каждого символа по всем N поднесущим равномерно, то есть на каждой поднесущей передается $1/N$ часть энергии символа. Оптимальным эквалайзером в данном случае является сумматор максимальных отношений [17]. При этом возникает существенный уровень межпотоковой интерференции, которая должна устраняться. Если замирания на всех поднесущих независимы, то такая система может обеспечить степень разнесения, равную числу несущих N [17].

Для QPSK при независимых (некоррелированных) релеевских замираниях на всех N поднесущих и сумматоре максимальных отношений вероятность ошибки на бит [17]

$$P_e = \left(\frac{1-\gamma}{2} \right)^N \sum_{l=0}^{N-1} C_l^{N-1+l} \left(\frac{1+\gamma}{2} \right)^l, \gamma = \sqrt{\frac{E_b / N_0}{N + E_b / N_0}}. \quad (1.5)$$

Из (1.5) следует, что в идеальном канале с независимыми релеевскими замираниями между поднесущими OFDM-CDM обеспечивает степень разнесения порядка числа N поднесущих. Однако реальный канал является коррелированным [17], ввиду чего степень разнесения при OFDM-CDM

существенно меньше N . Так как разнесение используется для приема лишь $1/N$ части энергии символа, то OFDM-CDM с равномерным распределением энергии по поднесущим не может обеспечить энергетический выигрыш, сравнимый с пространственным разнесением при нескольких приемных антеннах. OFDM-CDM использует разнесение для подавления одновременного влияния внутрисимвольной и межсимвольной интерференции (последняя сводится к внутрисимвольной).

Применение эквалайзера не ограничивается приемной частью системы. Если на передающей стороне известна информация о канале, то перед передачей можно преэквалезировать сигнал путем умножения сигналов на каждой поднесущей на определенный комплексный множитель в соответствии с характеристикой канала.

Применение преэквалезации в передатчике оптимизирует передаваемую мощность на каждой поднесущей в соответствии с характеристикой канала. В этом случае распределение энергии по поднесущим может быть неравномерным. Преэквалезация в передатчике с точки зрения энергетической эффективности эквивалентна эквалезации в приемнике [17]. Наилучшей схемой эквалезации по энергетической эффективности является комбинированная схема, когда эквалайзер присутствует как в передающей (преэквалайзер), так и в приемной части [17] (такая схема может давать выигрыш относительно канала с АБГШ). Очевидно, знание характеристики канала на передающей стороне требует наличия обратной связи с приемником, что ограничивает применение этого способа в быстроменяющихся каналах. Это не позволяет применять преэквалезацию в TPC, однако не ограничивает применение в PPS.

В OFDM-CDM одной из наиболее важных является проблема межпоточковой интерференции. Каждый символ, расширенный последовательностью Уолша, передается на множестве поднесущих. Таким образом, на каждой поднесущей передается один из чипов последовательности Уолша, масштабированный значением символа.

Частотная характеристика канала масштабирует значения уровня сигнала на каждой из поднесущих различными значениями. При этом вид последовательности Уолша искажается и ортогональность между различными последовательностями Уолша нарушается. Если приемник использует нуль-форсирующий эквалайзер (умножение на обратную характеристику канала), то ортогональность может быть восстановлена. Однако нуль-форсирующий эквалайзер не находит применения из-за существенного усиления шума. Компромиссный вариант между усилением шума и остаточной интерференцией обеспечивает эквалайзер по минимуму СКО.

Возникающую в OFDM-CDM межпотокую интерференцию необходимо устранять эффективными методами, такими, как итеративное декодирование с мягкими или жесткими решениями. Реализация данного метода использует вычитание декодированных и вновь кодированных решений. Сигнал после OFDM-демодуляции подвергается вначале эквализации.

Допустим, имеется K потоков и требуется принять сигнал k -го потока. Сигналы остальных $K-1$ потоков детектируются, после чего сигнал каждого из пользователей декодируется и вновь кодируется выбранным кодом. Если код достаточно мощный и искажения в канале не слишком велики, то решения по многим потокам будут верными. Для каждого из $K-1$ потоков оценивается вероятность правильного решения на основе текущих значений коэффициентов эквалайзера, вычисленных коэффициентов передачи канала на поднесущих и уровня шума, затем сигнал каждого из $K-1$ потоков взвешивается соответствующим значением функции правдоподобия.

Далее полученные сигналы $K-1$ потоков расширяются исходными кодовыми последовательностями, проходят последовательно-параллельное преобразование, взвешиваются с вычисленными коэффициентами передачи канала на поднесущих и вычитаются из принятого сигнала (на выходе OFDM-демодулятора). Таким образом, из принятого сигнала мы вычитаем интерференционную составляющую $K-1$ потока. Причем, в случае мягкого

устранения интерференции, те решения, которые оцениваются как правильные, устраняются с множителем, близким к 1 (то есть почти полностью), решения, точность которых невелика, вычитаются с малыми множителями. В случае жесткого устранения интерференции множители составляют 1 и 0. После устранения интерференции требуемый сигнал k -го потока детектируется.

Так как в реальных каналах уровень интерференции высок, то для получения хорошего результата требуется несколько итераций устранения интерференции и использование мощного кода. Так как каждая итерация сопровождается операциями кодирования и декодирования, возрастает вычислительная трудоемкость данного метода. Наилучшие результаты обеспечивают схемы с итеративным мягким устранением интерференции по декодированным решениям. Они позволяют практически полностью устранить межпотокую интерференцию. В случае если вычислительная трудоемкость превышает доступные ресурсы, используется обыкновенный эквалайзер по минимуму СКО.

1.4 Структурная схема OFDM-модема тропосферной станции

1.4.1 Использование SDR-технологий в модемах тропосферных станций

Одним из важных направлений повышения эффективности тропосферных станций является использование *SDR*-технологий (*Software Defined Radio* – программно определяемая радиосистема). На рисунке 1.9 приведена схема «идеального» *SDR*-модема, в котором сигналы с антенны и на антенну передаются непосредственно на АЦП и с ЦАП. На практике *SDR*-технологии позволяют реализовать приёмопередатчики на частотах до 2...3 ГГц.

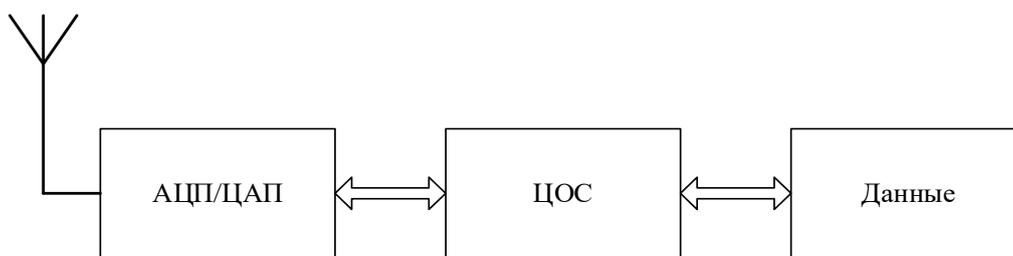


Рисунок 1.9 – Упрощённая архитектура «идеального» *SDR*-модема

Используемый частотный диапазон в тропосферных станциях находится в области более высоких частот, поэтому в модемах применяют преобразователи частоты (перенос спектра на видеочастоты), и на входы АЦП подаётся сигнал с выхода преобразователя. Также и сигнал, сформированный с помощью широкополосного ЦАП, подаётся на вход преобразователя частоты, который осуществляет перенос сигнала в высокочастотную область.

Технология *SDR* использует комбинацию методов для аппаратной и программной частей. Аппаратная часть включает многодиапазонные антенны и радиочастотные преобразователи, широкополосные ЦАП и АЦП, а обработка сигналов видеочастоты, демодулированных сигналов и результирующего цифрового потока производится с помощью программируемых систем на кристалле.

Традиционный аналоговый приёмник имеет ряд недостатков: необходимость точной настройки, чувствительность к температуре и разбросу параметров компонентов, нелинейные искажения, сложность построения перестраиваемых фильтров и фильтров с подавлением более 60 дБ. От этих недостатков свободен *SDR*-приёмник, который не требует настройки, практически нечувствителен к температуре и разбросу параметров компонентов, обеспечивает простую реализацию перестраиваемых фильтров с подавлением более 80 дБ, а также высокую точность и широкий диапазон перестройки фазы и частоты гетеродина.

Использование *SDR*-технологий в унифицированных модемах тропосферных станций весьма перспективно, так как позволяет создавать

системы с гибкой архитектурой, которая может изменяться при помощи программного обеспечения.

1.4.2 Структурная схема передающей части OFDM-модема тропосферной станции

Рассмотрим особенности реализации OFDM-модема тропосферной станции, используя результаты предыдущих разделов: 1.1(общая структура OFDM-модема), 1.2 (методы помехоустойчивого кодирования), 1.3 (кодированная OFDM), 1.4.1 (использование *SDR*-технологии).

Структурная схема передающей части OFDM-модема тропосферной станции приведена на рисунке 1.10.

Биты данных поступают на турбо-кодер с кодовой скоростью $1/3$. Помехоустойчивый код, работающий вблизи границы Шеннона, обеспечивает увеличение энергетической эффективности системы. Для OFDM кодирование обеспечивает дополнительное частотное разнесение, поскольку информация о каждом бите содержится во всей кодовой группе, что уменьшает эффект усиления шума.

С выхода турбо-кодера биты поступают на «выкальватель» с переменным коэффициентом. Выкальвание (отбрасывание) кодированных битов позволяет изменять кодовую скорость, обеспечивая небольшой шаг изменения информационной скорости. Это позволяет для любого отношения сигнал/шум подобрать информационную скорость, близкую к предельной. Для каждого коэффициента выкальвания подобран определенный полином, обеспечивающий наименьшую вероятность ошибки на бит.

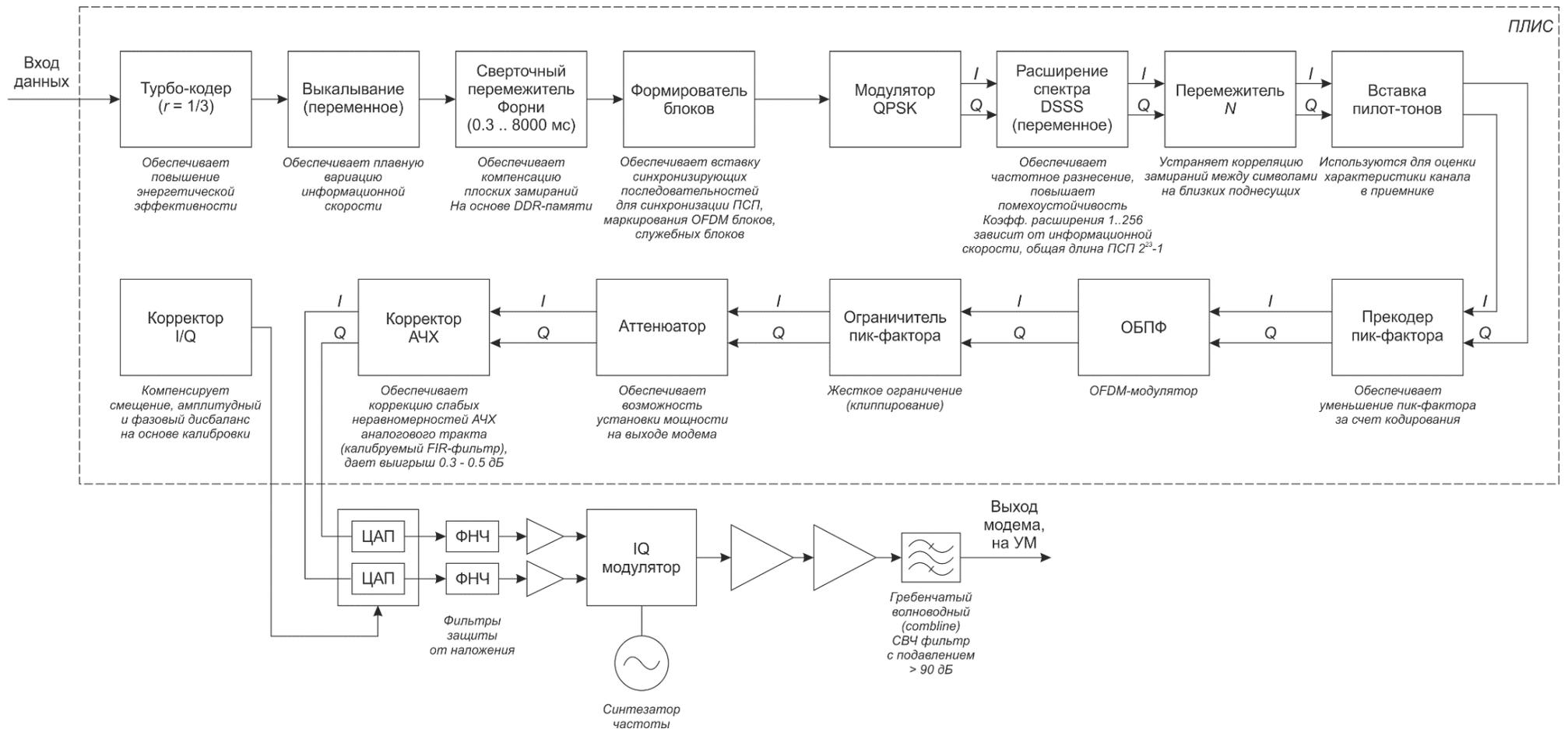


Рисунок 1.10 – Структурная схема передающей части OFDM-модема тропосферной станции

Далее биты поступают на сверточный перемежитель Форни, реализованный посредством DDR-памяти. Глубина перемежения задается в интервале от 0.3 мс до 8 с. Это позволяет компенсировать глубокие плоские замирания в канале, при которых весь спектр подавлен продолжительное время. В тропосферном радиоканале такие замирания нередки, экспериментально определенная оптимальная глубина перемежения составляет 200 ... 800 мс. Перемежитель работает по схеме рис. 1.11.

Биты данных проходят через линии задержки разной длины, реализованные посредством различных моментов времени записи и чтения из DDR-памяти. Таким образом, соседние биты распределяются во времени на большом интервале, что позволяет избежать групп следующих подряд ошибочных битов на выходе деперемежителя. Это дает возможность турбо-декодеру, имеющему ограничение на количество ошибочных битов, исправить ошибки.

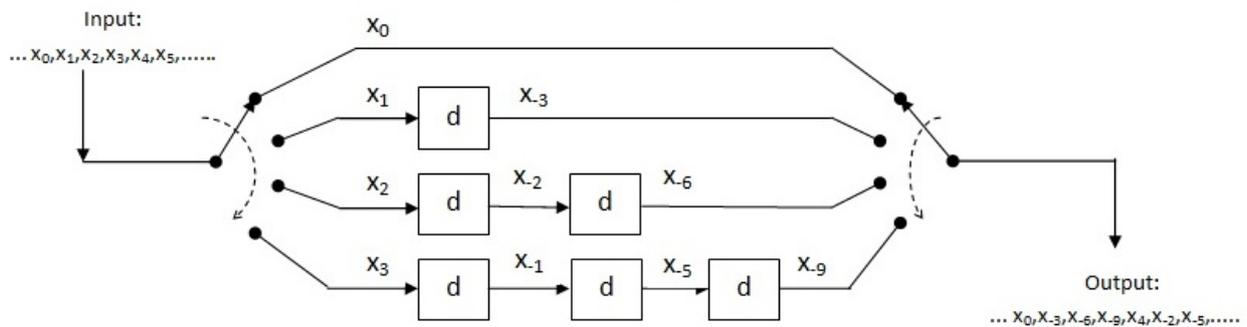


Рисунок 1.11 – Структура сверточного перемежителя Форни

С выхода перемежителя биты поступают на формирователь блоков, осуществляющий вставку псевдослучайных синхронизирующих последовательностей (схема имеет несколько уровней синхронизации). Формирователь использует различные псевдослучайные последовательности (ПСП) для маркирования разных типов блоков: OFDM-блоков, кодовых блоков, блоков данных служебного канала. ПСП оптимизированы по уровню боковых лепестков автокорреляционной функции.

С выхода формирователя блоков данные поступают на QPSK-модулятор и затем на блок расширения спектра, обеспечивающий частотное разнесение и подавление узкополосных помех. Для расширения спектра используется ПСП длины $2^{23}-1$. Коэффициент расширения спектра меняется в диапазоне от 1 до 256 в зависимости от информационной скорости. Ввиду того, что для тропосферного канала полоса является избыточной для реализации заданной информационной скорости, не требуется мультиплексирования расширенных потоков данных. Поэтому отсутствует межпоточковая интерференция, характерная для OFDM-CDM и требующая применения итерационных мягких эквалайзеров.

Другой вариант реализации внутри-сигнального частотного разнесения с использованием повторения спектра информационного символа с кратностью разнесения, зависящей от информационной скорости, в сочетании с адаптивным эквалайзером и сумматором максимальных отношений в приемнике OFDM-сигнала рассмотрен в разделе 3.1.

С выхода блока расширения спектра данные поступают на перемежитель длины N (число поднесущих OFDM). В многолучевом канале при достаточно большом N замирания на соседних поднесущих являются коррелированными. Это приводит к тому, что символы, несмотря на расширение спектра, могут попасть в замирание целиком, а это приведет к усилению шума и увеличению вероятности ошибки на бит. Чтобы избежать корреляции, перемежитель переставляет местами расширенные символы по поднесущим таким образом, чтобы различные фрагменты одного символа оказались в некоррелированных группах.

После перемежения осуществляется вставка пилот-тонов. Последние представляют собой поднесущие, находящиеся на равном частотном удалении друг от друга, предназначенные для оценки частотной характеристики канала. Расстояние между пилот-тонами выбрано $W_k/10$, где W_k – полоса когерентности канала, равная 10 МГц. На каждом пилот-тоне передаётся фиксированное значение $0.707+j\cdot 0.707$.

После вставки пилот-тонов данные поступают на прекодер пик-фактора. Данный блок посредством циклического кодирования уменьшает пик-фактор на 3.6 дБ.

Затем сигнал поступает на OFDM-модулятор, осуществляющий обратное быстрое преобразование Фурье.

С выхода OFDM-модулятора сигнал поступает на дополнительный жесткий ограничитель пик-фактора и далее – на цифровой аттенюатор, позволяющий задавать мощность на выходе модема.

Далее сигнал поступает на корректор АЧХ. Данный калибруемый блок реализован посредством КИХ-фильтра и позволяет устранить неравномерность АЧХ аналоговых трактов передатчика, что снижает нагрузку на эквалайзер приемника. Поскольку данный корректор находится в передатчике, усиления шума не происходит.

Затем сигнал поступает на двухканальный ЦАП, проходит фильтры защиты от наложения спектра, предварительные дифференциальные усилители, IQ-модулятор с калибруемым смещением, амплитудным и фазовым дисбалансом, и через каскад усилителей и фильтров поступает на выход модема.

1.4.3 Структурная схема приемной части OFDM-модема тропосферной станции

Структурная схема приемной части OFDM-модема тропосферной станции приведена на рисунке 1.12.

Сигнал с выхода МШУ тропосферной станции через волноводный гребенчатый (compline) фильтр, обеспечивающий устойчивость к блокированию и избирательность более 90 дБ (дополнительно к избирательности диплексера), поступает на каскады предварительного усиления и фильтрации.

Затем сигнал подается на IQ-демодулятор с калибруемым смещением, амплитудным и фазовым дисбалансом, который осуществляет перенос полосы на низкую (близкую к нулевой) центральную частоту.

С выхода IQ-демодулятора сигнал проходит дифференциальные усилители, дифференциальные фильтры защиты от наложения спектра и поступает на двухканальный АЦП с частотой дискретизации 125 МГц.

Оцифрованный сигнал по высокоскоростному LVDS-интерфейсу поступает в ПЛИС на блок устранения постоянной составляющей. Данный блок устраняет смещение сигнальных созвездий относительно центра.

Затем сигнал поступает на логарифмическое АРУ, которое приводит среднюю амплитуду сигнала к целевой. Это необходимо для корректной работы блоковой синхронизации, блока оценки канала, сумматора максимальных отношений, MMSE эквалайзера и демодулятора.

С выхода АРУ сигнал поступает на блоковый синхронизатор, реализованный по схеме скользящего коррелятора. Система имеет многоуровневую синхронизацию. На начальном этапе осуществляется поиск основных синхронизирующих последовательностей, маркирующих начало блоков. Поиск осуществляется сравнением пиков корреляционной функции с пороговым значением. Данный коррелятор имеет минимальное рабочее отношение сигнал/шум минус 26 дБ. После получения привязки по времени для каждого из блоков проводится корреляция с дополнительными

синхронизирующими последовательностями, маркирующими сброс расширяющей ПСП, служебные блоки.

С выхода блокового синхронизатора сигнал поступает на OFDM-демодулятор, реализованный посредством БПФ.

Далее сигнал поступает на блок оценки канала. Данный блок выполняет скользящее усреднение сигналов пилот-тонов по времени, меньшему интервала когерентности канала. Затем проводится оценка сдвига фазы и изменения амплитуды каждого пилот-тона. Полученные значения интерполируются по частоте между пилот-тонами для получения оценочных сдвигов фазы и изменений амплитуды по информационным поднесущим, расположенным между пилот-тонами.

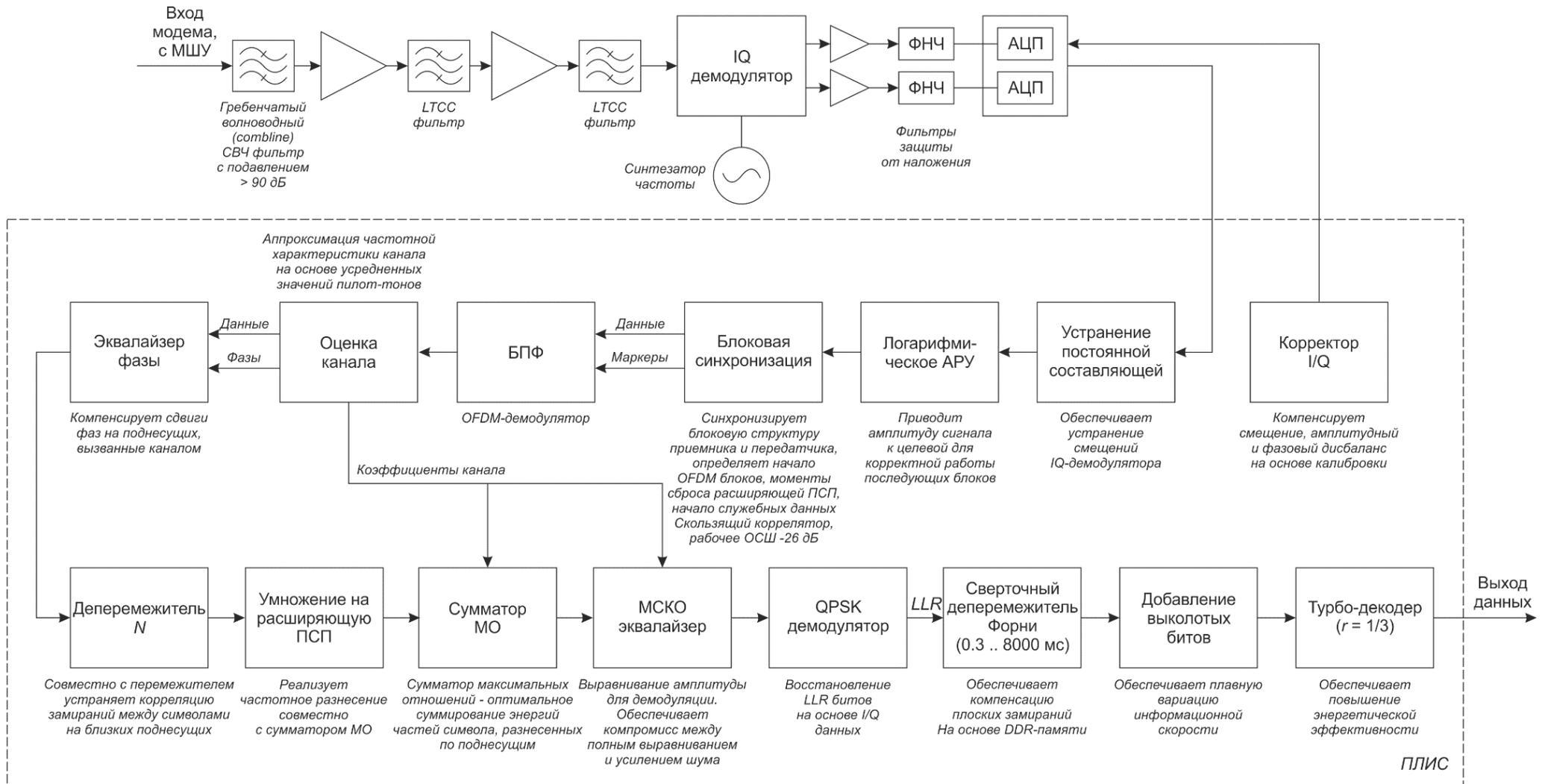


Рисунок 1.12 – Структурная схема приемной части OFDM-модема тропосферной станции

Далее сигнал выравнивается по фазе, что необходимо для корректной работы блока умножения на ПСП, и поступает на деперемежитель длины N (число несущих OFDM). Деперемежитель выполняет обратную функцию по отношению к перемежителю на передающей стороне, располагая фрагменты одного символа, содержащиеся в некоррелированных группах, рядом друг с другом.

Сигнал с выхода деперемежителя умножается на расширяющую ПСП, идентичную использованной в передатчике, чтобы привести все фрагменты символа к исходному знаку.

На рисунке 1.13 представлен экспериментально полученный спектр широкополосного сигнала на входе приемника тропосферной станции. Для сравнения там же приведён спектр исходного сигнала с полосой 80 МГц на входе тропосферного радиоканала.

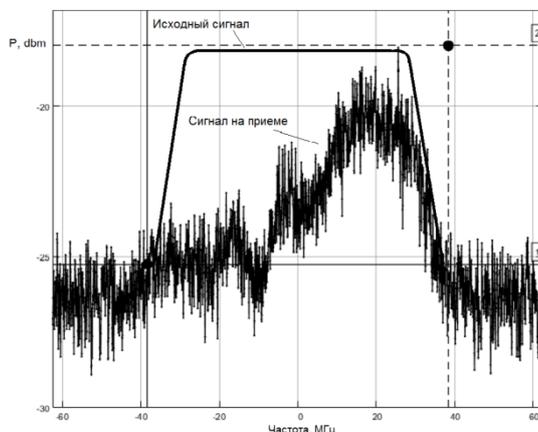


Рисунок 1.13 – Спектр сигнала на входе приемника тропосферной станции

Как видно из рисунка, частотные искажения, вносимые тропосферным радиоканалом, весьма ощутимы и без использования расширения спектра негативного влияния частотно-селективных замираний в тропосферном канале было бы не избежать.

В сумматоре максимальных отношений реализуется оптимальное частотное разнесение в соответствии с алгоритмом:

$$S_i = \frac{\sum_{k=1}^L \hat{h}_k^* s_k^i}{\sum_{k=1}^L |\hat{h}_k|^2}, \quad (1.6)$$

где S_i – передаваемый символ, \hat{h}_k – комплексный коэффициент передачи канала на k -й поднесущей, s_k^i – амплитуда части i -го символа, принятая с k -й поднесущей, L – число поднесущих, на которых передавался символ (равно коэффициенту расширения спектра).

Сумматор максимальных отношений увеличивает отношение сигнал/шум относительно приема на одной поднесущей с коэффициентом передачи $|\hat{h}_0|$ согласно соотношению:

$$SNR_{increase} = 10 \lg \sum_{k=1}^L \left(\frac{|\hat{h}_k|}{|\hat{h}_0|} \right)^2. \quad (1.7)$$

Из (1.7) следует, что в идеальном канале с независимыми релейскими замираниями между поднесущими алгоритм частотного разнесения (1.6) обеспечивает энергетический выигрыш равный $10 \lg L$ децибел. При максимально возможной кратности разнесения $L=256$ выигрыш составит 24 дБ. Однако реальный канал является коррелированным [17], ввиду чего энергетический выигрыш меньше указанного значения. Как показывают результаты моделирования (раздел 3.3), при кратности разнесения L от 2 до 256 энергетический выигрыш составляет от 3 до 17 дБ.

С выхода сумматора максимальных отношений сигнал поступает на MMSE эквалайзер, предназначенный для приведения амплитуд сигналов к целевым, что необходимо для корректной работы демодулятора (нормировка сигнального созвездия). Если сигнальное созвездие не будет выровнено, значения информационных символов на выходе демодулятора будут ошибочными. Однако, если символ был подавлен, то его нормировка приведет к большому усилению шума. Поэтому эквалайзер работает по критерию минимума СКО, обеспечивая компромисс между усилением шума и точным восстановлением амплитуды с целью минимизации вероятности ошибки на бит. Эквалайзер учитывает, что каждый символ получен суммированием частей с разных поднесущих сумматором максимальных отношений.

После эквалазации сигнал поступает на QPSK-демодулятор, выполняющий вычисление логарифмического отношения правдоподобия (LLR) для каждого бита в составе символа на основе значения принятого символа:

$$L(b) = \lg \frac{\sum_{s \in S_0} e^{-\frac{1}{\sigma^2}((x-s_x)^2+(y-s_y)^2)}}{\sum_{s \in S_1} e^{-\frac{1}{\sigma^2}((x-s_x)^2+(y-s_y)^2)}}. \quad (1.8)$$

где s – точка идеального сигнального созвездия, s_x и s_y – соответственно синфазная и квадратурная координаты идеальной точки созвездия, x и y – соответственно синфазная и квадратурная координаты принятого символа, S_0 и S_1 – множества точек сигнального созвездия, в которых рассматриваемый бит b соответственно равен 0 и 1, σ^2 – дисперсия шума.

Формула (1.8) применима для канала с гауссовским шумом – для канала с замираниями необходимо учитывать частотную зависимость дисперсии шума, обусловленную обработкой смеси сигнала и шума эквалайзером.

Мягкая демодуляция в виде отношения правдоподобия (1.8) необходима для наиболее эффективной работы турбо-декодера.

Демодулированный сигнал поступает на сверточный депережежитель, реализованный по схеме рис. 1.11. Отсчеты LLR проходят через линии задержки разной длины, реализованные посредством различных моментов времени записи и чтения из DDR-памяти. Таким образом, восстанавливается исходная последовательность отсчетов. Перемежение позволяет избежать групп следующих подряд ошибочных битов на входе турбо-декодера. Это дает возможность турбо-декодеру, имеющему ограничение на количество ошибочных битов, исправить ошибки.

С выхода депережежителя отсчеты поступают на блок добавления случайных битов вместо «выколотых». Выкалывание (отбрасывание) кодированных битов, произведенное в передатчике, позволяет изменять кодовую скорость, обеспечивая небольшой шаг изменения информационной

скорости. Это дает возможность для любого отношения сигнал/шум подобрать информационную скорость, близкую к предельной. Для каждого коэффициента выкалывания подобран определенный полином, обеспечивающий наименьшую вероятность ошибки на бит.

Затем отсчеты поступают на турбо-декодер с кодовой скоростью $1/3$, использующий наиболее эффективный алгоритм декодирования MaxStar (см. п.1.2). С выхода турбо-декодера декодированные биты поступают на различные интерфейсы, синхронные и асинхронные (Ethernet).

1.5 Структурная схема OFDM-модема радиорелейной станции

Структурная схема OFDM-модема радиорелейной станции приведена на рисунках 1.14, 1.15. Отличительной чертой передающей части модема (рис. 1.14) является применение модулятора с многомерными сигнальными созвездиями, обеспечивающего выигрыш в энергетической эффективности на несколько дБ относительно двухмерных созвездий QPSK-QAM. Модулятор поддерживает также и двухмерные созвездия BPSK, QPSK, 8-PSK, QAM16...QAM256, более эффективные при малых отношениях сигнал/шум (менее 2–7 дБ).

В приёмной части модема (рис. 1.15) основное отличие от структурной схемы OFDM-модема тропосферной станции заключается в применении многомерного демодулятора, выполняющего мягкую демодуляцию, необходимую для наиболее эффективной работы турбо-декодера. Для этого производится вычисление отношения правдоподобия (LLR) для каждого бита в составе символа на основе значения принятого символа. Вычисление LLR на основе точного определения (1.6) связано с большими вычислительными затратами как для многомерных созвездий, так и для двухмерных с большим числом точек, поскольку требует вычисления расстояний до всех точек созвездия.

Поэтому вычисление LLR выполняется в 2 этапа: вначале определяется ближайшая точка созвездия, затем вычисляется LLR в соответствии с приближенной формулой:

$$L(b) = -\frac{1}{\sigma^2} \left(\min_{s \in S_0} \sum_{i=1}^N (x_i - s_i)^2 - \min_{s \in S_1} \sum_{i=1}^N (x_i - s_i)^2 \right), \quad (1.9)$$

Смысл обозначений величин в формуле (1.9) тот же, что и в формуле (1.8).

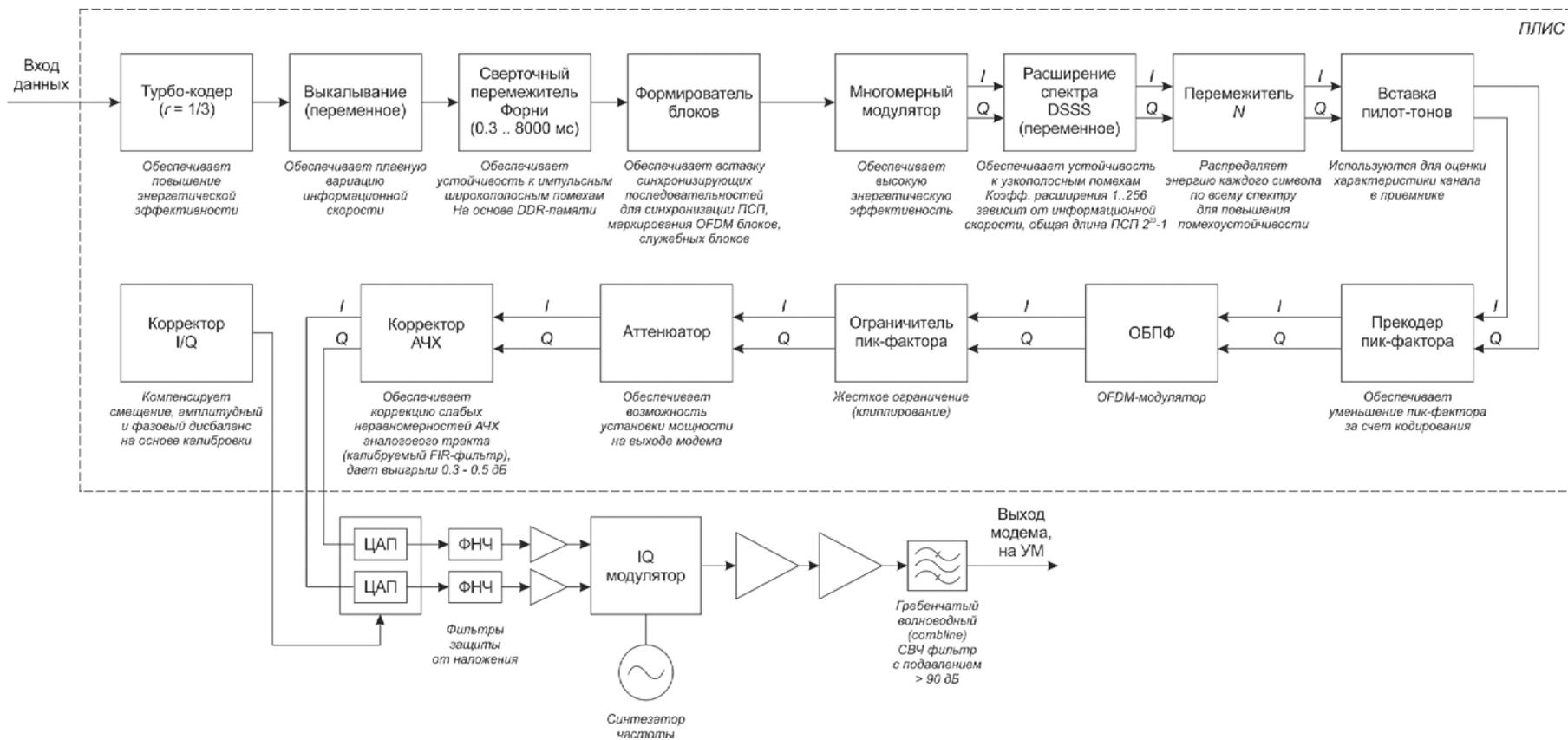


Рисунок 1.14 – Структурная схема передающей части OFDM-модема радиорелейной станции

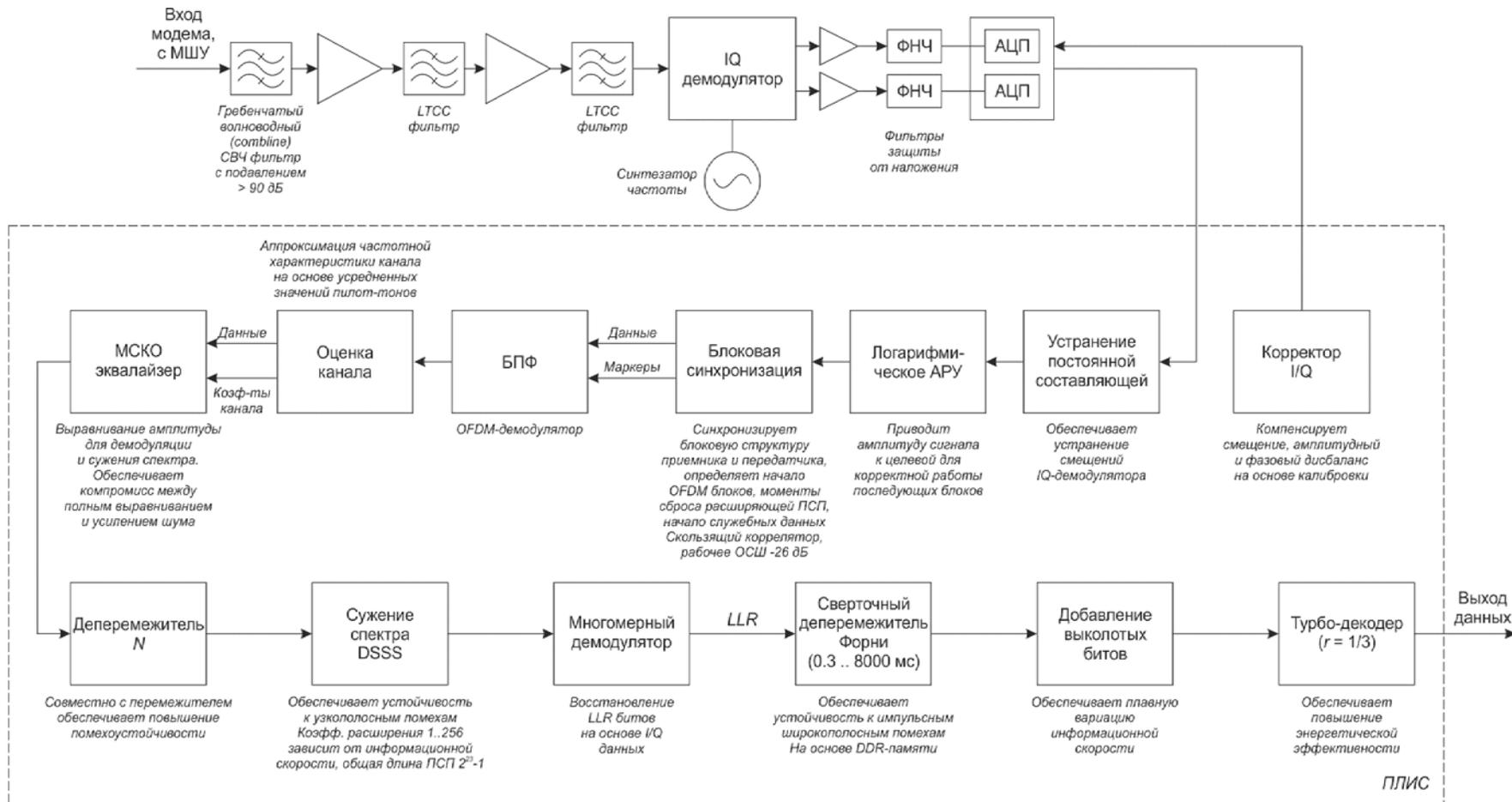


Рисунок 1.15 – Структурная схема приёмной части OFDM- модема радиорелейной станции

Для повышения эффективности тропосферных станций в унифицированных модемах используются режимы адаптации по энергетике и по скорости. Адаптация по энергетике используется для обеспечения максимально энергетически эффективного (скрытного) режима. Адаптация по скорости используется для обеспечения максимальной пропускной способности.

При любых видах адаптации необходимо обеспечить отсутствие ошибок в канале в моменты адаптации. Адаптация по скорости или мощности должна осуществляться автоматически по наилучшему качеству сигнала (BER или отношению сигнал/шум).

1.6 Выводы по Главе 1

1. Перспективными для использования в тропосферных каналах связи с замираниями являются *OFDM*-сигналы. Технология *OFDM* позволяет эффективно бороться с селективными замираниями, обеспечивает высокую спектральную эффективность, скорость и достоверность передачи информации, устойчивость к узкополосным помехам и МСИ.

2. Одним из основных ограничений практического применения технологии *OFDM* в тропосферных каналах связи является относительно высокое значение пик-фактора, что требует дополнительных затрат для обеспечения высокой энергетической эффективности.

3. Целесообразным для тропосферной связи является использование кодированной *OFDM*. В качестве перспективных вариантов помехоустойчивого кодирования в модемах тропосферных систем связи можно рекомендовать турбо-коды со скоростью от $1/3$ до $5/6$. Использование адаптивной *OFDM* для тропосферной связи затрудняется тем, что задержка передачи информации может существенно превышать время стационарности канала. В то же время для радиорелейного режима адаптивная *OFDM* является вполне оправданной. Практическое применение *OFDM-CDM* в тропосферной

связи ограничивается большими вычислительными затратами, связанными с реализацией эффективных методов устранения межпоточковой интерференции (итеративное декодирование с мягкими или жесткими решениями).

4. Ввиду того, что для тропосферного канала полоса является избыточной для реализации заданной информационной скорости, целесообразно использовать расширение спектра с коэффициентом расширения, зависящим от информационной скорости. В сочетании с сумматором максимальных отношений в приемнике расширение спектра позволяет реализовать оптимальное частотное разнесение и подавление узкополосных помех. При этом не требуется мультиплексирования расширенных потоков данных, которое обуславливает межпоточковую интерференцию, характерную для OFDM-CDM и требующую применения итерационных мягких эквалайзеров.

5. Использование оптимального частотного распределения передаваемой мощности в многолучевом канале с неравномерной АЧХ является энергетически неэффективным, так как сопряжено с установлением обратной связи в канале за время, которое не может превышать время стационарности канала. В свою очередь, отказ от перемежителя, определяющего задержку передачи информации, также приведет к существенным энергетическим потерям. Поэтому в отсутствие обратного канала наилучшим с точки зрения энергетической эффективности следует считать частотное распределение передаваемой мощности, соответствующее равномерной АЧХ, что достаточно близко спектральной плотности мощности (энергетическому спектру) OFDM-сигнала.

6. Для повышения эффективности тропосферных станций в унифицированных модемах перспективно использование режимов адаптации по энергетике и по скорости (информационной и кодовой).

7. Использование *SDR*-технологий в станциях тропосферной связи весьма перспективно, так как позволяет создавать системы с гибкой

архитектурой, которая может изменяться при помощи программного обеспечения.

8. Применение современной элементной базы в виде ПЛИС высокого быстродействия и большой емкости, быстродействующих АЦП и ЦАП позволяет выполнить требования к станциям тропосферной связи как по электрическим, так и массогабаритным характеристикам, при приемлемом потреблении питания. Интеграция большого числа функций, ранее выполняемых в отдельных приборах, в едином ПЛИС-интегральном модуле значительно повышает аппаратную надежность станции связи, позволяет сменой программ быстро менять ее конфигурацию, приспособивая к оперативной и помеховой обстановке.

ГЛАВА 2. ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ OFDM-СИСТЕМ ТРОПОСФЕРНО-РАДИОРЕЛЕЙНОЙ СВЯЗИ

В данной главе представлены результаты исследования, направленные на повышение энергетической и спектральной эффективности OFDM-систем тропосферно-радиорелейной связи. В разделе 2.1 проведён сравнительный анализ способов снижения пик-фактора OFDM-сигнала. В разделе 2.2 рассмотрены методы повышения эффективности унифицированных модемов тропосферных станций с использованием режимов адаптации по энергетике и по скорости, а также линеаризации радиопередающего тракта с использованием цифровых предискажений. Разработке алгоритмов компенсации искажений сигнала в тропосферном канале посвящён раздел 2.3. Далее рассмотрены вопросы повышения устойчивости тропосферного модема к воздействию узкополосных помех (раздел 2.4). В разделе 2.5 дано описание способа пространственного и частотного разнесения, реализованного в модеме тропосферной связи. В заключительном разделе 2.6 приводятся выводы по Главе 2.

2.1 Способы снижения пик-фактора OFDM-сигнала

Как отмечалось в п. 1.1, недостатком OFDM является большое значение пик-фактора (peak to average power ratio – PAPR). Высокий пик-фактор определяет жёсткие требования к линейности аналогового тракта, существенно уменьшая КПД выходных усилителей передатчика, увеличивая габариты и электропотребление системы связи в целом. Это обуславливает необходимость применения эффективных методов снижения пик-фактора.

В настоящее время исследовательскими подразделениями ряда фирм, производящих телекоммуникационное оборудование, проводятся активные исследования с целью ослабить влияние этих нежелательных свойств. Имеющиеся результаты свидетельствуют о том, что без существенных потерь в качестве передачи пик-фактор OFDM-системы может не слишком сильно отличаться от значения этого показателя для системы с одним несущим колебанием и фазовой модуляцией (таблица 2.1).

Таблица 2.1– Значения пик-фактора для некоторых видов модуляции

Вид модуляции	Пик-фактор (дБ)
Square wave	0,0
Sine wave	3,01
QPSK	3,5 – 4
8PSK	6,5 – 8,1
64QAM	7,7
128QAM	8,2
WCDMA down link carrier	10,6
OFDM	$\approx 8 - 12$

Нетрудно показать [33], что для OFDM значение пик-фактора пропорционально числу поднесущих N и зависит от вида модуляции. Так при $N = 2048$ он равен 33.3 дБ для модуляции BPSK и QPSK и 37.3 дБ для QAM-256.

Под эффективностью или производительностью алгоритмов снижения пик-фактора далее будем понимать степень снижения PAPR OFDM-символа после обработки. Например, алгоритм, который снижает пик-фактор на 3 дБ (при прочих равных условиях) более эффективен (производителен), чем тот, что снижает его на 1 дБ.

Пик-фактор напрямую приводит к уменьшению КПД усилителя мощности и требует большого динамического диапазона приемника. В усилителе мощности, работающем в линейном режиме, выходная мощность P_{out} прямо пропорциональна входной мощности, а мощность P_{DC} , потребляемая от источника питания P_{DC} , не зависит от входной мощности. Режим усиления будет линейным до тех пор, пока выходная мощность не

достигнет некоторого значения $P_{\max} = P_{DC} / K$, где K определяется конкретной реализацией усилителя мощности.

КПД усилителя мощности равен отношению средней выходной мощности к потребляемой:

$$\eta = \frac{\langle P_{out} \rangle}{P_{DC}} = \frac{\langle P_{out} \rangle}{K \cdot P_{\max}} = \frac{1}{K} \frac{1}{PAPR} \quad (2.1)$$

Из (2.1) видно, что КПД обратно пропорционален PAPR. Усилитель, работающий с сигналом с большим PAPR, работает неэффективно и выделяет больше тепловой мощности. Приемник, настроенный на значение входной мощности P_{\max}^{in} , обеспечит существенно меньшее отношение сигнал/шум для входного сигнала средней мощности и должен обладать большим динамическим диапазоном, чтобы это отношение было приемлемым. Таким образом, большие значения пик-фактора приводят к существенному ухудшению характеристик системы связи.

Известно достаточно много методов снижения пик-фактора OFDM [33–48]. Алгоритмы прямого ограничения сигнала (Peak Shrinking and Interpolation (PSI), Peak Cancellation Crest – Factor Reduction (PC-CFR), Amplitude Clipping and Filtering) ограничивают сигнал на определённом уровне, нивелируя последствия данной операции. Они дают средний результат снижения PAPR ценой значительного ухудшения битовой ошибки. Появляется внеполосное излучение, которое приходится уменьшать путем дополнительной фильтрации, что добавляет сложности реализации данного алгоритма.

Далее приводится краткий обзор некоторых известных алгоритмов снижения PAPR, а также результаты моделирования, оценивающие их эффективность.

2.1.1 Алгоритм Partial Transmit Sequence

Алгоритм частичной последовательности передачи (Partial Transmit Sequence – PTS) разделяет входной OFDM блок на W подблоков, над которыми производится W отдельных операций IDFT (ОДПФ). Результаты умножаются на W оптимизационных коэффициентов и суммируются. Коэффициенты имеют V разрешенных значений, выбираемых таким образом, чтобы минимизировать PAPR выходного символа.

Структура алгоритма PTS представлена на рисунке 2.1, а результаты его работы для числа поднесущих $N=2048$ и разных сочетаний W и V – на рисунке 2.2: функция распределения значений PAPR (правая кривая – без применения алгоритма PTS). Как видно из рисунка, при увеличении количества V разрешенных значений коэффициентов эффективность работы алгоритма возрастает. Увеличение числа блоков W приводит к незначительному снижению пик-фактора.

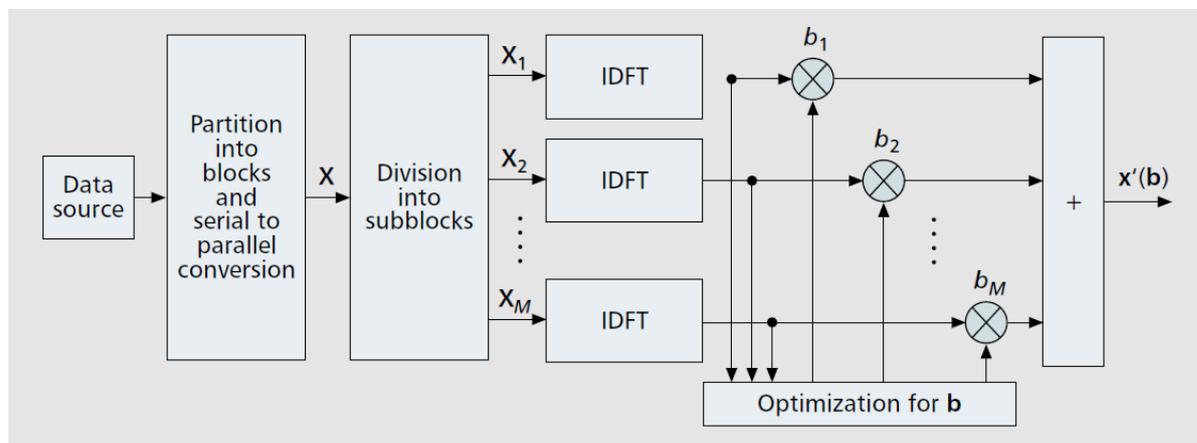


Рисунок 2.1 – Структура алгоритма PTS

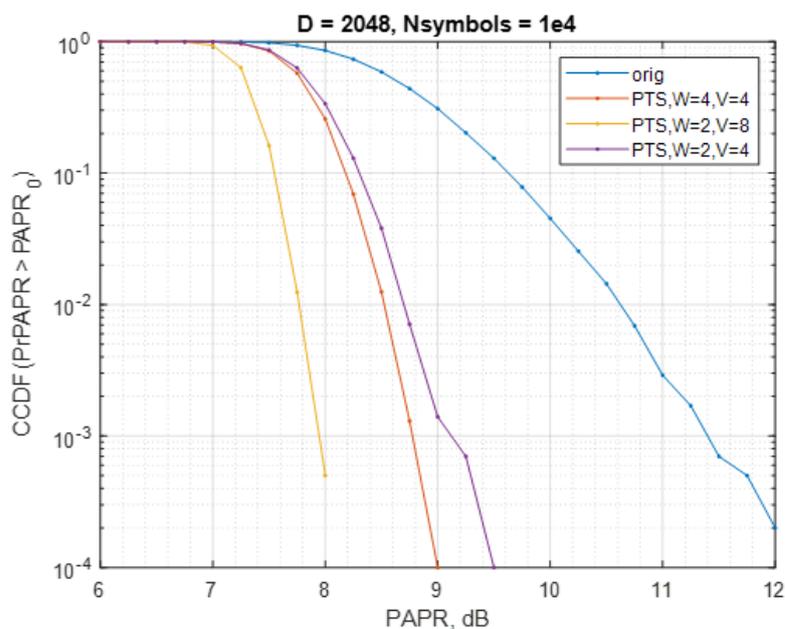


Рисунок 2.2 – Результат снижения PAPR OFDM-символа алгоритмом PTS

Алгоритм PTS имеет среднюю эффективность – снижение PAPR не превышает 3,5 дБ по уровню $10e-3$, требует дополнительной обработки на приемной стороне и дополнительного канала для передачи данных о коэффициентах.

2.1.2 Алгоритм Selected Mapping

В алгоритме выборочного отображения (Selected Mapping – SLM) передатчик создает несколько потенциальных OFDM блоков данных, из которых выбирается блок с наименьшим показателем PAPR. Структура алгоритма SLM показана на рисунке 2.3. Каждый блок данных X умножается на U различных фазовых последовательностей V , каждая длиной N , $V(u) = [v_{u0}, v_{u1}, \dots, v_{uN-1}]^T$. К результату перемножения применяется операция IDFT, формируя таким образом U OFDM блоков $x(1), x(2), \dots, x(U)$. В итоге выбирается блок с наименьшим максимальным значением.

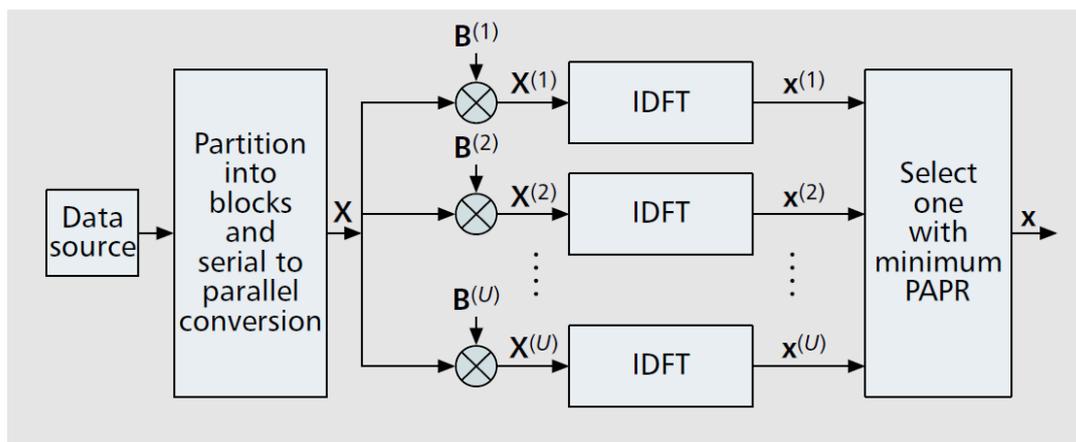


Рисунок 2.3 – Структура алгоритма SLM

Эффективность снижения PAPR зависит от числа фазовых последовательностей, что увеличивает число необходимых IDFT блоков. Также в классической реализации требуется дополнительный канал данных для передачи приемнику фазовых коэффициентов. Сложность реализации во многом определяется числом U IDFT блоков. На рисунке 2.4 показаны результаты работы алгоритма при $U = 4$. Видно, что уменьшение PAPR составляет около 2 дБ.

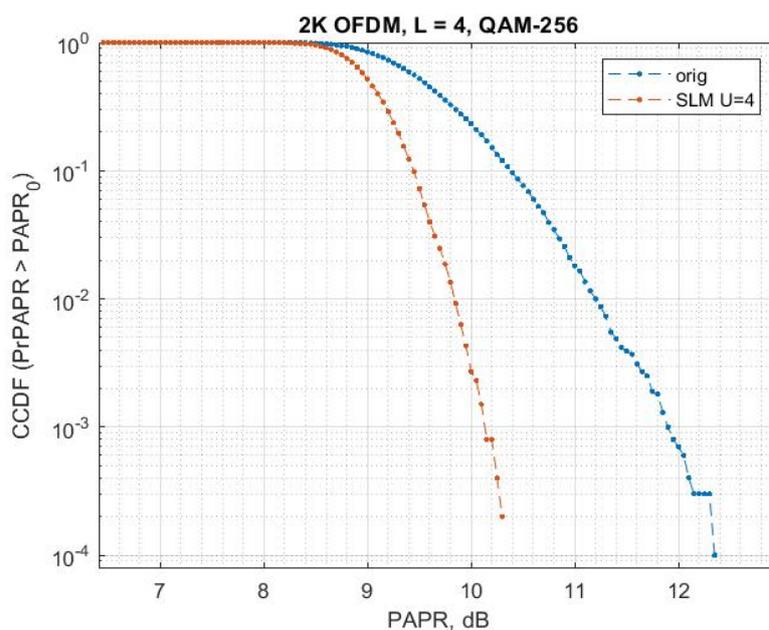


Рисунок 2.4 – Результат снижения PAPR OFDM-символа алгоритмом SLM

Алгоритм SLM имеет невысокую эффективность при сравнительно высокой вычислительной сложности с учетом того что требуется передача дополнительной информации.

2.1.3 Алгоритм DFT – spread - OFDM

Алгоритм расширения ДПФ OFDM сигнала (DFT-spread-OFDM) широко используется при передаче сигнала по восходящей линии в стандартах мобильной связи LTE и 5G NR (SC-OFDMA). Его суть заключается в FFT прекодировании поднесущих с данными на стороне передатчика до OFDM модуляции. На стороне приемника после OFDM демодуляции блок также декодируется с помощью дополнительной операции IFFT. Производительность метода не зависит от модуляции сигнала. На рисунке 2.5 показаны результаты работы алгоритма (UL), DL - сигнал без прекодирования, x8 - сигнал с увеличенным разрешением в 8 раз. Видно, что уменьшение PAPR составляет 2.4 дБ. Производительность алгоритма средняя при невысокой вычислительной сложности.

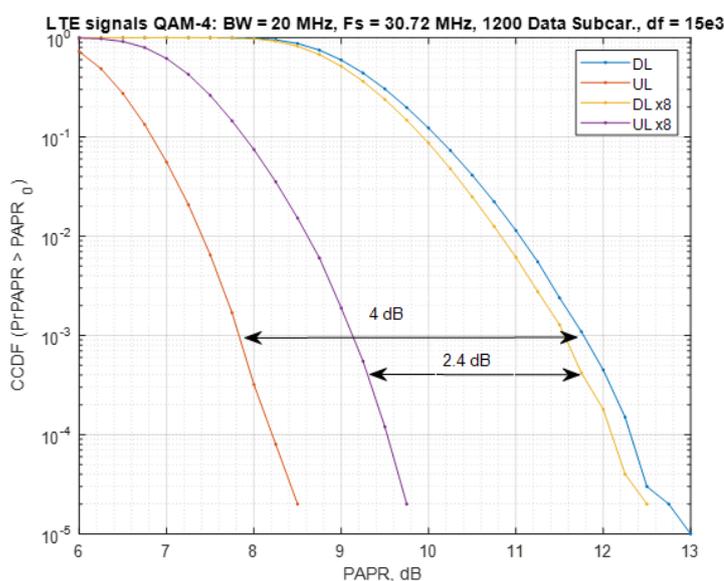


Рисунок 2.5 – Результат снижения PAPR OFDM-символа алгоритмом DFT-s-OFDM

2.1.4 Алгоритм Tone Reservation

Тоновое резервирование (Tone Reservation – TR) является очень гибким методом. Его производительность во многом зависит от выбранного кернел-блока и числа итераций.

На рисунке 2.6 представлена структурная схема алгоритма TR. Из нее видно, что во входном OFDM блоке X определяется максимальное значение по модулю, а также его позиция (Peak detection), затем производится циклический сдвиг (Circular shifting) хранящегося в памяти кернел-блока (Reference kernel) на соответствующее позиции максимума число отсчетов. Затем ищется оптимальный коэффициент α (Scale and phase rotating), который умножается на циклически сдвинутый кернел-блок, получая блок C . Блок C складывается с входным OFDM блоком X , образуя блок Y с уменьшенным PAPR относительно X .

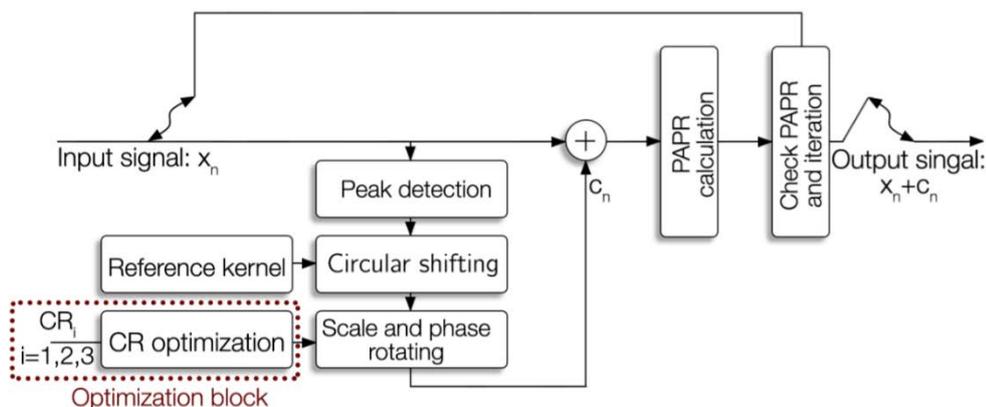


Рисунок 2.6 – Структура алгоритма TR

Достоинства алгоритма TR: экономичен по ресурсам FPGA, имеет высокую эффективность, не искажает сигнал, одинаково эффективен для всех типов модуляции (от QAM-4 до QAM-256), требует обработки только в передатчике. Недостатки алгоритма: снижает потенциально возможную скорость передачи данных, повышает среднюю мощность сигнала, требует от 10 итераций для высокой эффективности, незначительно ухудшает BER (из-за увеличения средней мощности сигнала).

Результат работы алгоритма TR для 2048 поднесущих, 10 итераций, кернел-блока из стандарта DVB-T2 представлен на рисунке 2.7. Тип модуляции на снижение пик-фактора не влияет, поэтому результаты на рисунке 2.7 применимы для всех созвездий. Процент TR поднесущих относительно всех полезных поднесущих $< 5\%$, поэтому были рассмотрены кернел-блоки с большим числом TR поднесущих (5, 10 и 20 %) . В данном случае использовался квазиоптимальный кернел-блок со случайным расположением резервных тонов. Квазиоптимальный - т.е. была создана отдельная модель, которая методом прямого перебора искала кернел-блоки по критерию минимума 2-го бокового лепестка с выборкой $2e7$ блоков.

Результаты работы алгоритма с такими кернел-блоками показаны на рисунке 2.8 для разного числа итераций. Видно, что алгоритм может давать снижение PAPR от 3 дБ (5% 10 итераций) до 5.8 дБ (20% 100 итераций).

Таким образом, алгоритм TR имеет хорошую производительность при средней сложности.

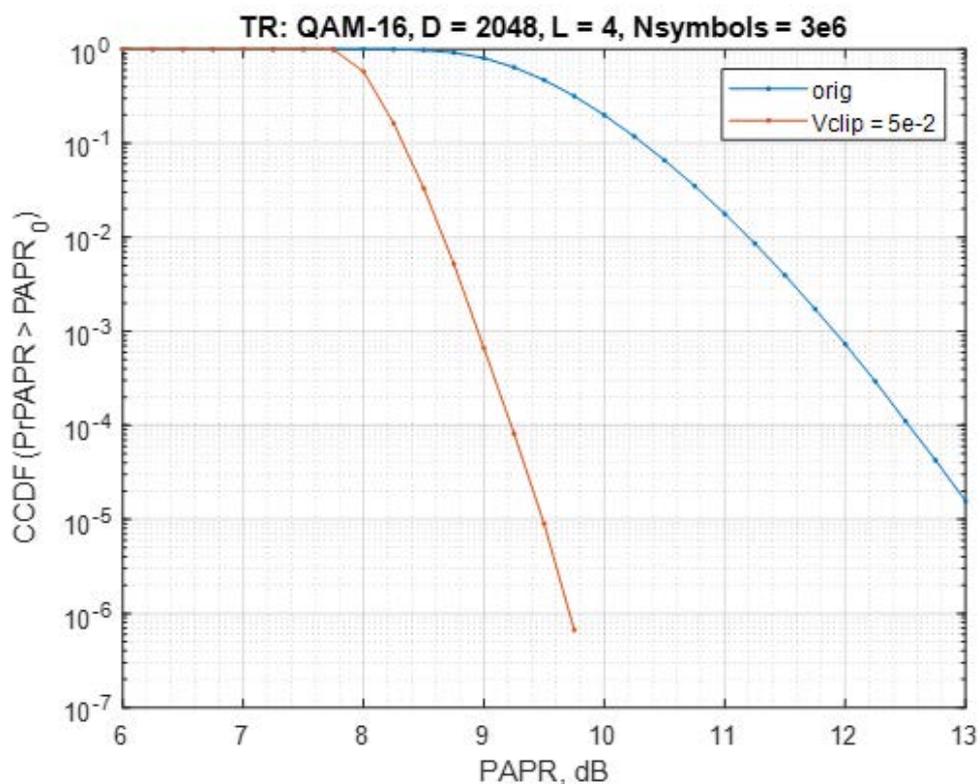


Рисунок 2.7 – Результат снижения PAPR OFDM-символа алгоритмом TR (DVB-T2)

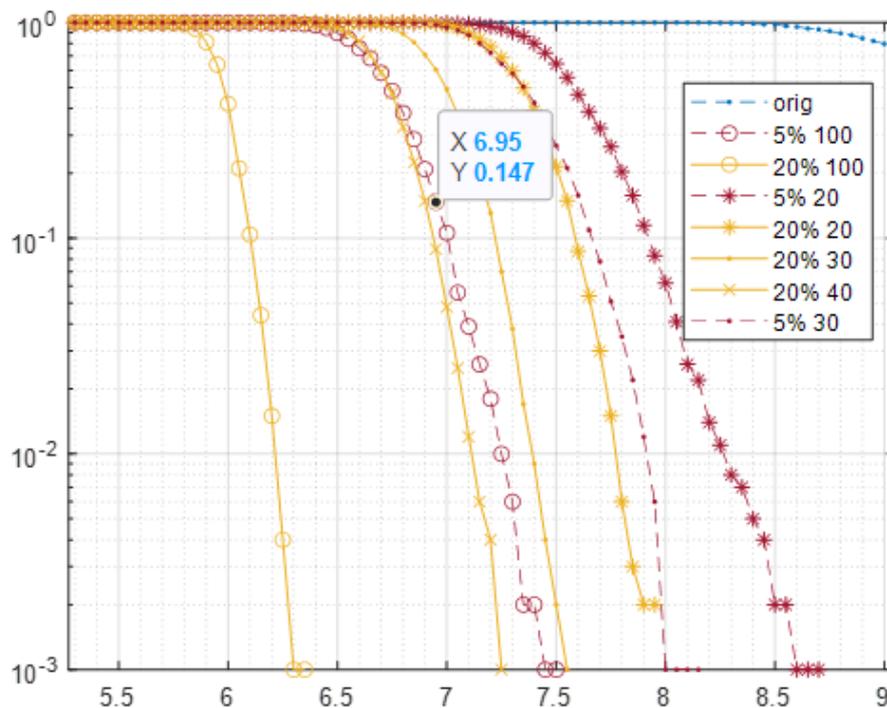


Рисунок 2.8 – Результат снижения PAPR OFDM-символа алгоритмом TR

2.1.5 Алгоритм Active Constellation Extension

Алгоритм активного расширения созвездия (Active Constellation Extension – ACE) использует возможность расширения сигнального созвездия по бокам без искажения передаваемых символов. Очевидно, что с повышением порядка модуляции число символов, которые можно расширить в бок, будет сокращаться относительно общего числа символов. Это будет сказываться на производительности алгоритма. Так, для QPSK 100% символов можно расширить вбок, а для QAM-16 только 75%. В нашей работе использовался классический алгоритм.

На рисунке 2.9 представлена структурная схема алгоритма ACE. Кратко опишем принцип работы данного алгоритма. При помощи 4x-IFFT производится повышение разрешения входного сигнала. Операция Clip обрезает сигнал во временной области по некоторому уровню V_{clip_ACE} и операция 4x-FFT переносит сигнал обратно в частотную область. Между полученными после обрезания поднесущими X' и исходными поднесущими X ищется разница S_{clip} . Данная разница представляет собой набор комплексных

векторов со случайной фазой, далее требуется определить только те вектора, которые указывают в разрешенном для соответствующей поднесущей (символа) направлении. Это делается с помощью фильтрующей логики, в результате получается C . Вектор C при помощи $4x$ -IFFT переводится в вектор c . Затем по максимуму амплитуды OFDM блока и проекции вектора c на исходный сигнал x определяется балансирующий коэффициент u , который используется при корректировке входного сигнала ($y = x + u*c$).

Достоинства алгоритма ACE: не влияет на скорость передачи данных, требует обработки только в передатчике, не искажает сигнал, имеет высокую эффективность при первой итерации. Недостатки алгоритма: повышает среднюю мощность сигнала, затрата ресурсов FPGA (требует 3 операции FFT), немного ухудшает BER (из-за увеличения средней мощности сигнала).

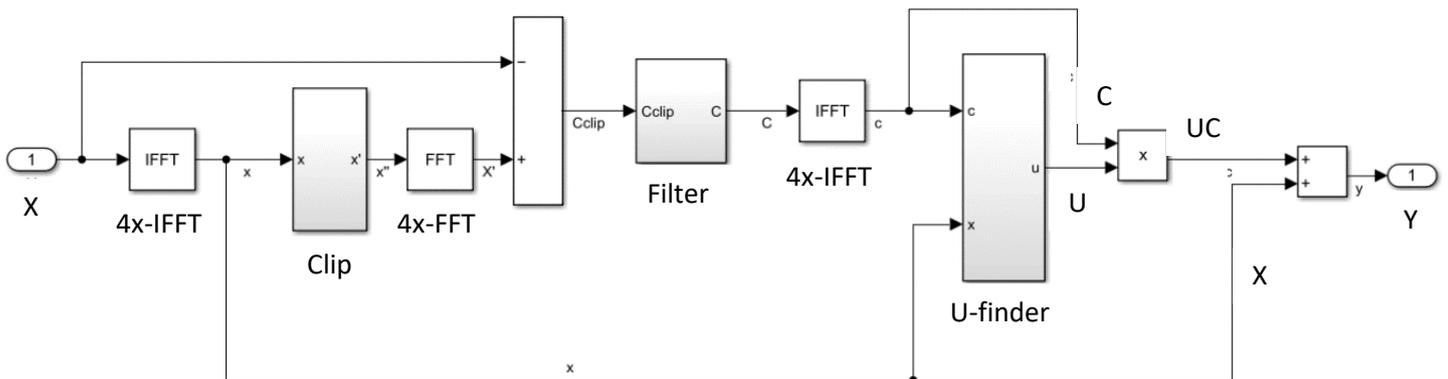


Рисунок 2.9 – Структура алгоритма ACE (1 итерация)

На рисунке 2.10 показаны результаты работы алгоритма ACE для 4-QAM 2K OFDM сигнала. После первой итерации PAPR сократился на 4.4 дБ, после второй итерации – еще на 1.2 дБ, а суммарно на 5.6 дБ. Таким образом, алгоритм ACE имеет хорошую производительность при средней сложности.

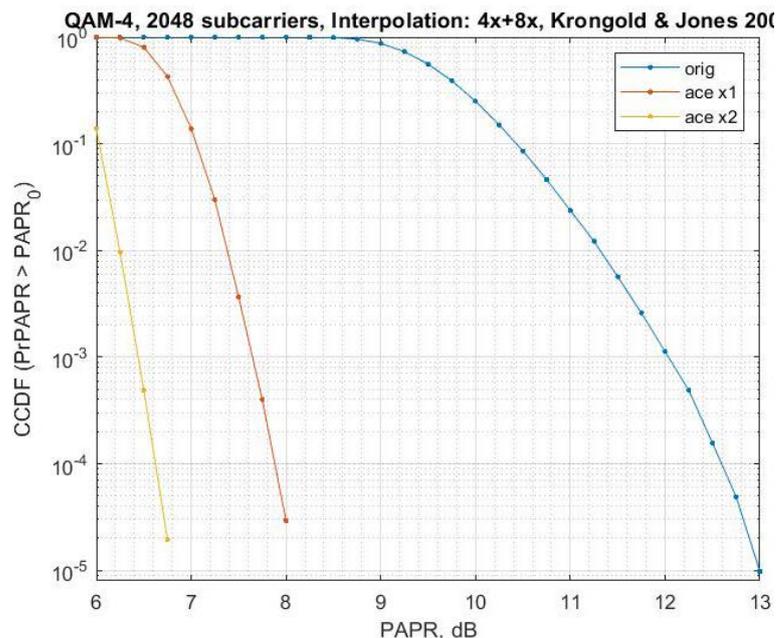


Рисунок 2.10 – Результат снижения PAPR OFDM-символа алгоритмом ACE

2.2 Адаптивная настройка параметров модема тропосферных станций

Для повышения эффективности тропосферных станций в унифицированных модемах предлагается реализовать режимы адаптации по энергетике и по скорости. Адаптация по энергетике используется для обеспечения максимально энергетически эффективного (скрытного) режима. При адаптации по энергетике оператор задается информационная скорость и полоса сигнала 28, 56 или 80 МГц. Система подбирает минимальную мощность, обеспечивая максимальную скрытность сигнала. Шаг адаптации по энергетике задается оператором (0.5, 1 или 3 дБ).

Адаптация по скорости используется для обеспечения максимальной информационной скорости. При адаптации по скорости оператор задается выходная мощность и полоса сигнала (28, 56 или 80 МГц). Система автоматически подбирает максимально возможную информационную скорость в канале связи. Время (цикл) адаптации по скорости и энергетике задается оператором (1, 5, 10, 30 или 60 мин). При любых видах адаптации необходимо обеспечить отсутствие ошибок в канале в моменты адаптации.

Адаптация по скорости или мощности должна осуществляться автоматически по наилучшему качеству сигнала (BER или отношению сигнал/шум).

2.2.1 Разработка нелинейной модели усилителя мощности

Для оценки эффективности алгоритмов адаптации в диссертационной работе предложена модель усилителя мощности на основе сигналов входа и выхода, полученных от реального усилителя мощности. Основой модели является аналитическое описание на базе обобщённой полиномиальной модели с памятью:

$$\begin{aligned}
 y_{gmp} = & \sum_{k \in K_a} \sum_{l \in L_a} a_{kl} x(n-l) |x(n-l)|^k \\
 & + \sum_{k \in K_b} \sum_{l \in L_b} \sum_{m \in M_b} b_{klm} x(n-l) |x(n-l-m)|^k \\
 & + \sum_{k \in K_c} \sum_{l \in L_c} \sum_{m \in M_c} c_{klm} x(n-l) |x(n-l+m)|^k
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

В данной модели $K_a L_a$ – число коэффициентов для сигнала и огибающей, записанных без временной задержки, $K_b L_b M_b$ – число коэффициентов для сигнала и огибающей, записанных с задержкой, $K_c L_c M_c$ – число коэффициентов для сигнала и огибающей, записанных с опережением. Таким образом, в данной модели учитывается влияние перекрёстных членов, ограниченных величиной задержки M_b . Данная модель дала наилучший результат при воспроизведении нелинейных свойств реального усилителя мощности.

Параметры реального усилителя мощности:

- а) Диапазон частот – 4,4 – 5 ГГц
- б) Максимальная излучаемая мощность – 100 Вт
- в) Уровень интермодуляционных искажений 3-го порядка – минус 27 дБ (типовое значение)

Для записи и анализа сигналов с выхода усилителя мощности было собрано специализированное рабочее место с использованием векторного

анализатора сигналов (Keysight N9040B) и векторного генератора сигналов (Keysight M9384B) (рисунок 2.11).

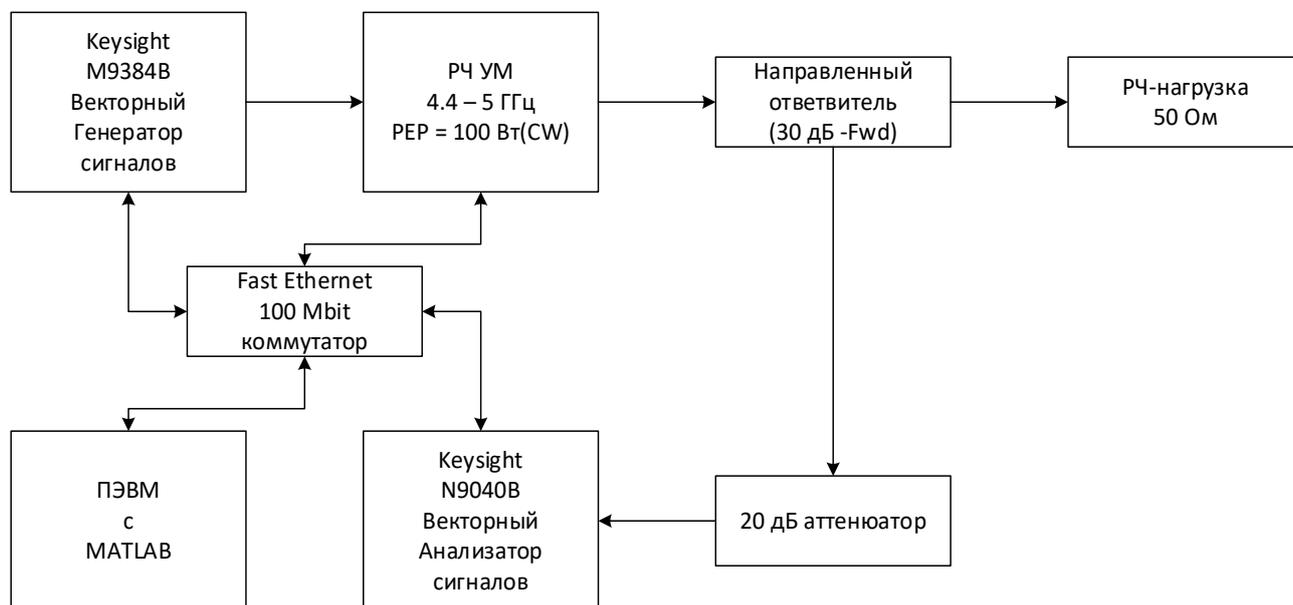


Рисунок 2.11 – Структурная схема специализированного рабочего места

Коэффициенты модели (от 25 до 144 в зависимости от структуры) рассчитывались с помощью рекурсивного метода наименьших квадратов. Оценка точности модели происходила с помощью расчёта нормализованной среднеквадратичной ошибки (NMSE) относительно реального сигнала. В таблице 2.2 представлены результаты измерения NMSE для различных типов сигналов и излучаемых частот усилителя мощности.

Таблица 2.2 – Значения среднеквадратичной ошибки (NMSE)

Значение NMSE относительно оригинала, дБ	Полоса сигнала / Несущая частота				
	28 МГц/ 4.4 ГГц	28 МГц/ 5 ГГц	56 МГц/ 4.4 ГГц	56 МГц/ 5 ГГц	80 МГц/ 5 ГГц
	- 65	-68	-72	-55	-63

Как видно из представленной таблицы, величина ошибки разработанной модели находится на достаточно низком уровне относительно величины реальных нелинейных искажений. Уровень интермодуляционных искажений 3-го порядка (IMD3) составляет минус 27 дБ.

На основе модели усилителя мощности и известных параметров радиочастотных компонентов была разработана модель радиочастотного тракта в среде Simulink. На рисунках 2.12, 2.13 представлены структурные схемы модели РЧ-тракта первого и второго конвертеров.

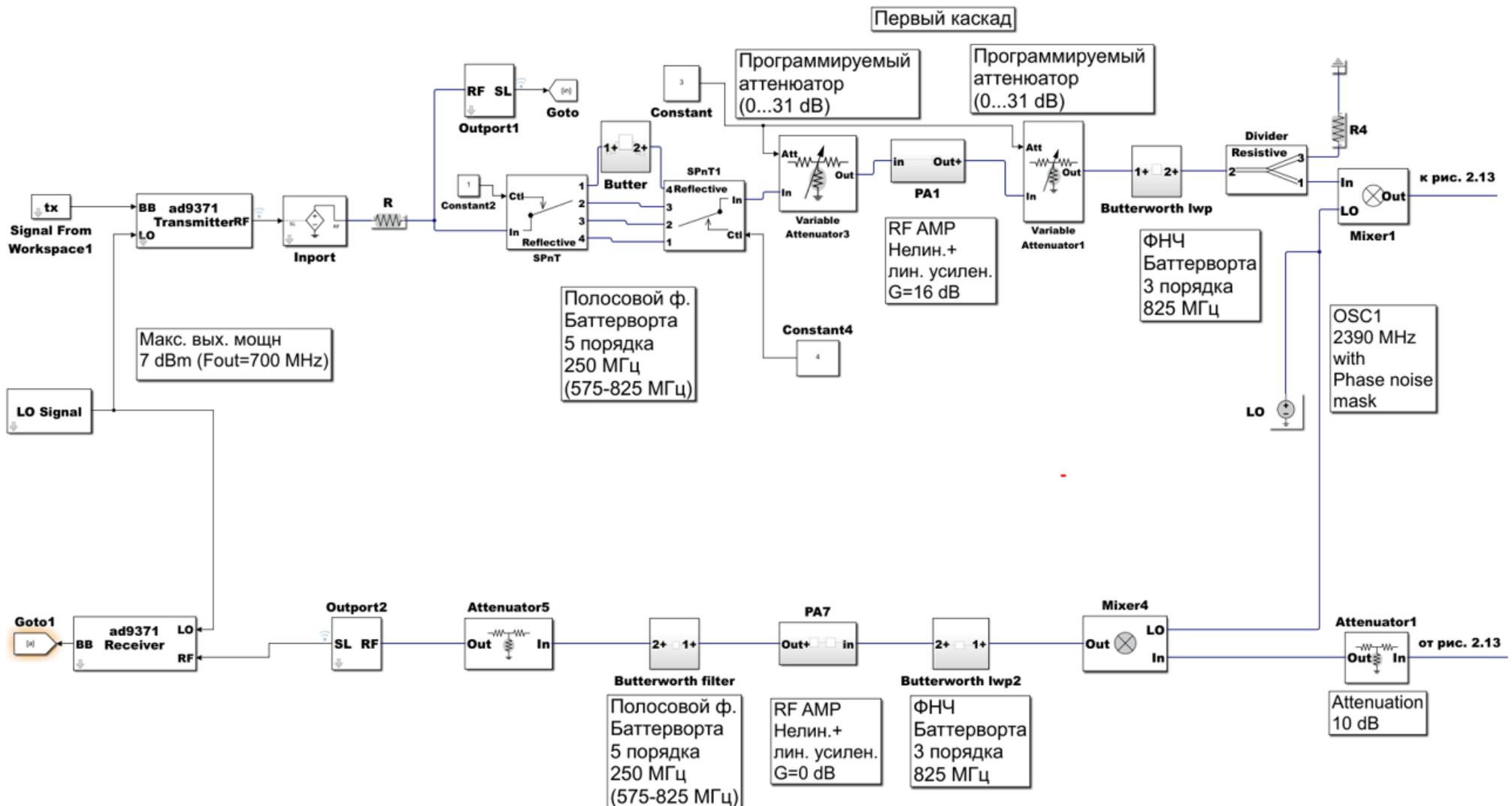


Рисунок 2.12 – Структурная схема модели РЧ-тракта первого конвертера

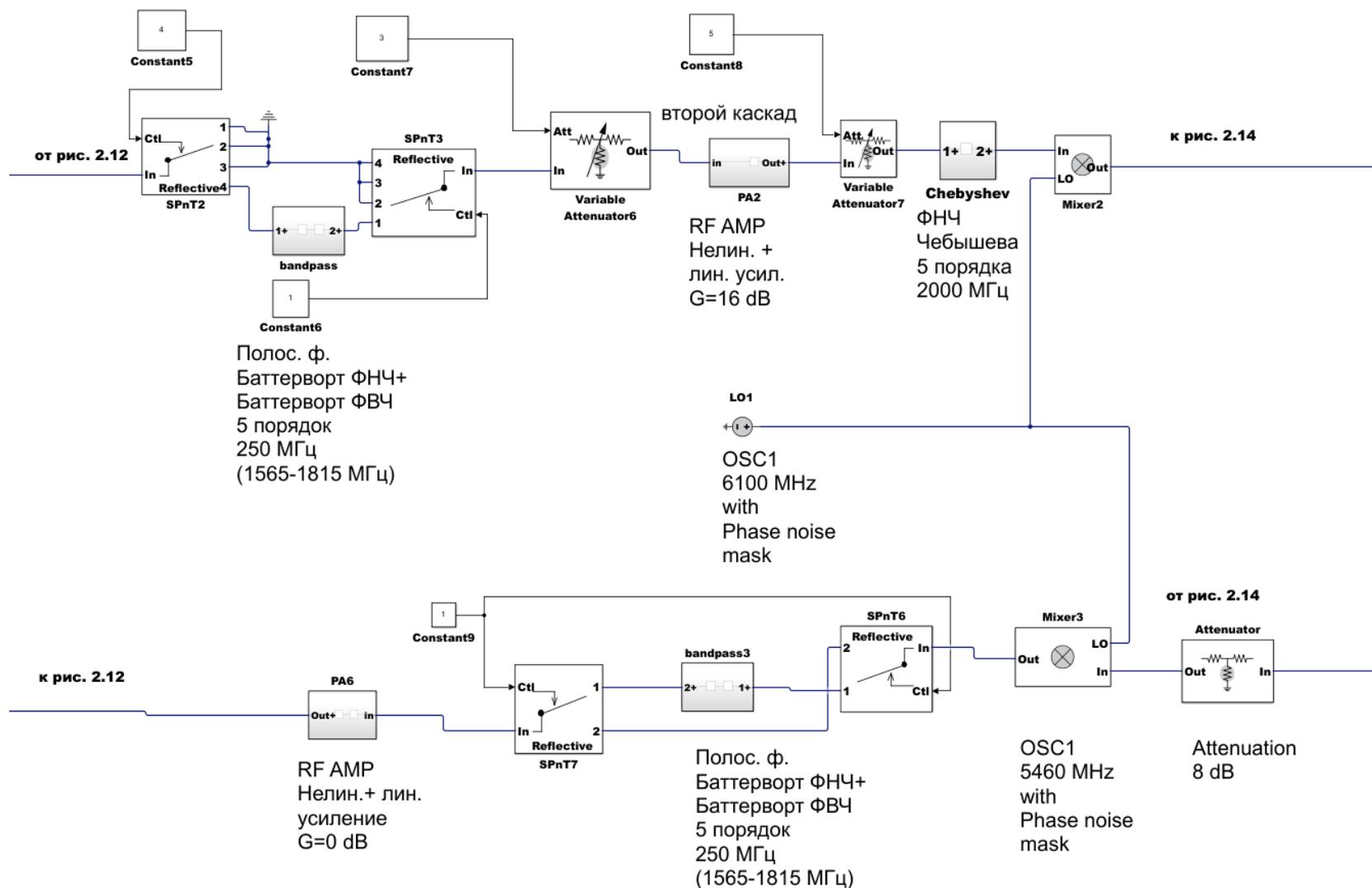


Рисунок 2.13 – Структурная схема модели РЧ-тракта второго конвертера (второй каскад)

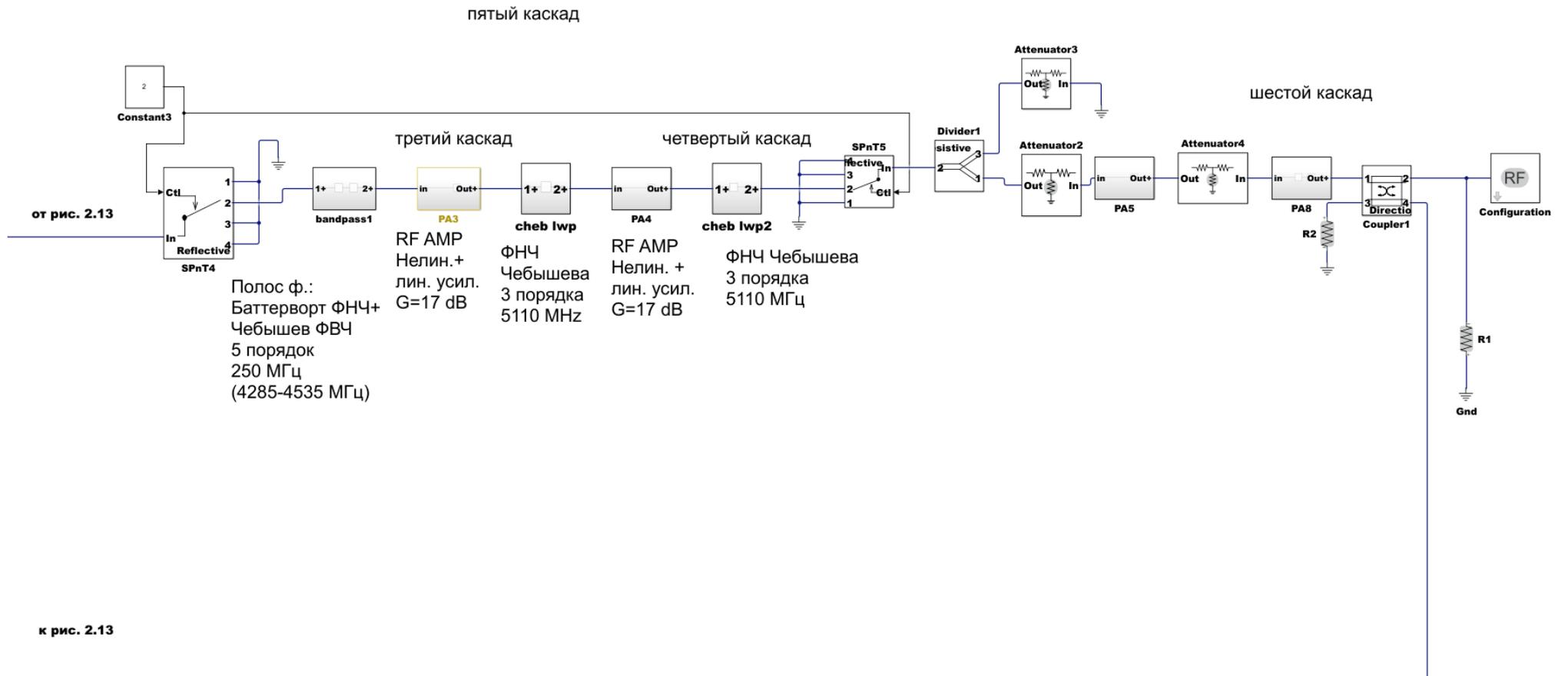


Рисунок 2.14 – Структурная схема модели РЧ-тракта второго конвертера (последующие каскады)

С использованием данной модели была выполнена оценка нелинейности, неравномерности АЧХ и спектральный состав выходного сигнала. Также на основе данной модели была выполнена оценка уровня фазовых шумов радиочастотного тракта. На рисунке 2.15 представлен спектр фазового шума на различных частотах отстройки.

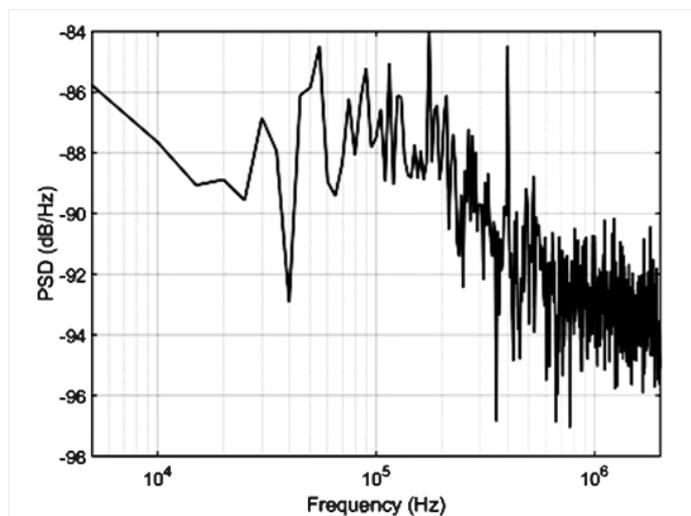


Рисунок 2.15 – Спектр фазового шума радиочастотного тракта

Как видно из представленного графика, уровень фазовых шумов находится ниже значений минус 84 дБ/Гц в при частотной отстройке до 1 МГц.

Основные полученные параметры РЧ-тракта:

- а) Неравномерность АЧХ – не более 3 дБ
- б) Уровень дискретных и побочных излучений – не более минус 63 дБ
- с) Уровень интермодуляционных искажений 3-го порядка – не более минус 27 дБ

2.2.2 Линеаризация радиопередающего тракта с использованием цифровых предсказаний

Использование системы ввода цифровых предсказаний предполагает наличие в тракте формирования сигналов функционального блока, позволяющего исказить полезный сигнал в соответствии с инверсной передаточной характеристикой радиочастотного тракта.

Существует несколько способов реализации функционального блока ввода предсказаний:

1) Табличный способ, на основе таблиц аппроксимации нелинейности амплитуды и нелинейности фазы сигнала [49].

2) Аналитический способ, на основе нелинейной функциональной зависимости (полиномиальная модель, полиномиальная модель с памятью, модель на основе рядов Вольтера и др.).

3) Комбинированный способ, на основе табличной аппроксимации известных нелинейных функций.

К преимуществам табличного способа можно отнести сравнительно невысокую трудоёмкость вычисления значений таблиц аппроксимации. Как правило, для табличного способа используется линейная, кубическая, кусочно-линейная или сплайновая аппроксимация. Однако, табличный способ малоприменим для описания инерционных свойств усилителей мощности, так как для их описания требуется увеличение количества таблиц и существенно усложняется процедура вычисления значений этих таблиц. То же самое относится и к процедуре адаптации таблиц с течением времени, так как адаптировать необходимо каждый элемент таблиц.

Аналитический способ предполагает использование нелинейных функциональных зависимостей, как правило, степенных функций (полиномов), для расчёта коэффициентов полиномов решается линейная задача наименьших квадратов через процедуру псевдо-обращения Мура-Пенроуза, сингулярное разложение, QR-разложение и др. [50]. Преимуществом аналитического способа является возможность

использования рядов Вольтера для полноценного описания нелинейных свойств усилителя мощности с учётом влияния инерционных свойств в различные моменты времени, а также упрощённых вариантов рядов Вольтера: модель Вольтерра со снижением девиации динамики, полиномиальная модель с памятью, обобщённая полиномиальная модель с памятью и др.

Адаптацию коэффициентов блока ввода предсказаний, выполненного на основе аналитической модели целесообразно выполнять с помощью алгоритма косвенного обучения. Основным преимуществом алгоритма косвенного обучения является то, что он способен начать работу с «нуля», не имея начальных (заранее рассчитанных) параметров для блока ввода предсказаний. Структурная схема системы ввода предсказаний с косвенным обучением представлена на рисунке 2.16.

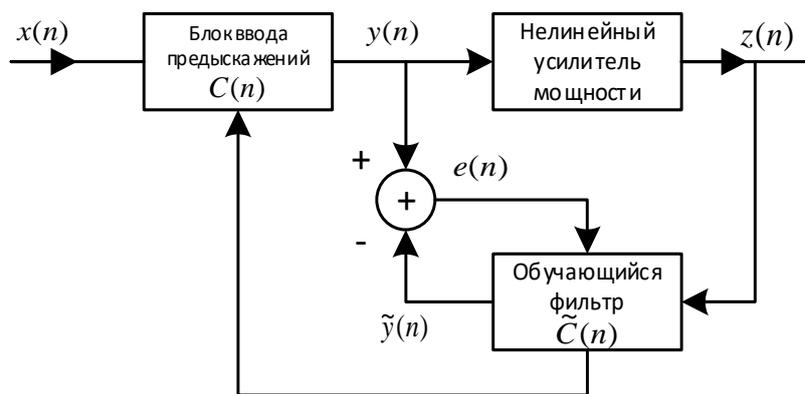


Рисунок 2.16 – Структурная схема системы ввода предсказаний с косвенным обучением

Адаптация параметров системы ввода предсказаний происходит по сигналу ошибки, который является разностью между сигналом на выходе блока ввода предсказаний в прямом канале и сигнала на выходе обучающегося фильтра в обратном канале. Коэффициенты системы ввода предсказаний постоянно подстраиваются (рекурсивный алгоритм) при сравнении двух сигналов с выхода блока ввода предсказаний и с выхода

обучающегося фильтра. Основными алгоритмами адаптации для систем с косвенным обучением являются:

- a) Метод наименьших квадратов (LMS)
- b) Нормализованный метод наименьших квадратов (NLMS)
- c) Рекурсивный метод наименьших квадратов (RLS)
- d) Рекурсивный метод прогноза ошибки (RPEM)

2.2.3 Адаптивный режим по кодовой скорости

Данный режим работы подразумевает использование обратного канала связи, по которому модем, работающий в приемном режиме, передает модему, работающему в передающем режиме, требование об используемой СКК в зависимости от отношения сигнал/шум на входе демодулятора.

Для передачи требования об используемой СКК, а также текущей СКК используется кадровый дескриптор, который вставляется перед блоком полезных данных в каждом новом кадре (таблица 2.3).

Кадровый дескриптор состоит из двух полей: поле СКК-текущего кадра, в котором содержится вся необходимая приемному модему информация, для успешной демодуляции и декодирования текущего кадра, и поле требуемой СКК, которую необходимо применять на передающей стороне.

Кадровый дескриптор кодируется с базовой скоростью $1/3$ и модулируется с применением QPSK модуляции. Размер кодового слова составляет 40 бит. Для обеспечения дополнительной помехоустойчивости применяется режим повторений в количестве 16 и 8, для радиорелейного и тропосферного режимов.

Для работы в адаптивных режимах требуется в каждом кадре производить оценку отношения сигнал/шум SNR (рис. 2.17), которая затем сравнивается с требуемым SNR используемой СКК, и в зависимости от их разности, принимается решение о переходе на другую СКК, использующую большую/меньшую кодовую скорость.

Таблица 2.3 – Структура кадрового дескриптора

Структура дескриптора

Поле СКК-текущего кадра														Поле требуемой СКК																									
0-й байт				1-й байт				2-й байт				3-й байт				4-й байт																							
Режим управления		Режим канала		Индекс скорости данных				Индекс модуляции		Индекс кодовой скорости		Режим адаптации				Индекс СКК/требуемый уровень мощности																							
x	x	b	b	x	x	x	b	x	d	d	d	d	d	d	d	d	d	d	d	x	d	d	d	x	x	x	x	x	x	x	b	d	d	d	d	d	d	d	d
00 - Ручной				0 - радиорелейный				82 – 330320 кбит/с 0 – 96 кбит/с				2 – QPSK 3 – 8-PSK 4 – 16-QAM 6 – 64-QAM 7 – 128-QAM 8 – 256-QAM		0 – 1/3 1 – 1/2 2 – 2/3 3 – 3/4 4 – 5/6		0 – скорость				Индекс модуляции 2 – QPSK 3 – 8-PSK 4 – 16-QAM 6 – 64-QAM 7 – 128-QAM 8 – 256-QAM		Индекс кодовой скорости 0 – 1/3 1 – 1/2 2 – 2/3 3 – 3/4 4 – 5/6																	
01 – адап. скорость				1 - тропосферный										1 - мощность				требуемый уровень мощности																					
10 – адап. мощность																																							

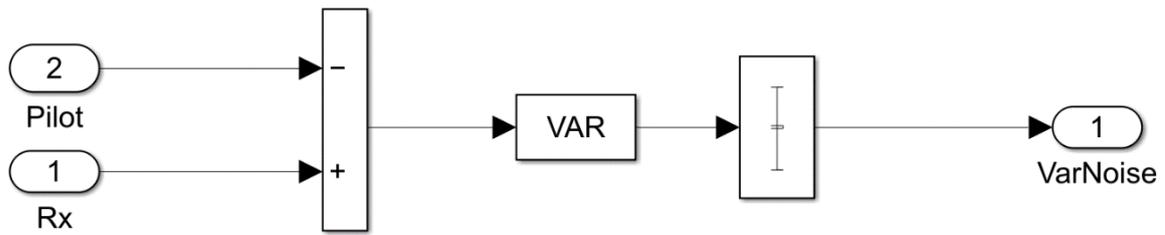


Рисунок 2.17 – Блок оценки отношения сигнал/шум

Алгоритм оценки отношения сигнал/шум SNR:

1. Вычисляется разность значений опорных и принятых пилотных символов.

2. Оценивается дисперсия шума согласно формуле:

$$y = \sigma^2 = \frac{\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N |u_{ij}|^2 - \frac{1}{MN} \left| \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N u_{ij} \right|^2}{MN - 1}. \quad (2.3)$$

где $u_{i,j}$ – входные элементы данных с индексами i,j ; M – длина вектора столбца, N – число столбцов.

3. Оценка дисперсии шума переводится в значение SNR:

$$SNR = \frac{P_c}{\sigma^2} = \frac{E_b}{N_0} \frac{R}{W}. \quad (2.4)$$

где $E_b = P_c / R$ – энергия на один информационный бит, R – битовая скорость. При записи (2.4) учтено, что на практике мощность полезного сигнала нормируется к единице и поэтому требуется только оценка мощности шума.

2.3 Компенсация искажений канала

Для разработки алгоритмов компенсации искажений сигнала была разработана модель в среде Simulink. Компенсация искажений сигнала производится в частотной области после OFDM демодуляции. Для этого используется подсистема Fixer (рис. 2.18), которая включает в себя: блок имитации узкополосной помехи Add Pomcha, блок режекции узкополосной помехи narrowband_system, блок оценки мощности шума Noise Power Estimator, эквалайзер Equalizer.

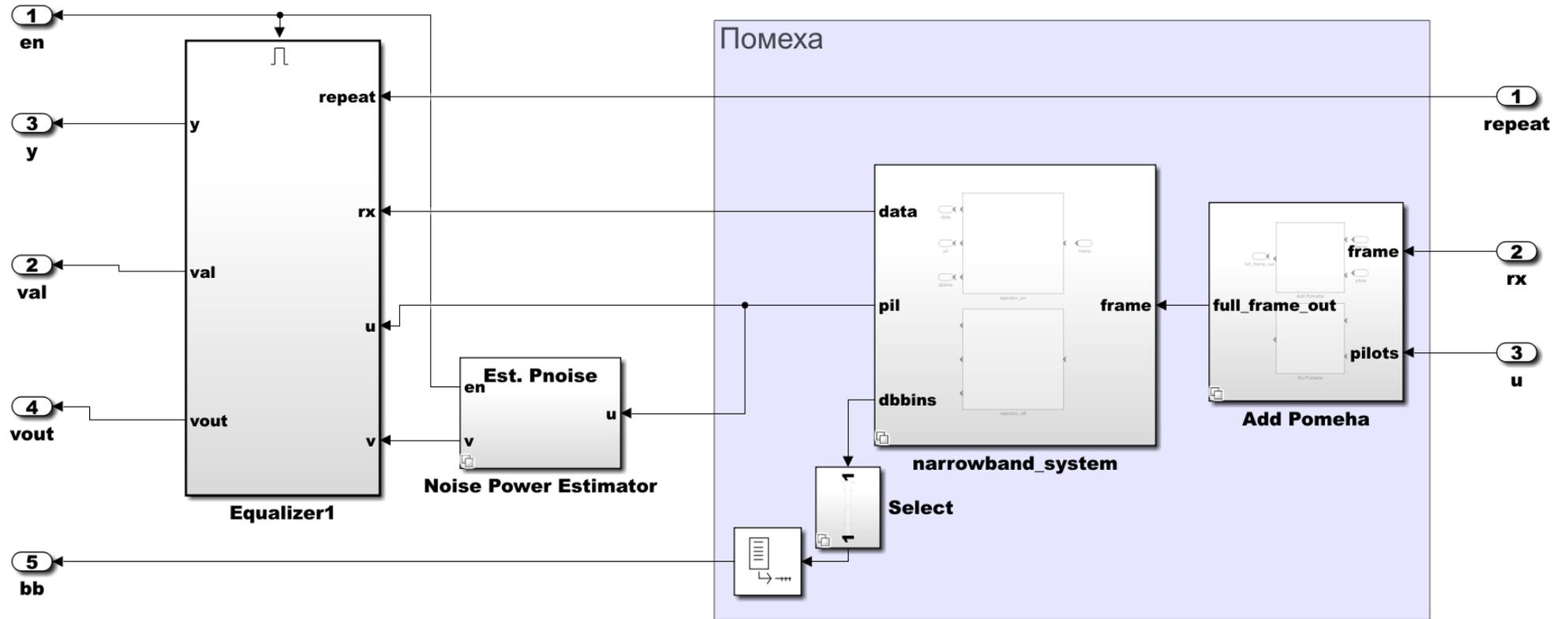


Рисунок 2.18 – Структура блока Fixer

2.3.1 Блок оценки мощности шума

Оценка шума производится путем вычитания LMS оценки канала (по пилотам) из оценки канала, текущего OFDM символа (рис. 2.18). После этого вычисляется средняя мощность шума среди всех пилотов. Модель данного алгоритма показана на рис. 2.19 – 2.23.

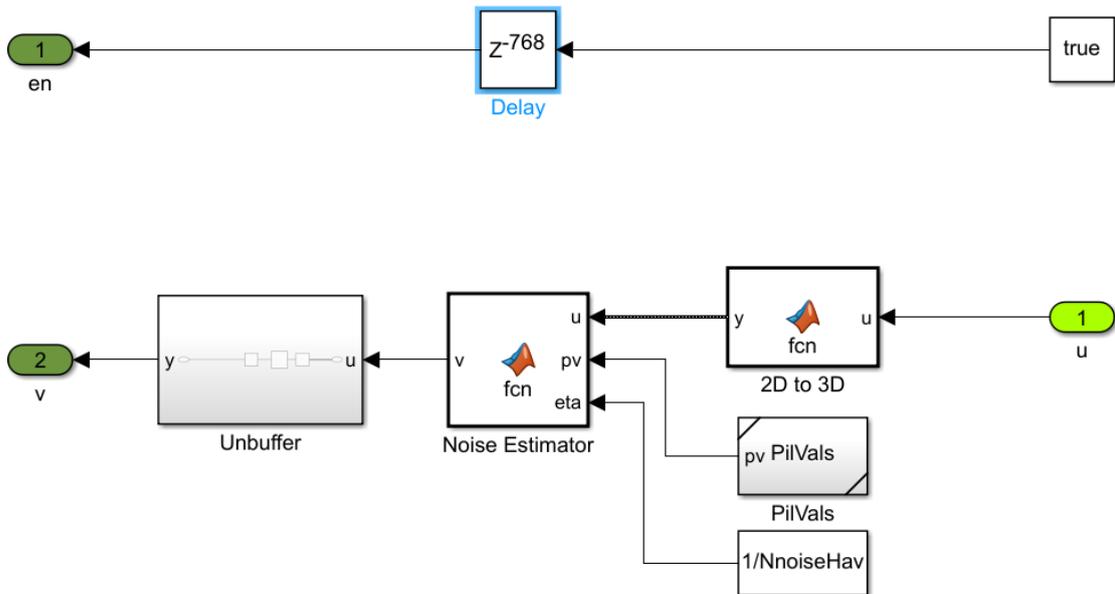


Рисунок 2.19 – Блок оценки мощности шума (Noise Power Estimator)

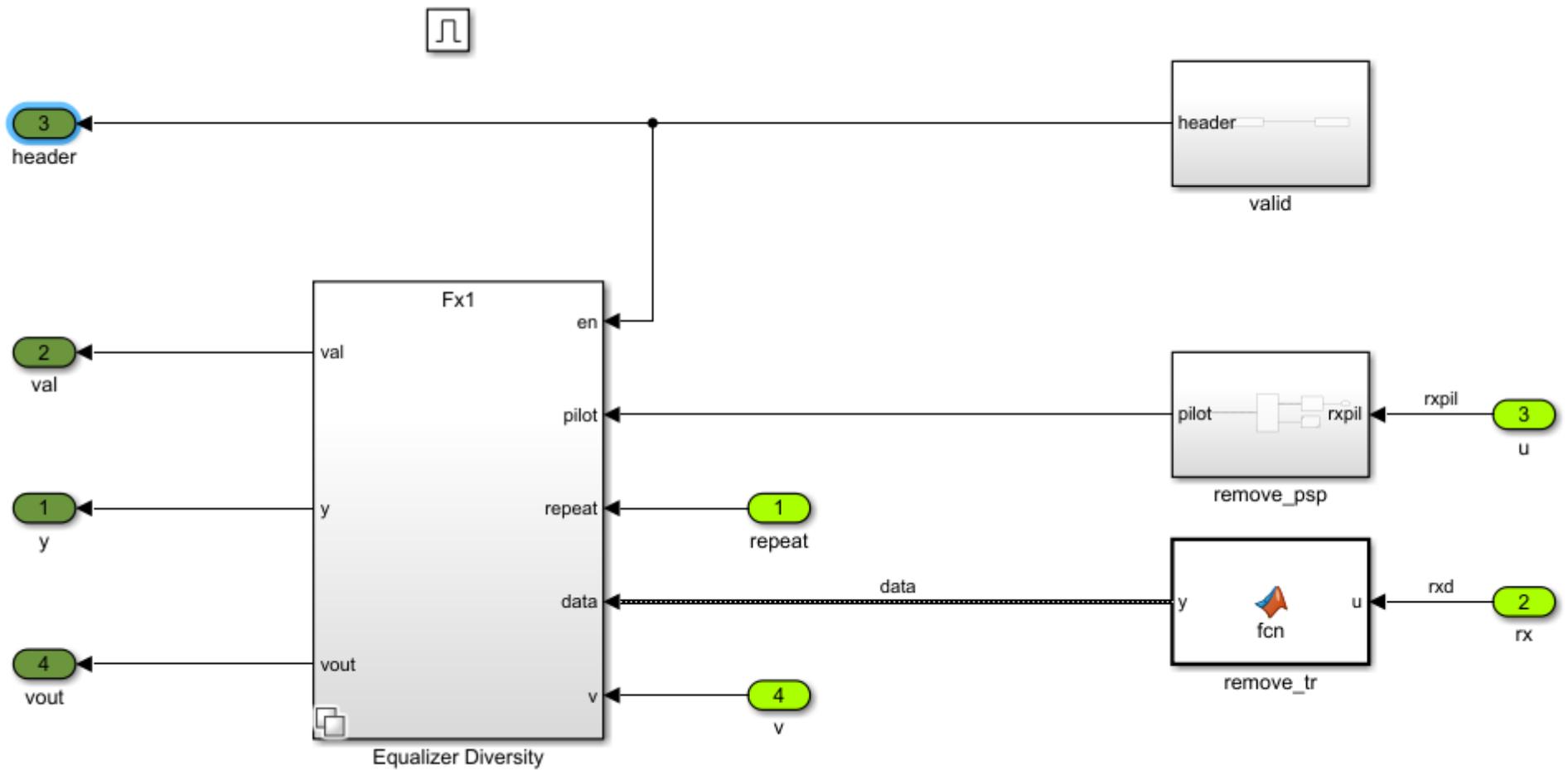


Рисунок 2.20 – Структура блока Equalizer

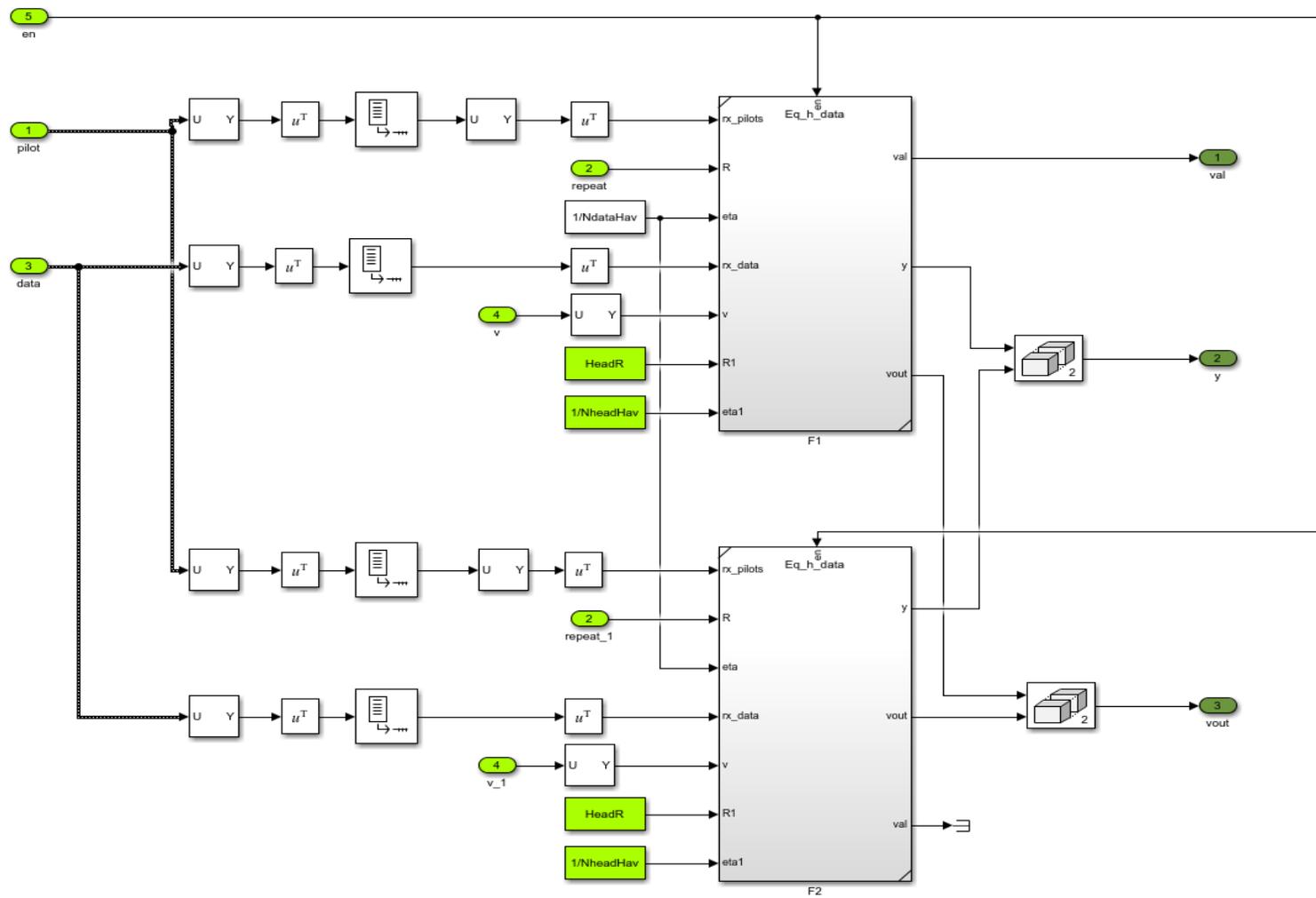


Рисунок 2.21 – Структура эквалайзера при обработке частотного разнесения

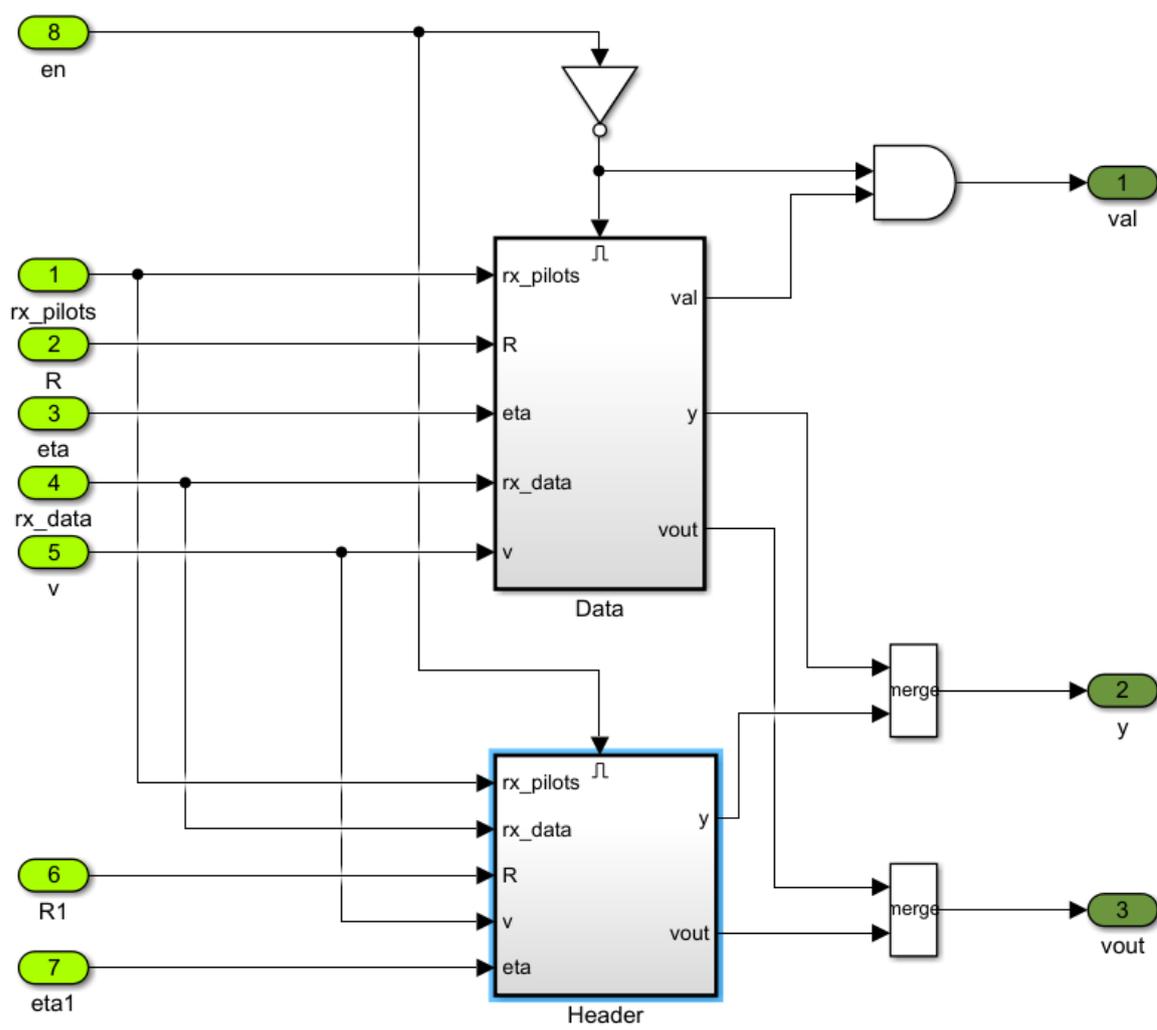


Рисунок 2.22 – Структура эквалайзера для заголовка и данных

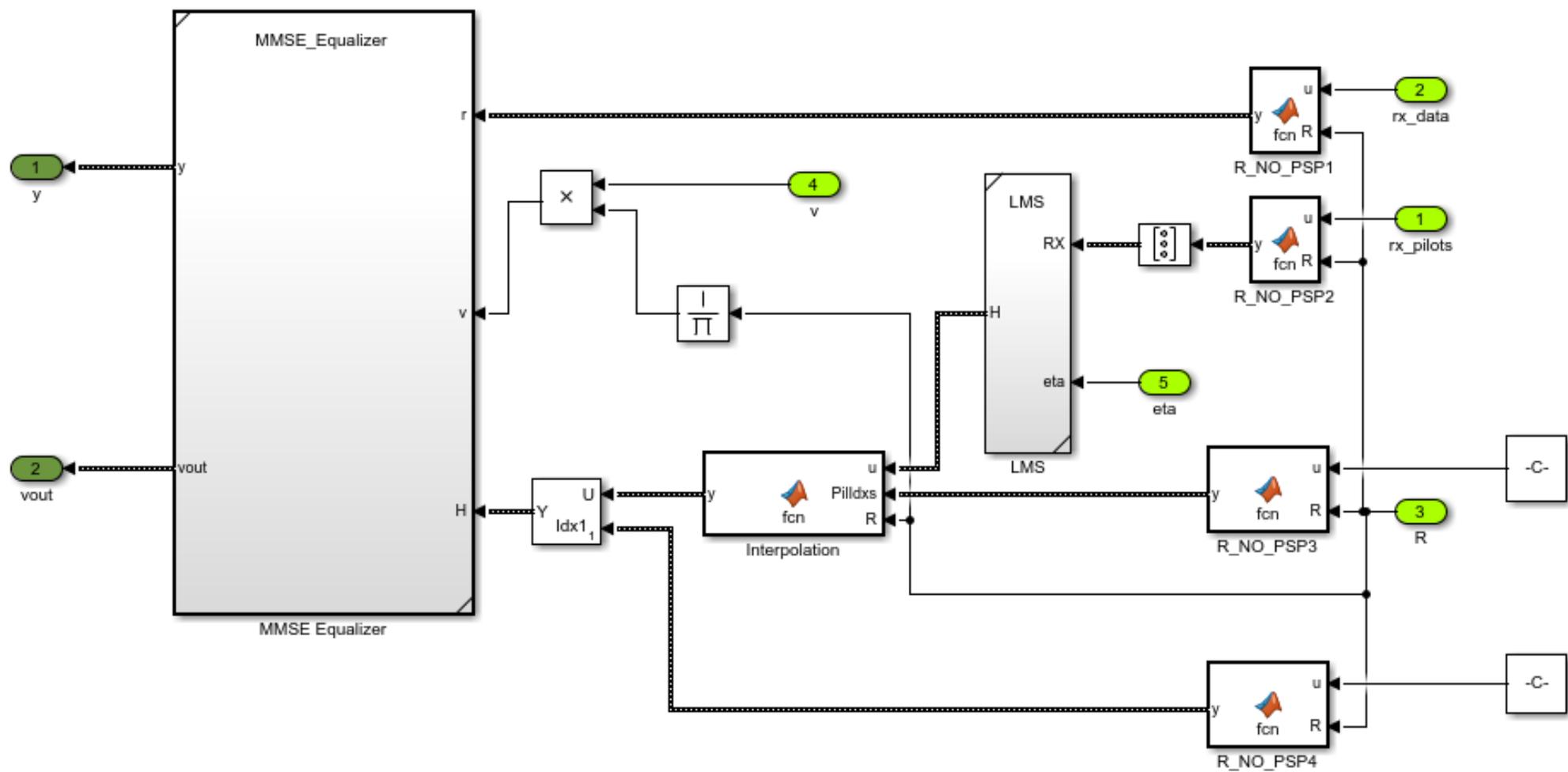


Рисунок 2.23 – Структура последовательного эквалайзера

2.3.2 Алгоритм оценки наименьшего среднего квадратичного значения (LMS) канала

Пусть принимаемый сигнал на k -й поднесущей

$$Y(k) = X(k)H(k) + W(k),$$

где $X(k)$ - переданный сигнал, $H(k)$ - передаточная функция канала, $W(k)$ - шум на k -й поднесущей.

Тогда LS оценкой канала будет $H(k) = Y(k)X(k)$.

LMS оценка канала H подразумевает обучение оценщика на N_{Hav} последовательных символах, и производится при помощи следующего итерационного алгоритма для N_{sym} OFDM-символов:

$$e(k,i) = H(k,i+1) - H(k,i),$$

$$H(k,i+1) = H(k,i) + e(k,i),$$

где $i = 1, 2, \dots, N_{\text{sym}}, = 1, N_{\text{Hav}}$ - параметр обучения, а $H(k,1) = H(k,i+1)$.

2.3.3 Эквалайзер минимальной среднеквадратичной ошибки

Эквалайзер, спроектированный по критерию минимальной среднеквадратичной ошибки (Minimum Mean Square Error – MMSE) (рис. 2.24), позволяет взвешенно усиливать шум и полезный сигнал на «проседающих» из-за селективности канала поднесущих, что улучшает итоговую BER системы.

Математически данный метод можно описать как

$$X(k) = Y(k)H(k)^*H(k)^2 + w^2x^2,$$

где $*$ - комплексное сопряжение, w^2 - дисперсия шума, x^2 - дисперсия полезного сигнала. На практике мощность полезного сигнала нормируется к единице и поэтому требуется только оценка мощности шума.

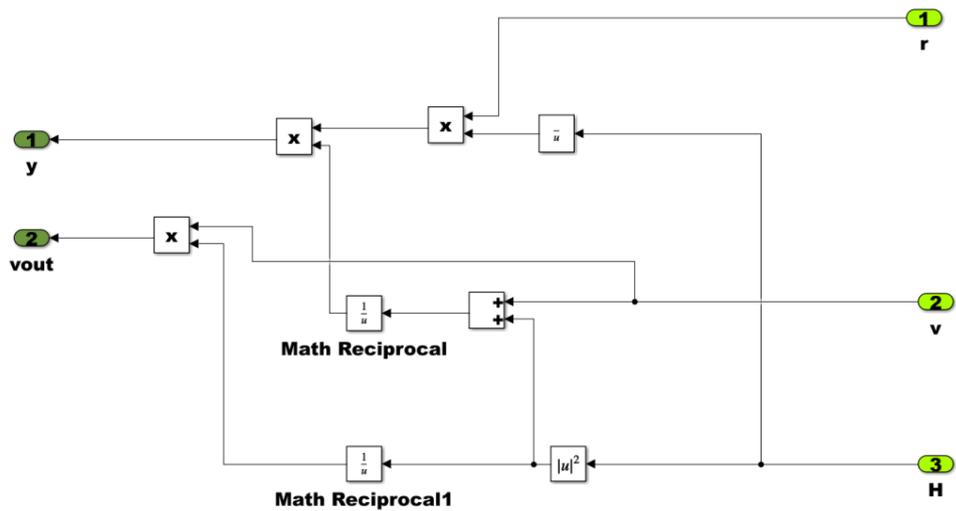


Рисунок 2.24 – Структура эквалайзера MMSE

2.3.4 Помехоустойчивость OFDM-модема с учётом эквалайзера

Вероятность битовой ошибки при применении алгоритмов выравнивания зависит от точности оценки канала. Оценка по одному OFDM-символу начинает давать значительную погрешность при $SNR < 20$ дБ. В нашей модели для более точной оценки канала применяется метод LMS. Точность полученных оценок зависит от параметра обучения, который является обратной величиной от числа “усредняемых” символов: $N_{dataHav}$ и $N_{headHav}$.

На рисунке 2.25 показаны графики BER с MMSE эквалайзером при $N_{dataHav} = N_{headHav} = 10$ для тропосферного режима. Графики BER приведены для скоростей, поддерживаемых адаптацией по скорости (кроме скоростей с повторениями) для тропосферного режима. Последние требуют много времени для прямого измерения, поэтому пороги отсчитывались от порогов QPSK 1/2 и QPSK 2/3 по 3 дБ за каждое увеличение повторений в 2 раза.

На рисунке 2.26 показаны графики BER с эквалайзером при $N_{dataHav} = N_{headHav} = 50$ для радиорелейного режима.

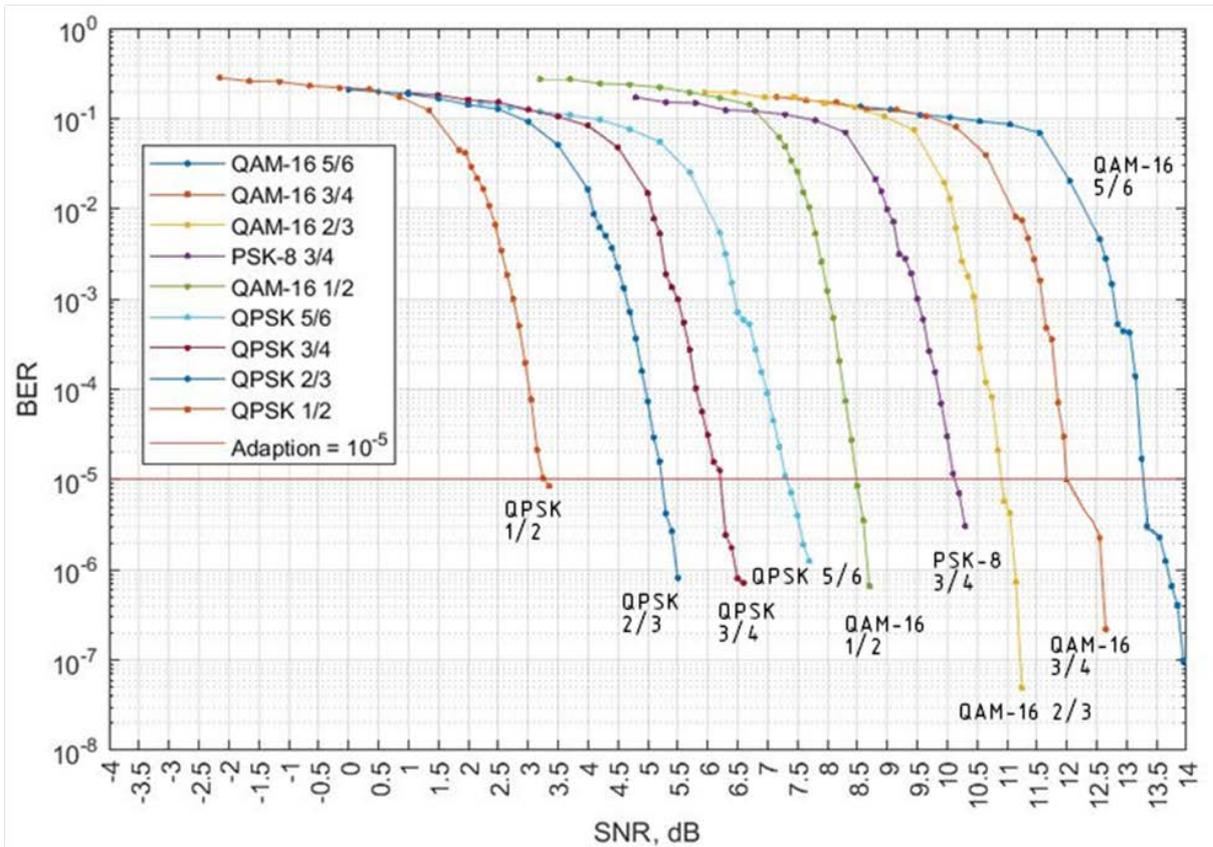


Рисунок 2.25 – Графики BER с эквалайзером для тропосферного режима

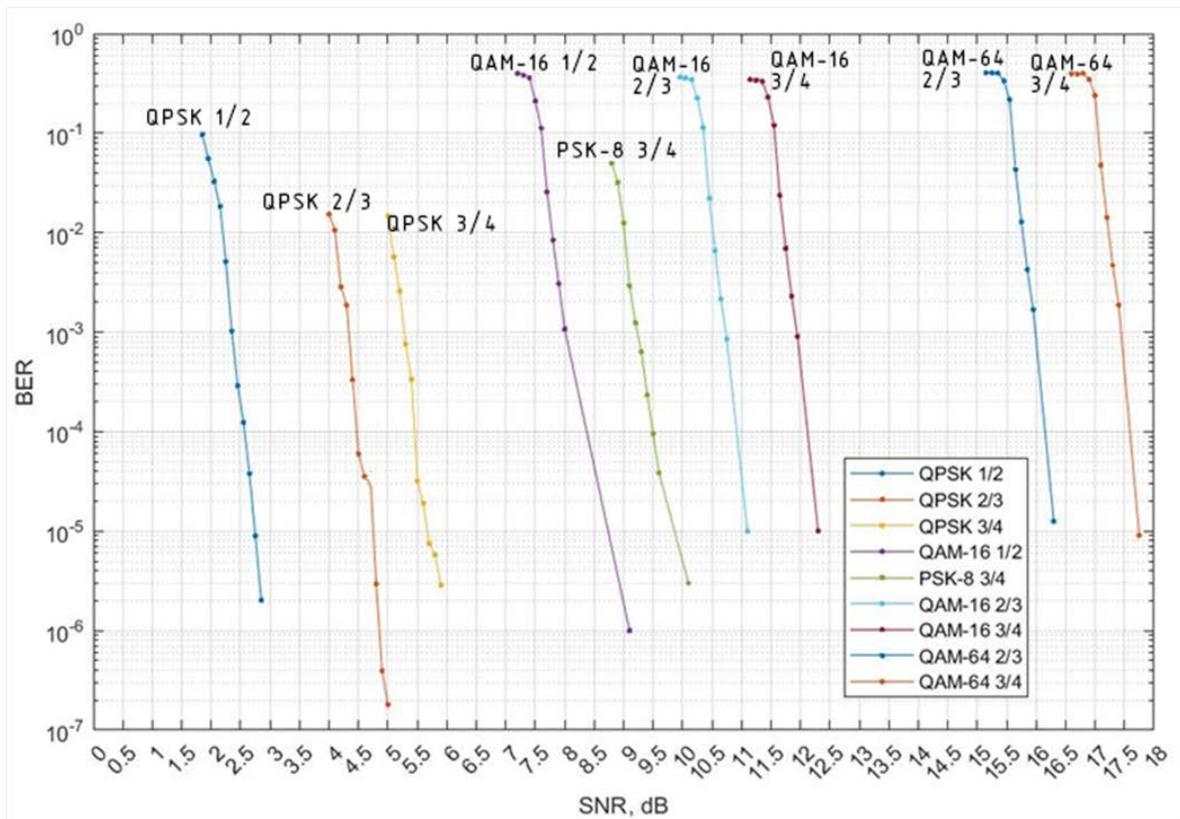


Рисунок 2.26 – Графики BER с эквалайзером для радиорелейного режима

Как видно из рисунков, при вероятности ошибки на бит $BER=10^{-5}$ для наиболее энергетически эффективной СКК QPSK 1/2 пороговое значение SNR составляет около 3 дБ как для тропосферного, так и радиорелейного режимов. По сравнению с QPSK 2/3 энергетический выигрыш в этом случае не менее 2 дБ. При равной кодовой скорости СКК на основе QPSK обеспечивают значительный энергетический выигрыш по отношению к СКК на основе QAM: от 6 до 12 дБ соответственно для 16-QAM и 256-QAM. Сигнально-кодированные конструкции, использующие 8-PSK, занимают промежуточное положение, проигрывая в помехоустойчивости QPSK около 4 дБ.

2.4 Повышение устойчивости модема к воздействию узкополосных помех

2.4.1 Структура и принцип работы АРУ приёмной части модема

Негативное воздействие узкополосных помех на радиоприёмный тракт модема проявляется в снижении отношения сигнал/шум и потере информации в поражённых помехами полосах частот.

В модеме используется микросхема трансивера AD9371 фирмы Analog Devices [1]. Особенностью микросхемы является то, что в составе её приёмной части имеются функциональные блоки регулировки, настройки и анализа мощности входного сигнала (рисунок 2.26).

Посредством интерфейса SPI могут отправляться команды для установки конкретных уровней регулировки каждого регулируемого блока: внешний аттенюатор (External Attenuation), внутренний аттенюатор (Internal Attenuation), цифровой аттенюатор/усилитель (Digital Gain/Attenuation), цифровой усилитель-компенсатор (Digital Gain Compensator). Также можно считать информацию о состоянии блоков: аналоговый пиковый детектор (Analog Peak Detector), цифровой полуполосовой детектор перегрузки (Half-band overload detector), измеритель мощности после КИХ-фильтра корректора (RFIR Power Measurement), измеритель мощности в основной полосе пропускания (BBDC2 Power Measurement).

Система регулирования уровня входного сигнала может работать в трёх режимах: ручном, гибридном и автоматическом.

В ручном режиме регулировка осуществляется пользователем дистанционно: алгоритм регулировки уровней реализуется на дистанционном управляющем устройстве (модеме). Однако, за счёт временной задержки считывания регистров и исполнения команд, данный режим обладает низким быстродействием в сравнении с гибридным и автоматическим режимом.

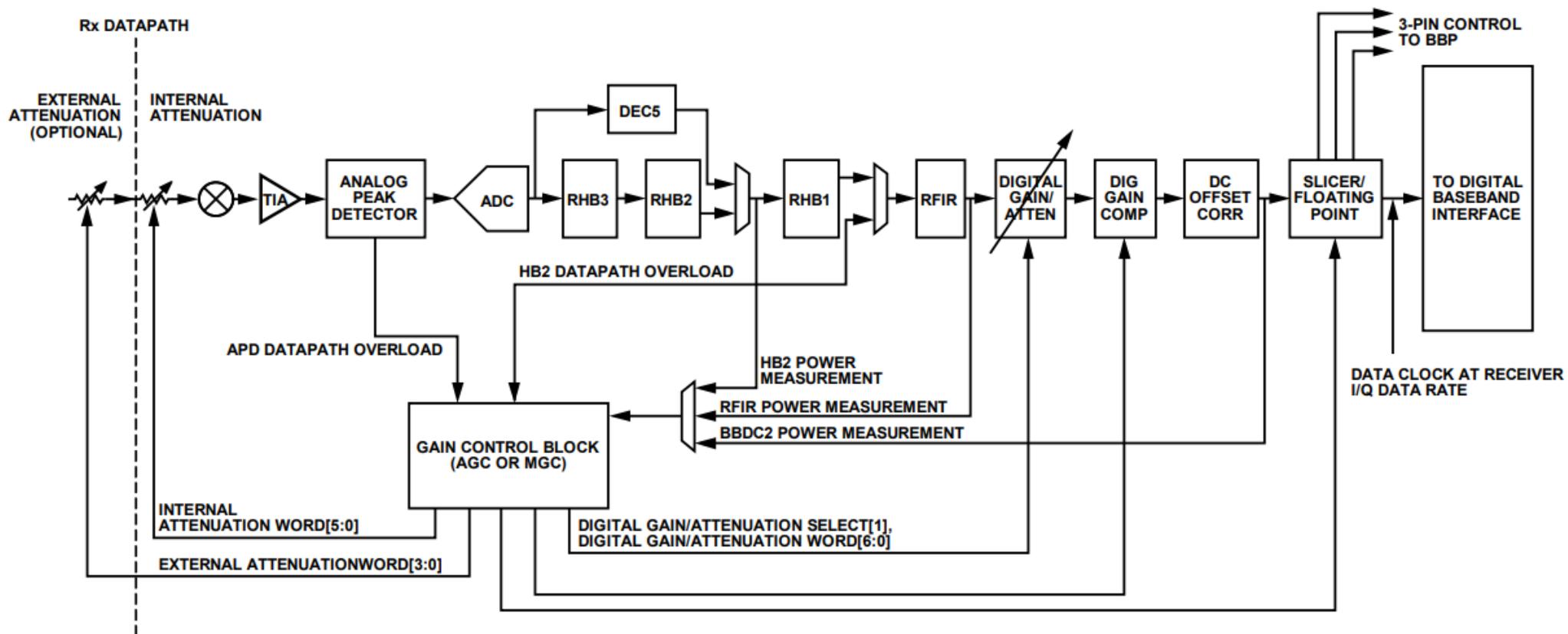


Рисунок 2.26 – Структурная схема входного приёмного тракта микросхемы трансивера AD9371

Гибридный режим во многом схож с автоматическим режимом, отличие заключается в наличии команд от внешнего устройства (модема), дающих старт на выполнение регулировки. По сути, внешнее устройство осуществляет контроль за работой автоматического режима.

Автоматический режим является полностью автономным и работает в соответствии с заданными параметрами регулировки. Имеет расширенные возможности по контролю за состоянием сигнала, так как имеет один аналоговый и три цифровых детектора сигнала. На рисунке 2.27 представлена временная диаграмма работы АРУ.

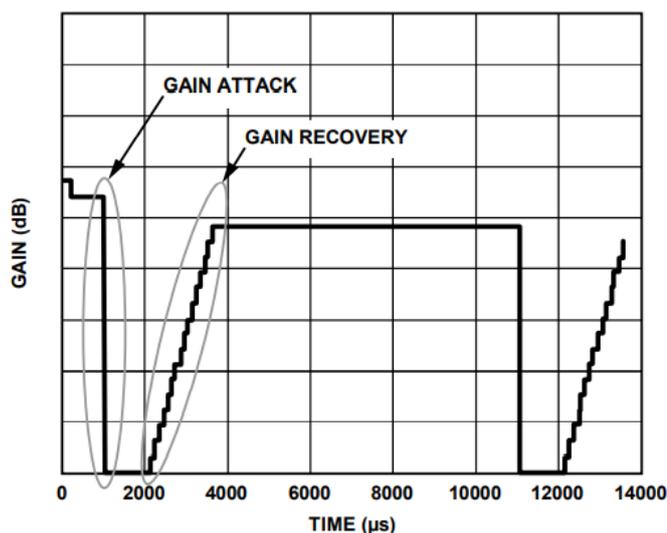


Рисунок 2.27 – Временная диаграмма работы АРУ

Как видно из рисунка, алгоритм АРУ осуществляет резкое снижение коэффициента усиления при превышении входным сигналом определённого порога, а затем осуществляет плавное восстановление уровня сигнала до заданного значения. Кроме того, в системе АРУ присутствует функция «fast attack», позволяющая резко снизить уровень входного сигнала в случае превышения определённого порога.

В соответствии с требованиями к модему узкополосная помеха может превышать полезный сигнал на 30 дБ. Встроенная система АРУ AD9371 позволяет осуществлять комбинированную регулировку с использованием

аналогового и цифрового аттенюаторов с динамическим диапазоном более 30 дБ. Основная задача по предотвращению блокирования ложится на алгоритм АРУ. С помощью аналогового пикового детектора (Analog Peak Detector) происходит снижение уровня входного сигнала до значений, соответствующих нижнему порогу диапазона срабатывания АРУ на восстановление мощности. Дальнейшая регулировка может осуществляться с помощью цифрового усилителя/аттенюатора (Digital Gain/Attenuation). На рисунке 2.28 представлена модель микросхемы AD9371 в среде Simulink.

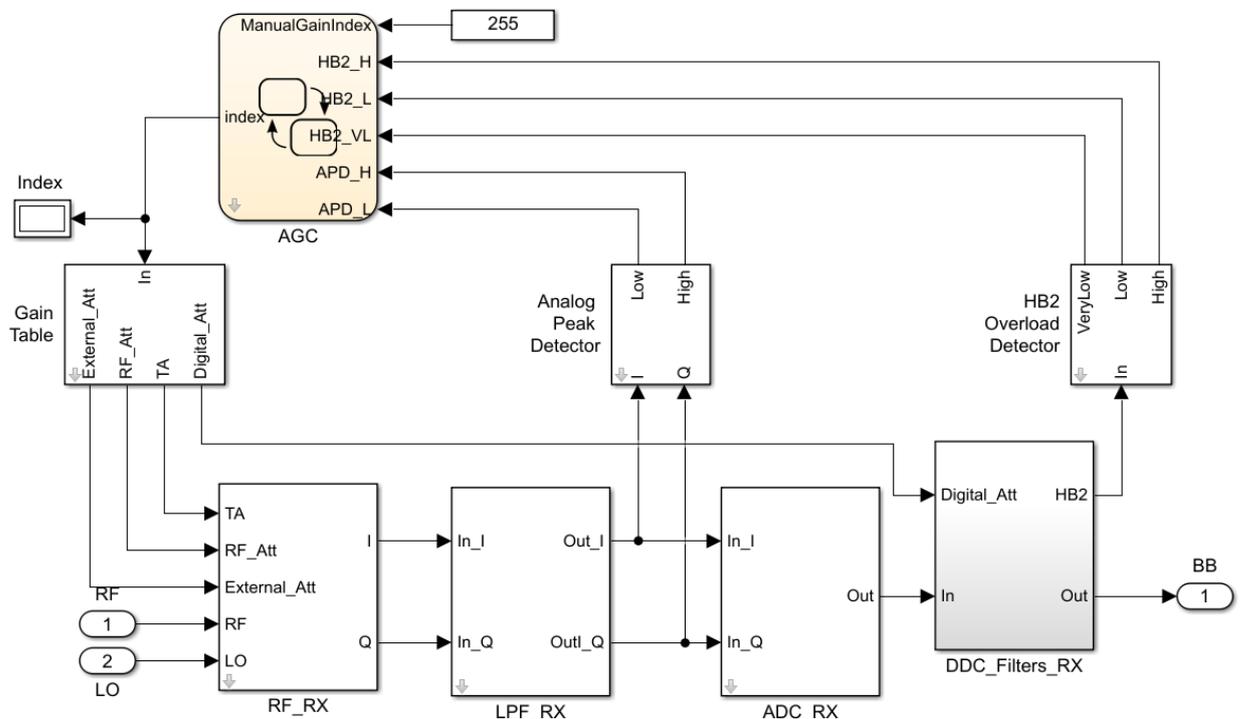


Рисунок 2.28 – Модель микросхемы AD9371 в среде Simulink

В данной модели реализованы все представленные на рисунке 2.24 функциональные блоки регулировки и контроля входного сигнала. Так как все представленные блоки реализованы в аппаратной части микросхемы, то основная задача заключается в определении устанавливаемых параметров блоков. Динамический диапазон регулировки усиления для каналов RX1 и RX2 микросхемы AD9371 достигает 30 дБ (при использовании аналогового и

цифрового аттенюатора). Динамический диапазон регулировки может быть увеличен за счёт внешнего управляемого аттенюатора.

В автоматическом режиме регулировка осуществляется с помощью таблицы адресации регулировки, записанной в микросхеме AD9371, которая включает 255 адресов, инкремент адреса на единицу изменяет усиление на ~0.5 дБ. Таблица адресации распределяет коэффициент усиления/ослабления между аналоговым и цифровым аттенюаторами. При необходимости в таблицу могут быть записаны другие значения. На рисунке 2.29 представлен график значений таблицы адресации АРУ.

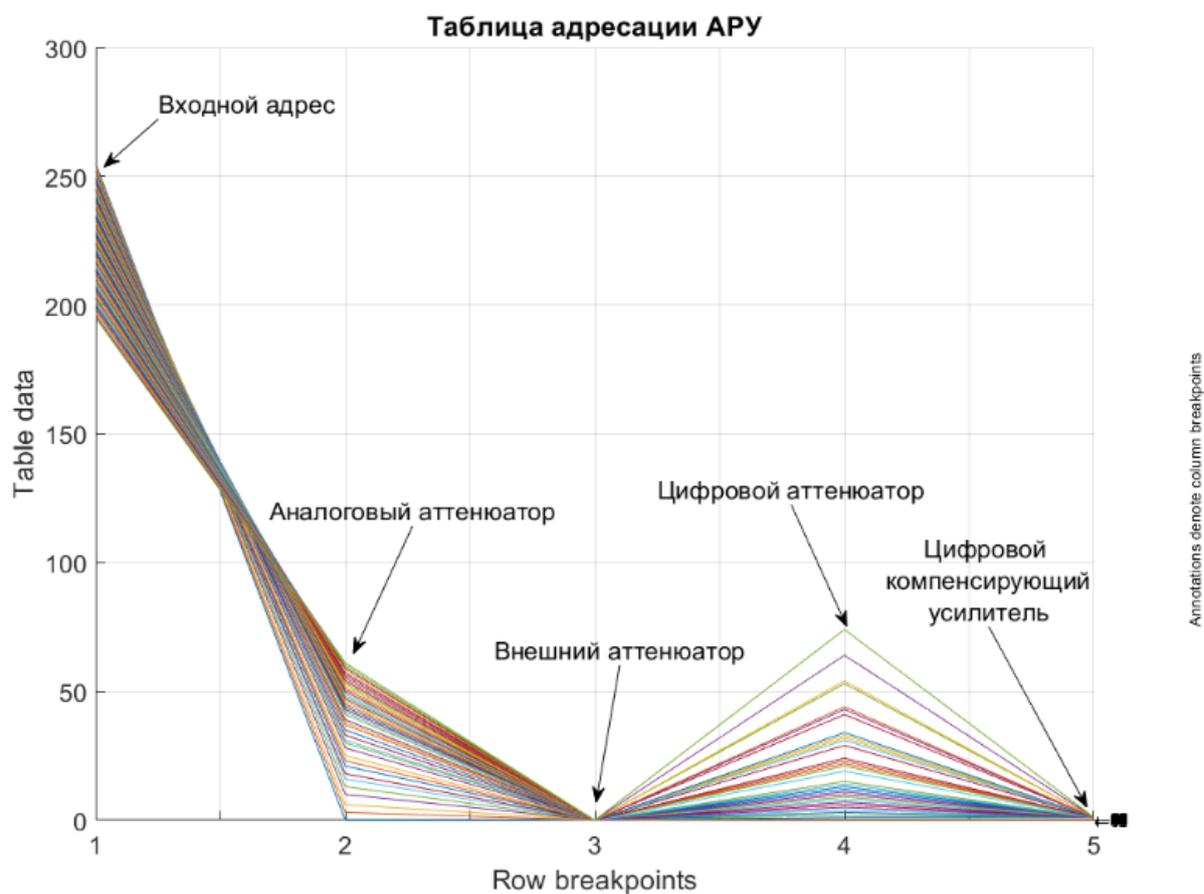


Рисунок 2.29 – График значений таблицы адресации АРУ

Как видно из графика, основными регуляторами являются аналоговый аттенюатор и цифровой аттенюатор. Заданный диапазон регулировок

позволяет принимать сигнал с узкополосными помехами, превышающими уровень полезного сигнала на 30 дБ без блокирования полезного сигнала.

На рисунке 2.30 представлены спектры сигнала на выходе приёмной части трансивера AD9371 с системой АРУ (красный график – с тремя узкополосными помехами, синий – без помех).

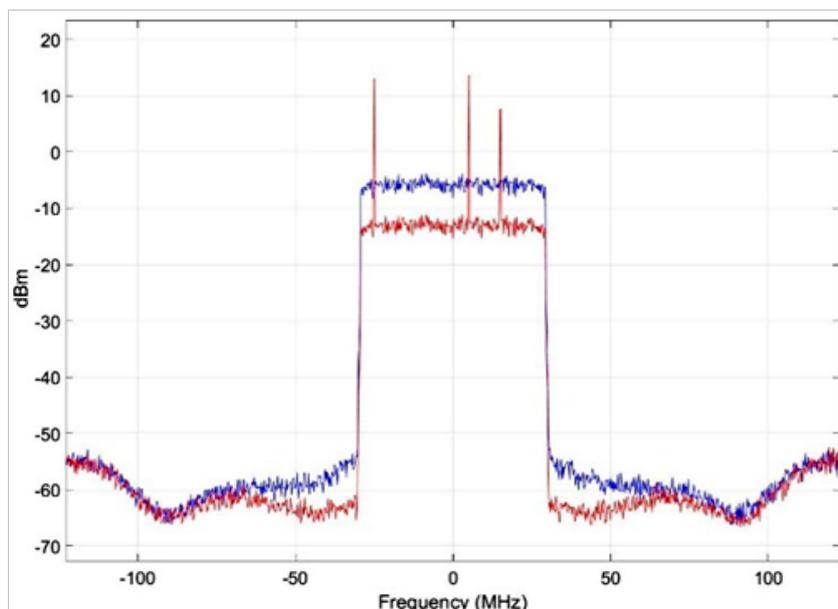


Рисунок 2.30 – Спектры сигнала на выходе приёмной части трансивера AD9371 с системой АРУ

На данном рисунке видно, что АРУ позволяет снизить уровень негативного влияния узкополосных помех, уровень средней мощности сигнала снизился на 10 дБ относительно сигнала без помех.

2.4.2 Структура и принцип работы модуля детектирования узкополосных помех

Так как основная обработка сигнала осуществляется в частотном диапазоне, то для устранения негативного влияния узкополосных помех необходимо определить их частоты с последующей режекцией помех из частотного спектра в блоке демодуляции. Частотное детектирование помех можно осуществить с помощью быстрого преобразования Фурье. При этом

выполнять его можно в режиме «покадровой» обработки, так как узкополосные помехи являются квазистационарными. На рисунке 2.31 представлена структурная схема детектора узкополосных помех.

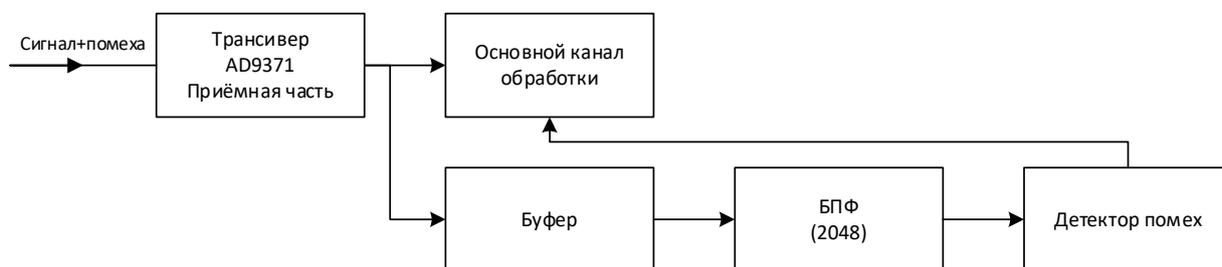


Рисунок 2.31– Структурная схема детектора узкополосных помех

На основе данной структурной схемы была разработана модель детектора узкополосных помех (рисунок 2.32).

Данная модель позволяет обнаруживать узкополосные помехи во входном сигнале и определять их частоту с точностью до 48 кГц. Кроме того, в модели есть возможность задать пороговое значение детектора для предотвращения ложных срабатываний при наличии слабых помех, мало влияющих на приём сигнала.

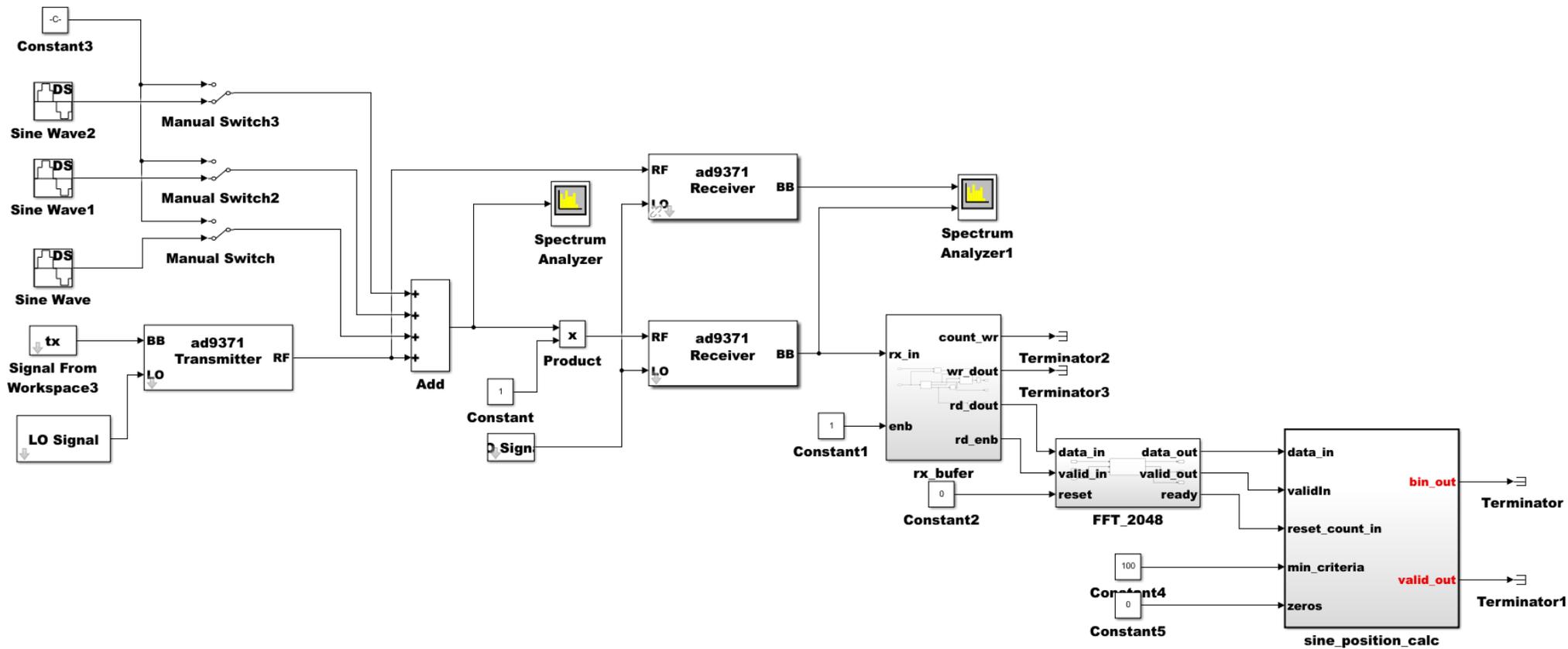


Рисунок 2.32 – Модель детектора узкополосных помех

На рисунке 2.33 представлены временные диаграммы работы модуля БПФ и детектора.

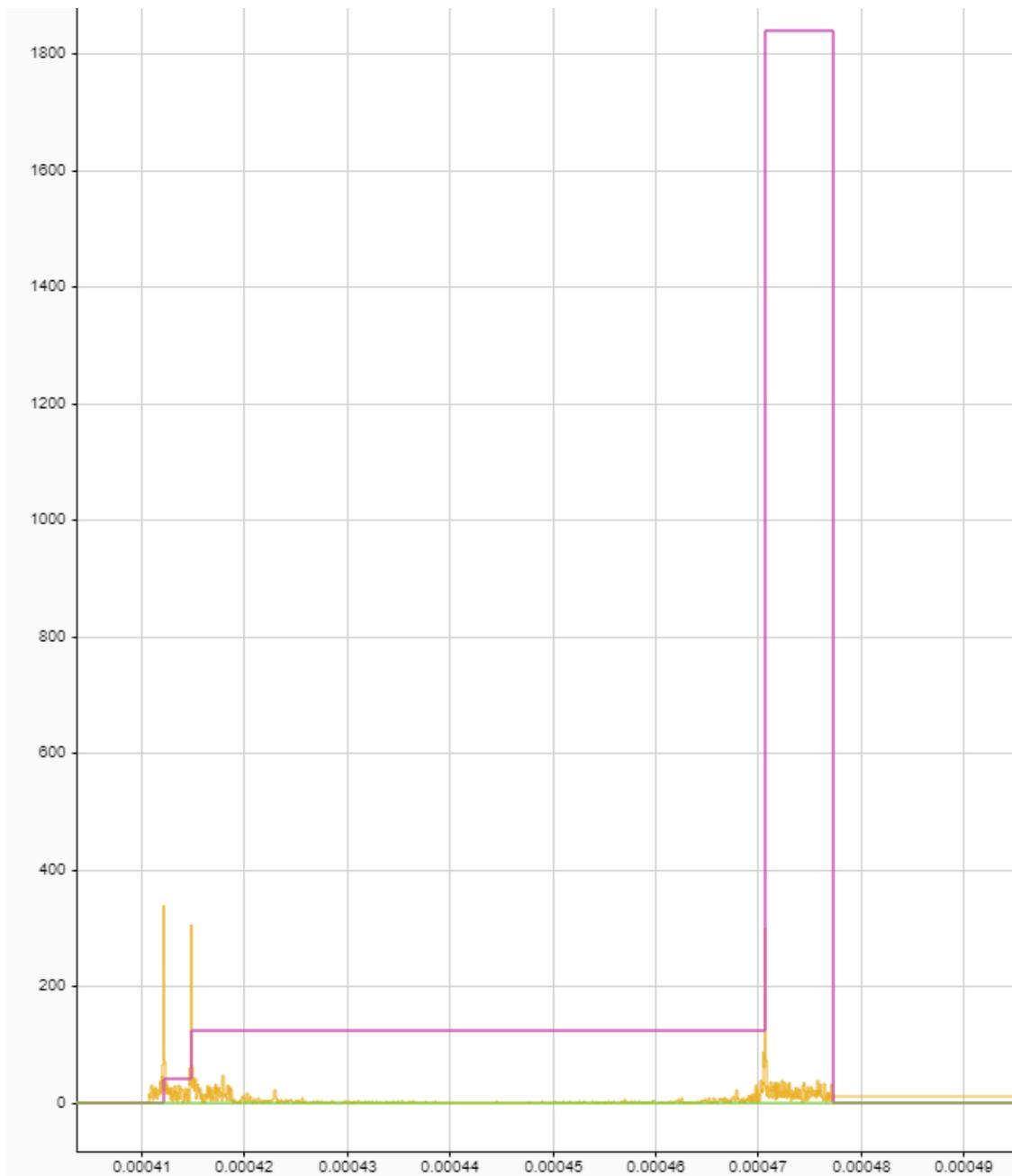


Рисунок 2.33 – Временные диаграммы работы модуля БПФ и детектора

На данном графике розовым цветом представлен выход детектора, значение которого численно равно бину (единичный дискретный частотный отсчет) БПФ детектируемой помехи. Результат на выходе появляется по мере обработки сигнала, полученного от блока БПФ. Результат детектирования

может быть отправлен в модулятор для последующего исключения помехи из спектрального состава принимаемого сигнала.

2.5 Реализация пространственного и частотного разнесения в станции тропосферной связи

Способ пространственного разнесения, реализованный в модеме тропосферной связи, иллюстрируется схемой рис. 2.34. Станция обеспечивает работу в режиме полного дуплекса с частотным разделением каналов передачи и приема. Без ограничения общности для упрощения изображен односторонний канал (обратный канал идентичен).

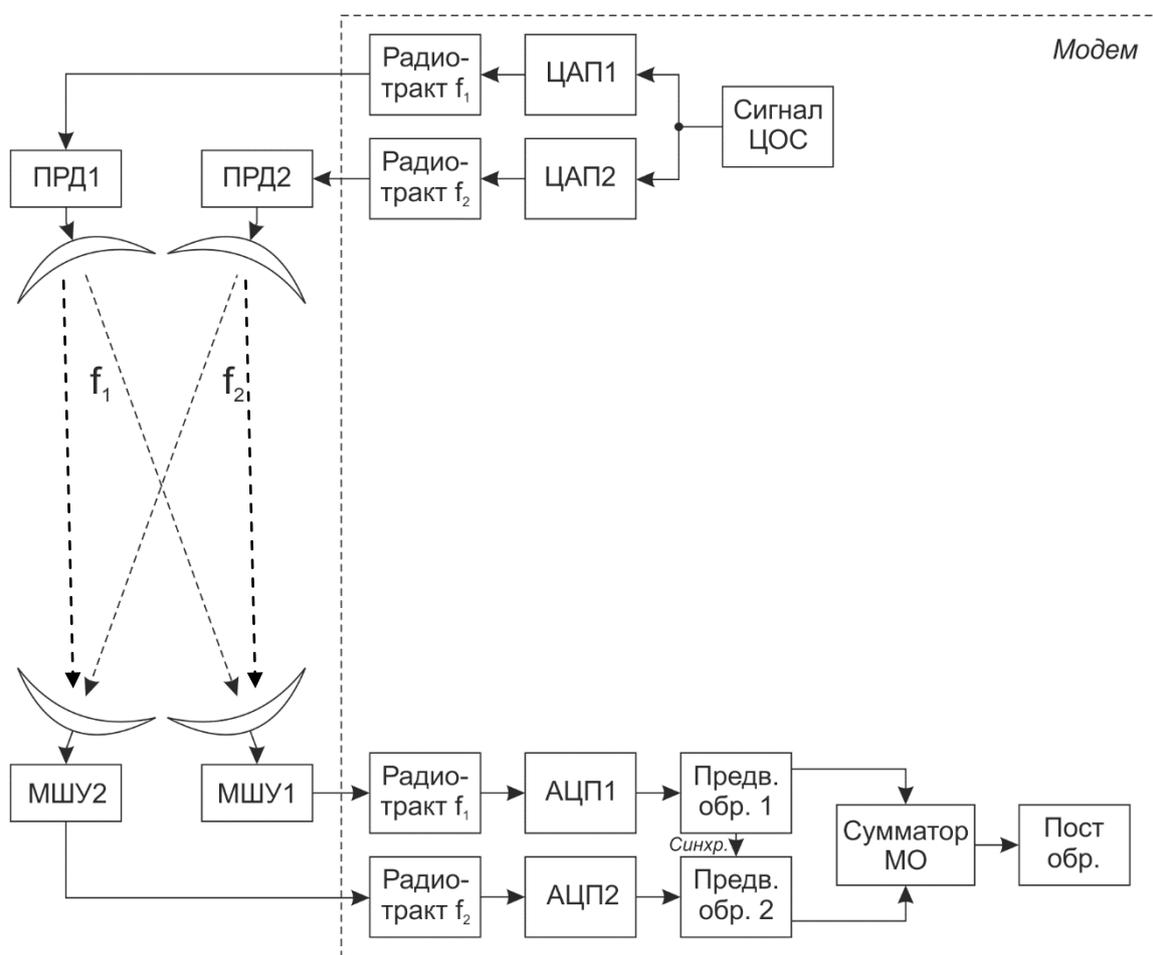


Рисунок 2.34 – Реализация пространственного и частотного разнесения в станции тропосферной связи

Модем обеспечивает когерентное взвешенное сложение до 4-х копий пространственно и частотно разнесенных сигналов. Четырехкратный разнесенный прием достигается за счет 2 передающих антенн, работающих каждая на своей несущей частоте и 2 приемных антенн. Каждая приемная антенна принимает сигнал с двух передающих антенн.

Пространственное и частотное разнесение реализовано следующим образом. IQ-отсчеты с выхода схемы ЦОС передатчика (выход корректора АЧХ) подаются на ЦАП1 и ЦАП2. С выходов ЦАП сигналы проходят 2 одинаковых тракта аналоговой обработки. Для увеличения частотного разнесения в трактах используются различные центральные частоты f_1 и f_2 , однако схема поддерживает и одинаковые частоты $f_1 = f_2$.

С выходов радиотрактов сигналы поступают на усилители мощности ПРД1 и ПРД2, проходят дуплексеры и излучаются антеннами.

Принятые сигналы через дуплексеры подаются на маломощные усилители МШУ1 и МШУ2 и затем на 2 идентичных аналоговых тракта модема. После аналогово-цифрового преобразования сигналы с двух антенн проходят одинаковые тракты предварительной цифровой обработки. Каждый тракт включает блоки Устранение постоянной составляющей. Умножение на расширяющую ПСП. При этом блоковая синхронизация осуществляется только в тракте предварительной обработки 1, тракт предварительной обработки 2 использует для синхронизации маркеры 1-го тракта.

Сигналы двух трактов объединяются оптимальным образом в сумматоре максимальных отношений:

$$S_i = \frac{\sum_{j=1}^2 \sum_{k=1}^N \hat{h}_{kj}^* \cdot s_{kj}^i}{\sum_{j=1}^2 \sum_{k=1}^N |\hat{h}_{kj}|^2}, \quad (2.5)$$

где \hat{h}_{kj} – комплексный коэффициент передачи канала на k -й поднесущей s_{kj} -й антенны, s_{kj}^i – амплитуда части i -го символа, принятая с k -й поднесущей s_{kj} -й антенны, N – число поднесущих, по которым передавался символ (равно коэффициенту расширения спектра), S_i – символ.

Сумматор максимальных отношений увеличивает отношение сигнал/шум на каждой k -й поднесущей относительно приема только с одной антенны с коэффициентом передачи $|\hat{h}_{k1}|$ согласно соотношению:

$$SNR_{increase} = 10 \lg \sum_{j=1}^2 \left(\frac{|\hat{h}_{kj}|}{|\hat{h}_{k1}|} \right)^2 \quad (2.6)$$

С выхода сумматора максимальных отношений сигнал поступает в единый тракт. MMSE эквалайзер учитывает, что каждый символ получен суммированием частей символа с разных антенн и разных несущих сумматором максимальных отношений.

Схема работы выглядит следующим образом. Приемник измеряет отношение сигнал/шум SNR в канале. Далее рассчитывается значение E_b / N_0 , которое связано с SNR следующим соотношением:

$$E_b / N_0 = SNR - 10 \lg \left(F_b / W \right), \quad (2.7)$$

где F_b – битовая скорость. С использованием полученной оценки E_b / N_0 в приемнике определяется вид модуляции, обеспечивающей передачу на максимально допустимой скорости, не превышая требуемое значение BER .

2.6 Выводы по Главе 2

1. Эффективными алгоритмами снижения пик-фактора в OFDM тропосферных системах являются алгоритмы TR и ACE, имеющие хорошую производительность (снижение пик-фактора на 5-6 дБ) при средней сложности.

2. Для повышения эффективности тропосферных станций целесообразно использовать адаптацию по энергетике и по информационной скорости,

обеспечивающую скрытность сигнала и максимальную информационную скорость в канале связи.

3. Разработанная модель радиочастотного тракта тропосферной станции позволяет с высокой точностью производить оценку нелинейности, неравномерности АЧХ, спектрального состава выходного сигнала и уровня фазовых шумов радиочастотного тракта.

4. Использование системы ввода цифровых предсказаний позволяет провести линеаризацию радиопередающего тракта. Адаптацию коэффициентов блока ввода предсказаний, выполненного на основе аналитической модели, целесообразно выполнять с помощью алгоритма косвенного обучения.

5. Для компенсации искажений сигнала в тропосферном канале целесообразно использовать LMS оценку канала, сформированную в частотной области после OFDM демодуляции, в сочетании с MMSE-эквалайзером, позволяющим ослабить негативное влияние частотно-селективных искажений.

6. Разработанный модем устойчив к одновременному воздействию до трех узкополосных помех, обеспечивая требуемую скорость и достоверность передачи данных при превышении помехами полезного сигнала до 30 дБ. Алгоритм нейтрализации узкополосных помех включает автоматическую блокировку поднесущих, пораженных помехами, и динамическое перераспределение информационного потока между остальными поднесущими OFDM сигнала.

7. Перспективным способом пространственно-частотного разнесения в тропосферном канале является способ, основанный на использовании двух передающих антенн, работающих каждая на своей несущей частоте, и двух приемных антенн, каждая из которых принимает сигнал с обеих передающих антенн (четырежды разнесенный прием).

ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ МОДЕЛИ OFDM-МОДЕМА ТРОПОСФЕРНО-РАДИОРЕЛЕЙНОЙ СТАНЦИИ СВЯЗИ

В этой главе рассмотрены вопросы построения модели OFDM-модема тропосферных радиолиний связи для исследования эффективности предложенных СКК и методов адаптации. В разделах 3.1 и 3.2 дано общее описание структуры модема и используемого OFDM-сигнала. В разделе 3.3 приведены характеристики СКК для тропосферного и радиорелейного режимов, которые поддерживает модель модема. Раздел 3.4 посвящён описанию одного из основных блоков модели - модуля кодирования-модуляции, поддерживающего многопозиционные виды фазовой и квадратурной амплитудной модуляции с числом позиций от 4 до 256. В разделе 3.5 проведено исследование помехоустойчивости используемых СКК с применением разработанной модели модема (приведены результаты моделирования). В разделе 3.6 проведено исследование алгоритмов снижения пик-фактора OFDM-сигнала с применением разработанной системной модели при совместном использовании алгоритмов ACE и TR. Разработке и исследованию алгоритмов адаптации и ввода предсказаний для модели усилителя мощности посвящён раздел 3.7. В разделе 3.8 приведены выводы по Главе 3.

3.1 Общее описание OFDM модема

Структура OFDM-модема приведена на рисунке 3.1. Турбо-кодер осуществляет кодирование данных со скоростью $1/3$, $1/2$, $2/3$, $3/4$ или $5/6$, которая реализуется путем «выкалывания» кодированных данных с базовой кодовой скоростью $1/3$. В модуляторе производится расстановка кодированных данных на созвездия QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM, 128QAM или 256QAM. С использованием модуляции QPSK $1/3$ формируется также заголовок, содержащий информацию о текущей сигнально-кодовой

конструкции, а также информацию об оценке канала, поступившую с приемника.

Кодированные заголовки и данные поступают на модуль повторения спектра, где они дублируются с повторениями от 1 до 128 в полосе 28 МГц и от 1 до 256 в полосах 56 и 80 МГц. Модуль повторения спектра задействован только в тропосферном режиме (в радиорелейном режиме повторений данных не производится). Далее по длине кадра выполняется матричное перемежение и накладывается ПСП для выполнения скремблирования. Скремблированные данные поступают на OFDM-модулятор, где поднесущие с данными и пилотами преобразуются во временную область согласно таблицам 3.1 и 3.2 в зависимости от режима модема (радиорелейный или тропосферный).

Далее OFDM-сигнал поступает на блок снижения пик-фактора, в котором для радиорелейного режима применяется алгоритм Tone Reservation, а для тропосферного – алгоритм Active Constellation Extension. К сформированному OFDM-сигналу со сниженным пик-фактором прибавляется преамбула для кадровой синхронизации.

На приемной стороне сначала производится кадрковая синхронизация, а затем – синхронизация по тактовой и несущей частотам. Далее сигнал поступает на OFDM-демодулятор, выделяющий данные и пилоты. Последние используются для оценивания отношения сигнал/шум SNR и выравнивания канала на эквалайзере с привлечением алгоритма LMS. Данные дескремблируются и выравниваются MMSE-эквалайзером. Далее производится временное перемежение, сложение спектров, демодуляция и декодирование заголовка и сигнала. Данные с заголовка используются для выставления режима адаптации, а также информируют демодулятор о текущей сигнально-кодовой конструкции и количестве повторений. Декодированные данные поступают на выход модема.

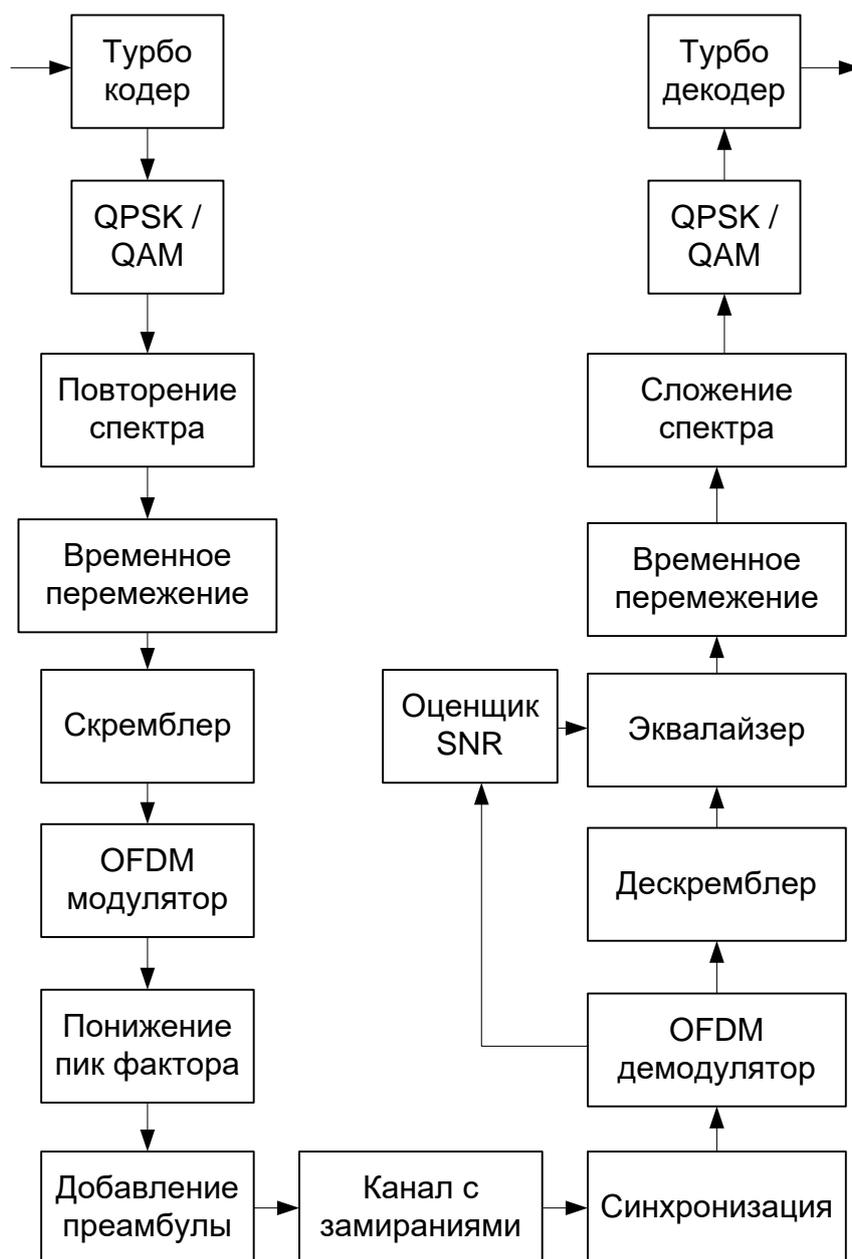


Рисунок 3.1 – Общая структура OFDM модема

3.2 Структура OFDM-сигнала

Структура OFDM-сигнала для радиорелейного режима определяется следующими параметрами: полный банк модуляторов, 93% данных, 2% пилотов, 5% TR (уменьшение пик-фактора). Для тропосферного режима основные параметры OFDM-сигнала: модуляторы до 16QAM, 75% данных, 25% пилотов. Длина кадра состоит из полезных данных, пилот тонов и заголовка. Более подробно структура OFDM-сигнала для радиорелейного и тропосферного режимов представлена таблицами 3.1 и 3.2 соответственно.

Таблица 3.1 – Структура OFDM-сигнала для радиорелейного режима

Полоса, МГц	f_d , Гц	$N_d+N_p+N_t$	N_d данные	N_p пилоты	N_t tone res.	полоса несущей	Длина кадра	Префикс
28	33587200	1646	1536	33	77	16.8кГц	200+1+1	1/256
56	67174400	1646	1536	33	77	32.8кГц	200+1+1	1/256
80	93798400	1646	1536	33	77	45.8кГц	200+1+1	1/256

Примечание: максимальная скорость с 256QAM 5/6 на 56 МГц - 331 252 кбит (не ниже групповой 330320 кбит)

Таблица 3.2 – Структура OFDM-сигнала для тропосферного режима

Полоса, МГц	f_d , Гц	$N_d+N_p+N_t$	N_d данные	N_p пилоты	N_t tone res.	полоса несущей	Длина кадра	Префикс
28	51200000	1025	768	257	0	25кГц	128+20+1	1/8
56	102400000	1025	768	257	0	50кГц	256+20+1	1/8
80	143360000	1025	768	257	0	70кГц	256+20+1	1/8

Примечание: максимальная скорость с QPSK 5/6 на 56 МГц – 62 706 кбит (не ниже групповой 55280 кбит).

3.3 Описание модели модема

Модель модема состоит из передающей и приемной частей, осуществляющих модуляцию/демодуляцию сигнала на поднесущих и канальное кодирование/декодирование информации.

В таблице 3.3 приведены режимы модуляции и канального кодирования, которые поддерживает модель модема.

Таблица 3.3 – Режимы модуляции и кодирования

Модуляция	Индекс модуляции	Кодовая скорость	Индекс кодовой скорости
QPSK	1	1/3	1
8-PSK	2	1/2	2
16-QAM	3	2/3	3
64-QAM	4	3/4	4
128-QAM	5	5/6	5
256-QAM	6		

Режим сигнально-кодовой конструкции задается номером `modcod`, который состоит из индекса модуляции и индекса кодовой скорости. Например, режиму 16-QAM 1/2 соответствует `modcod = 32`, где 3 – индекс модуляции, а 2 – индекс кодовой скорости.

Модель модема поддерживает следующие режимы работы:

- a) Manual 1 – ручной режим работы, при котором задается скорость данных;
- b) Manual 2 – ручной режим работы, при котором задается используемая СКК;
- c) адаптивный режим работы по скорости;
- d) адаптивный режим работы по энергетике.

Модель модема поддерживает следующие режимы связи (Link):

- a) радиорелейный режим – link 0;
- b) тропосферный режим – link 1.

Модель модема поддерживает режимы работы для трёх значений полосы частот сигнала: 28, 56 и 80 МГц.

Таким образом, модель поддерживает 6 типов СКК, зависящих от полосы и режима связи Link-а, которые могут работать как в ручном, так и в адаптивных режимах. Также есть независимый режим Manual 2, позволяющий выбирать тип СКК, которая может отсутствовать для адаптивных режимов и режима Manual 1.

В таблице 3.4 приведены СКК для полосы 80 МГц и режима Manual 1 в зависимости от скорости передачи данных (указанные значения скорости и виды СКК приведены в качестве примера).

Таблица 3.4 – СКК для тропосферного режима

Скорость данных, бит/с	Индекс СКК		Число повторений	СКК	Порог, дБ
66160000	1	3	1	QPSK 2/3	5.3
31680000	1	3	2	QPSK 2/3	2.3
15940000	1	3	4	QPSK 2/3	-0.7
8100000	1	3	8	QPSK 2/3	-3.7
3700000	1	3	16	QPSK 2/3	-6.7
2004000	1	3	32	QPSK 2/3	-9.7
1016000	1	3	64	QPSK 2/3	-12.7
464000	1	3	128	QPSK 2/3	-15.7
244000	1	3	256	QPSK 2/3	-18.7

Как видно из таблицы, число повторений спектра информационного символа, определяющее кратность внутрисигнального частотного разнесения, зависит от информационной скорости. Сравнение пороговых значений отношения сигнал/шум на входе демодулятора (правый столбец таблицы) свидетельствует о том, что с увеличением числа повторений от 2 до 256 энергетический выигрыш, обусловленный внутрисигнальным частотным разнесением, для QPSK 2/3 возрастает до 24 дБ в канале с аддитивным белым гауссовым шумом. В тропосферном канале в зависимости от числа повторений и характеристик канала энергетический выигрыш составляет от 3 до 17 дБ.

3.4. Кодер-модулятор модели OFDM-модема

Кодер-модулятор осуществляет операции канального кодирования и модуляции поднесущих.

На рисунке 3.2 приведена структурная схема модели банка кодирования-модуляции, а на рисунке 3.3 – развернутая схема одной из ячеек банка кодирования-модуляции.

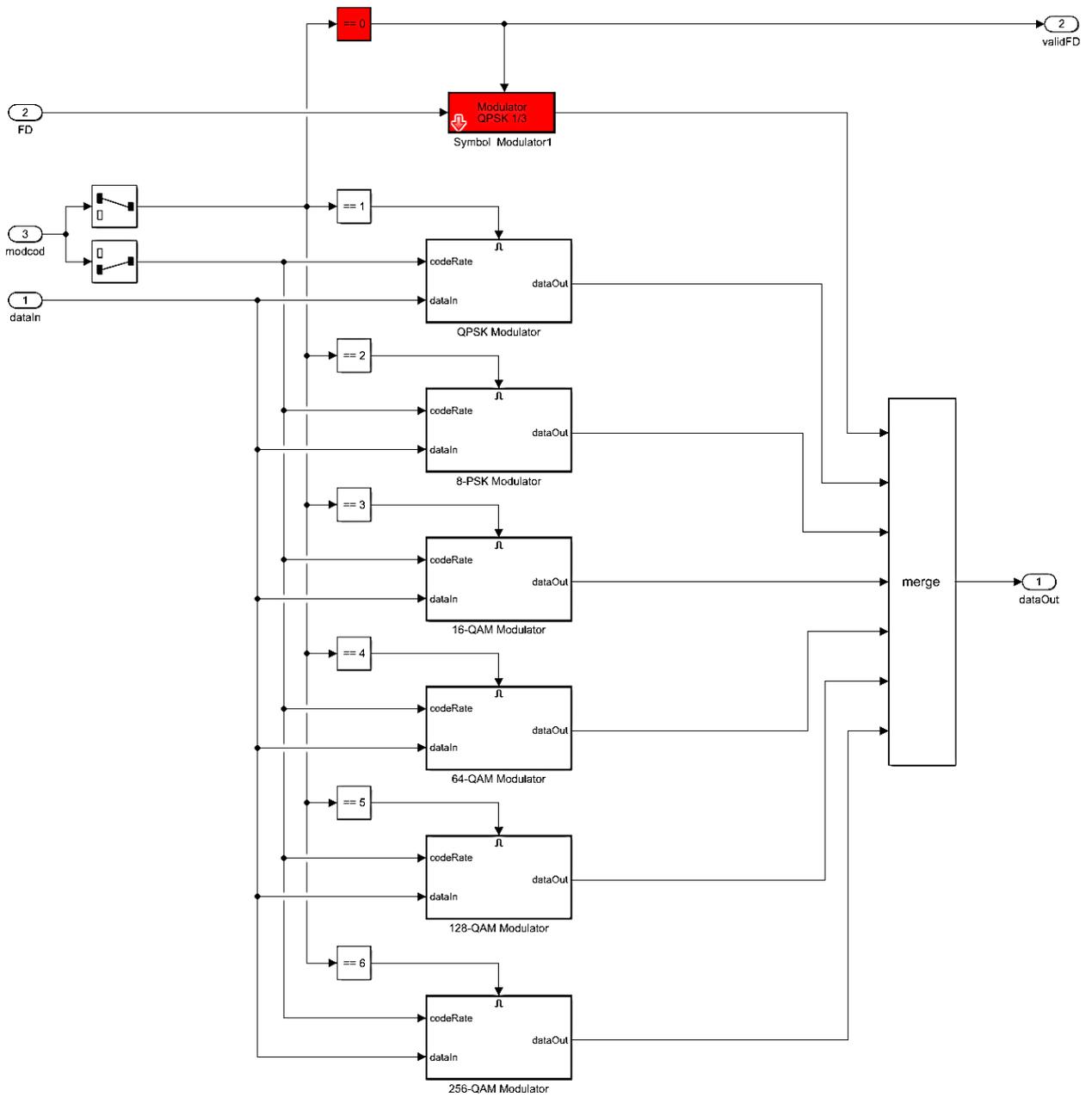


Рисунок 3.2 – Структурная схема модели банка кодирования-модуляции

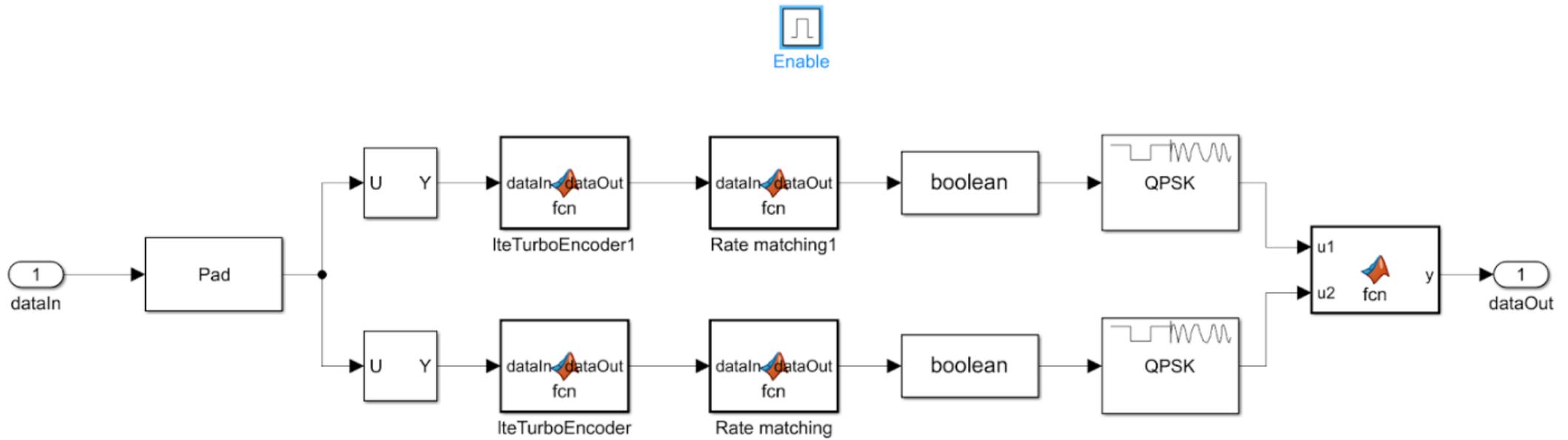


Рисунок 3.3 – Схема модели ячейки кодирования-модуляции

В качестве канального кодера применяется турбо-кодер стандарта LTE с базовой кодовой скоростью 1/3. Развернутое описание процедуры кодирования приведено в стандарте LTE ETSI TS 136 212 V8.8.0 (2010-01) параграф 5.1.3.

Для обеспечения необходимой скорости передачи данных требуемое количество символов полезной нагрузки составляет 1536 и 768 на один OFDM-символ соответственно для радиорелейного и тропосферного режимов. Для выполнения данного требования из таблицы 5.1.3.3 ETSI TS 136 212 V8.8.0 (2010-01) были выбраны следующие размеры кодовых слов, используемых для канального кодирования в зависимости от кодовой скорости и типа используемой модуляции для радиорелейного режима (табл. 3.5).

Таблица 3.5 – Размеры кодовых слов для радиорелейного режима

Кодовая скорость	QPSK	PSK-8	QAM-16	QAM-64	QAM-128	QAM-256
	Кол-во бит данных/OFDM символ (полезная нагрузка)					
'codeRate1/3'	1024	1536	2048	3072	3584	4096
'codeRate1/2'	1536	2304	3072	4608	5376	6144
'codeRate2/3'	2048	3072	4096	6144	7168	8192
'codeRate3/4'	2304	3456	4608	6912	8064	9216
'codeRate5/6'	2560	3840	5120	7680	8960	10240

С учетом того, что данный алгоритм кодирования не поддерживает кодовые слова размером выше 6144 бит, потребовалось использовать дополнительную (вторую) ветвь кодирования-модуляции (см. рисунок 3.3). При этом размер исходного кодового слова для каждой из ветвей таблицы 3.10 был уменьшен в два раза для того, чтобы соблюдалось требование размерности кодовых слов из таблицы 5.1.3.3 ETSI TS 136 212 V8.8.0 (2010-01). Таким образом, исходное кодовое слово разделяется на два кодовых слова

равного размера и кодируется двумя независимыми параллельными турбо-кодерами.

Для тропосферного режима используется аналогичная процедура кодирования, с той лишь разницей, что исходные размеры кодовых слов в два раза меньше.

После кодирования производится согласование кодовой скорости для получения требуемых значений из базовой скорости $1/3$. Развернутое описание процедуры согласования скоростей приведено в стандарте LTE ETSI TS 136 212 V8.8.0 (2010-01) параграф 5.1.4.

Последней операцией, осуществляемой модулем кодирования-модуляции, является символьная модуляция закодированных кодовых слов.

Модель модулятора поддерживает следующие типы модуляции: QPSK, 8-PSK, 16-QAM, 64-QAM, 128-QAM и 256-QAM. Из них в режимах Manual 1 и адаптивных режимах по скорости и энергетике используются только те СКК, которые отвечают требованиям согласования по скорости/помехоустойчивости (см. таблицу 3.4). Для использования других СКК требуется выбрать режим Manual 2.

Операции демодуляции-декодирования осуществляются в обратном порядке по отношению к операциям кодирования-модуляции.

В данной модели реализовано одновременное пространственное MISO 2x1 и частотное разнесение на двух несущих частотах f_1 и f_2 . Чтобы включить разнесение требуется изменить флаг `siso` на значение 0.

Схема обработки разнесения представлена на рисунке 3.4. Данная схема расположена в блоке Demodulator. Она состоит из обработки пространственного разнесения на частотах f_1 и f_2 и обработки частотного разнесения. Включение и отключение схемы обработки разнесения осуществляется при помощи управляющих сигналов: вкл/выкл режима SISO - `siso`, вкл/выкл частотного разнесения - `fdiversity_on`.

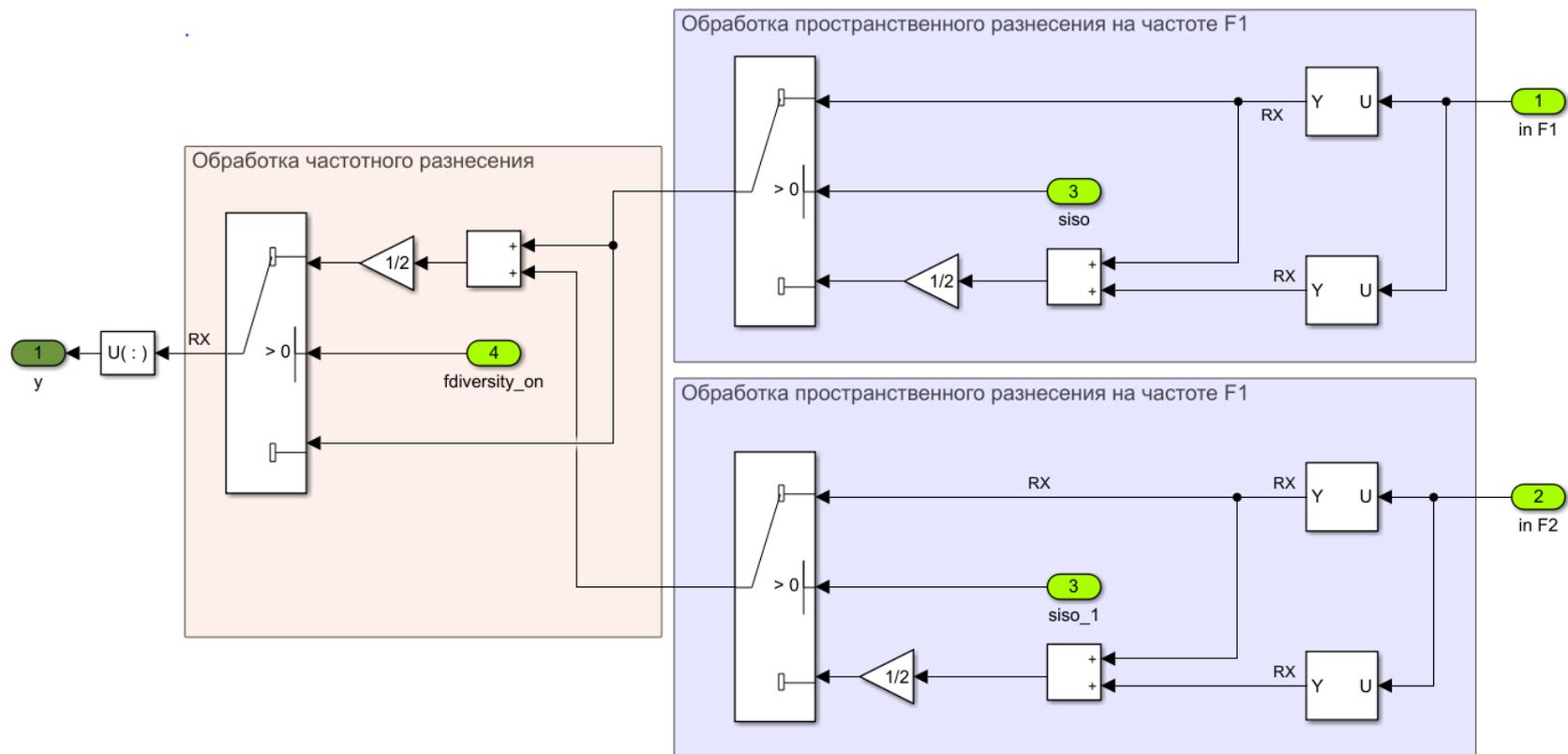


Рисунок 3.4 – Логика сложения ветвей разнесения

3.5. Модель для исследования помехоустойчивости модема

На рисунке 3.5 приведена структурная схема модели для исследования помехоустойчивости используемых СКК, а на рисунках 3.6–3.11 приведены результаты моделирования: кривые помехоустойчивости для режимов СКК 1/3, 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 (индекс модуляции/индекс кодовой скорости), представленных таблицей 3.3.

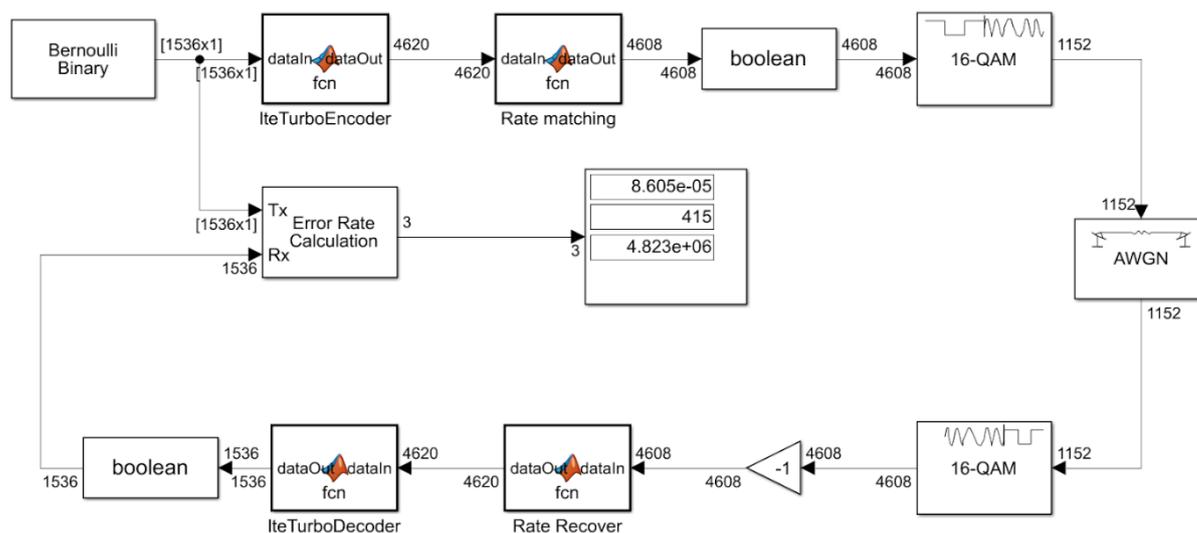


Рисунок 3.5 – Модель для исследования помехоустойчивости модема

Модель состоит из следующих модулей:

- источник данных – Bernoulli Binary;
- турбо-кодер – lteTurboEncoder;
- функция согласования кодовой скорости – Rate matching;
- модуль baseband-модуляции;
- модуль канала АБГШ – AWGN;
- модуль baseband-демодуляции;
- функция восстановления кодовой скорости – Rate Recover;
- турбо-декодер lteTurboDecoder;
- модуль расчета битовой ошибки – Error Rate Calculation.

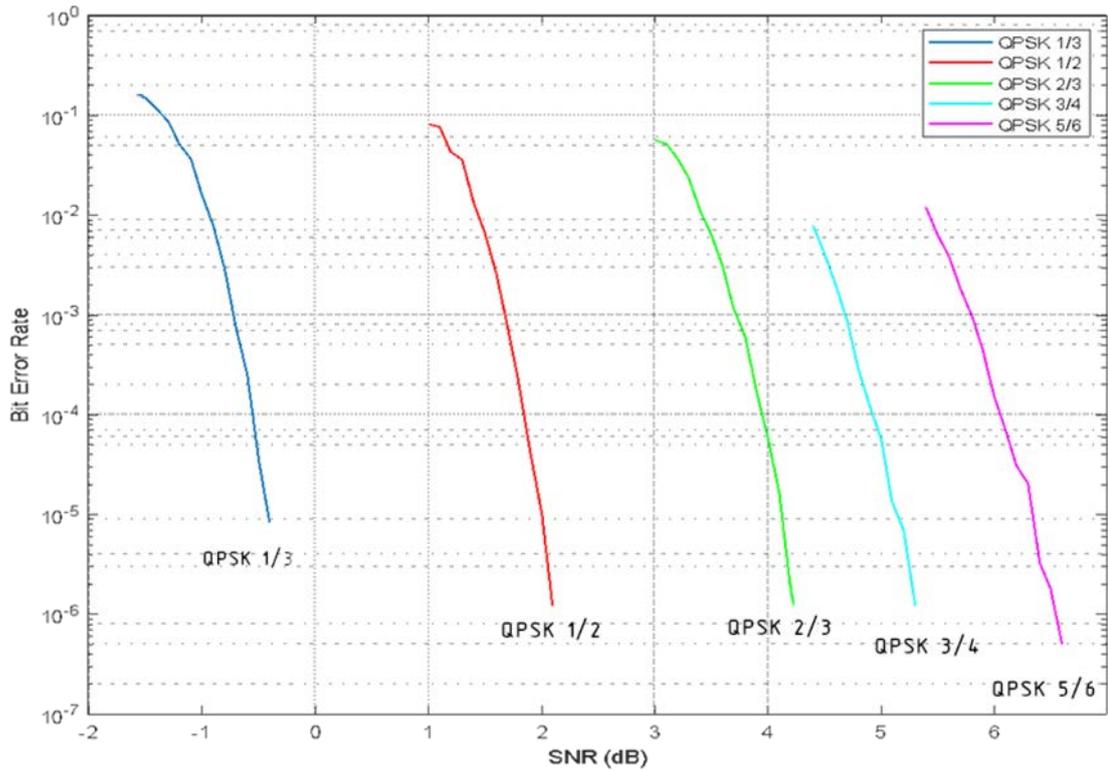


Рисунок 3.6 – Кривые помехоустойчивости СКК QPSK

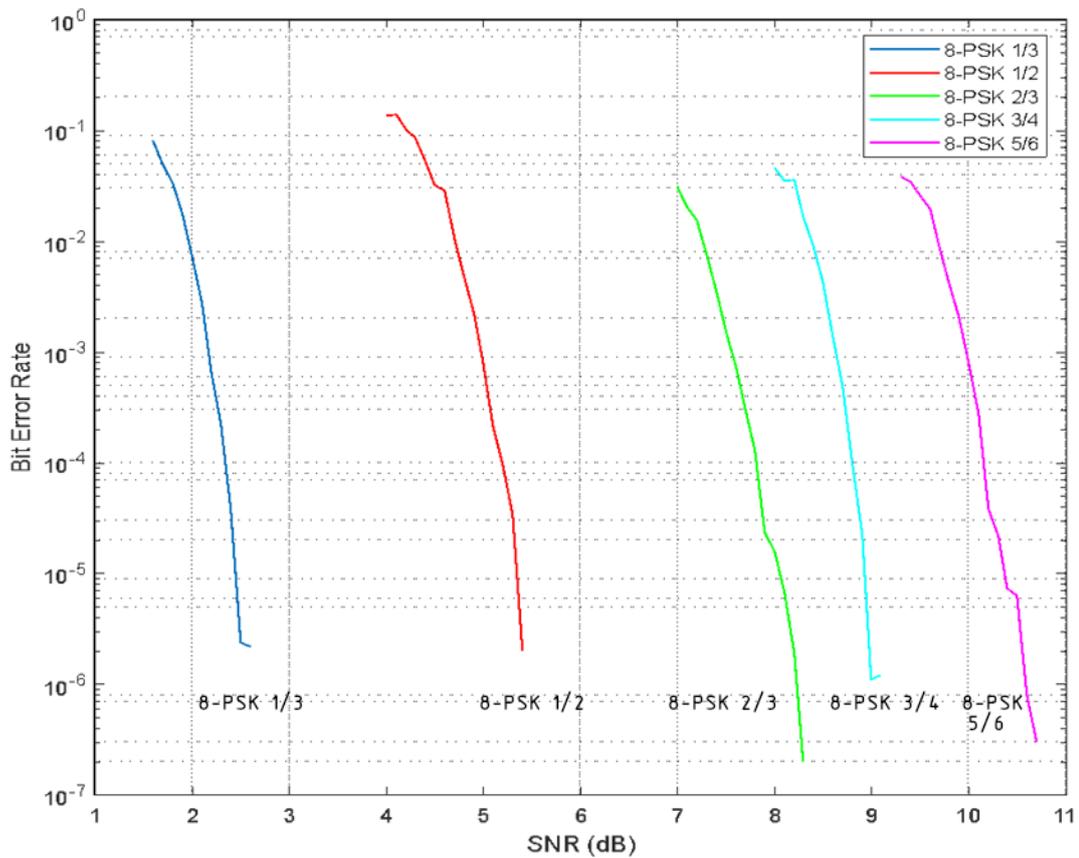


Рисунок 3.7 – Кривые помехоустойчивости СКК 8-PSK

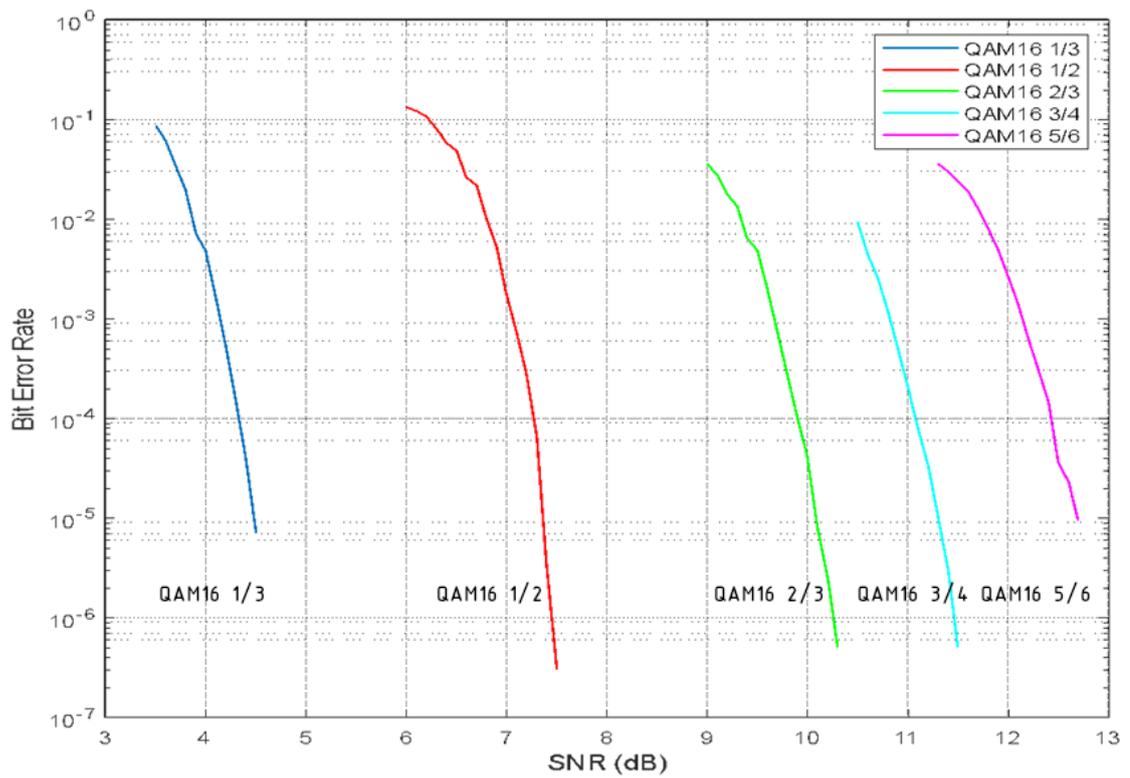


Рисунок 3.8 – Кривые помехоустойчивости СКК 16-QAM

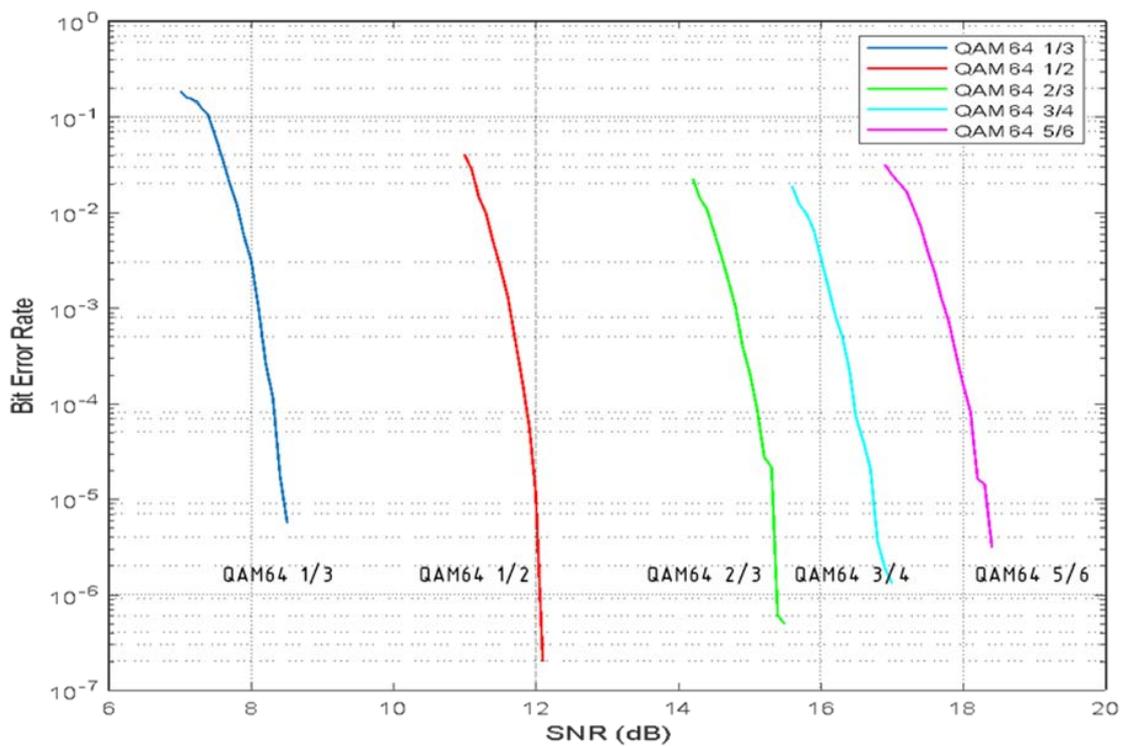


Рисунок 3.9 – Кривые помехоустойчивости СКК 64-QAM

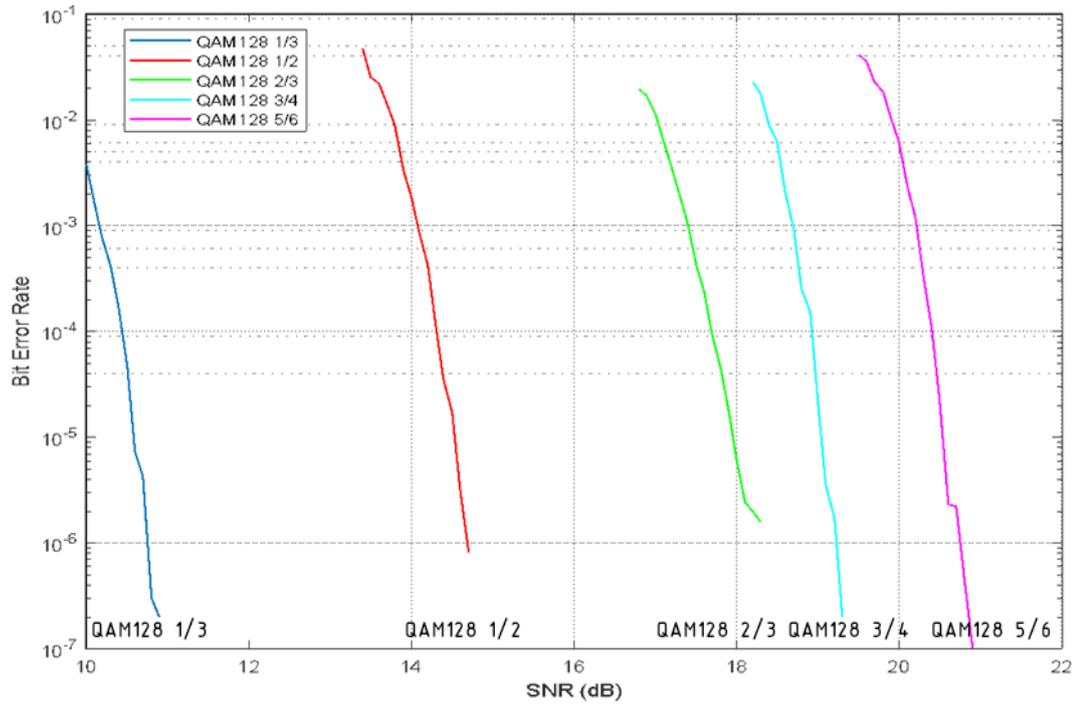


Рисунок 3.10 – Кривые помехоустойчивости СКК 128-QAM

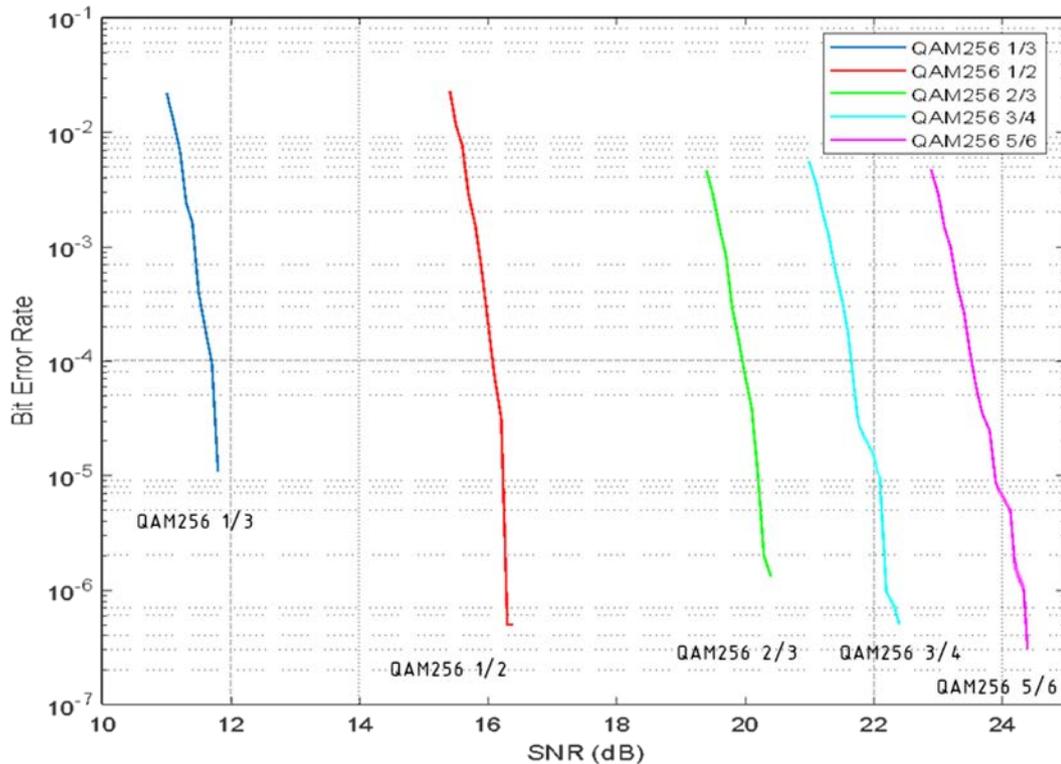


Рисунок 3.11 – Кривые помехоустойчивости СКК 256-QAM

Как видно из рисунков, при вероятности ошибки на бит $BER=10^{-5}$ для наиболее энергетически эффективной СКК QPSK 1/3 пороговое значение SNR составляет около минус 0,5 дБ, что на 2,5 дБ меньше, чем для QPSK 1/2. При

равной кодовой скорости СКК на основе QPSK обеспечивают значительный энергетический выигрыш по отношению к СКК на основе QAM: от 5 до 12 дБ соответственно для 16-QAM и 256-QAM. Сигнально-кодовые конструкции, использующие 8-PSK, занимают промежуточное положение, проигрывая в помехоустойчивости QPSK около 3 дБ.

3.6. Системная модель алгоритмов снижения пик-фактора

В системной модели применяются алгоритмы ACE и TR снижения PAPR. Возможно как совместное их использование, так и использование каждого из алгоритмов в отдельности. Структура алгоритма снижения PAPR при совместном использовании алгоритмов ACE и TR (сначала ACE, а затем TR) представлена на рис. 3.12.

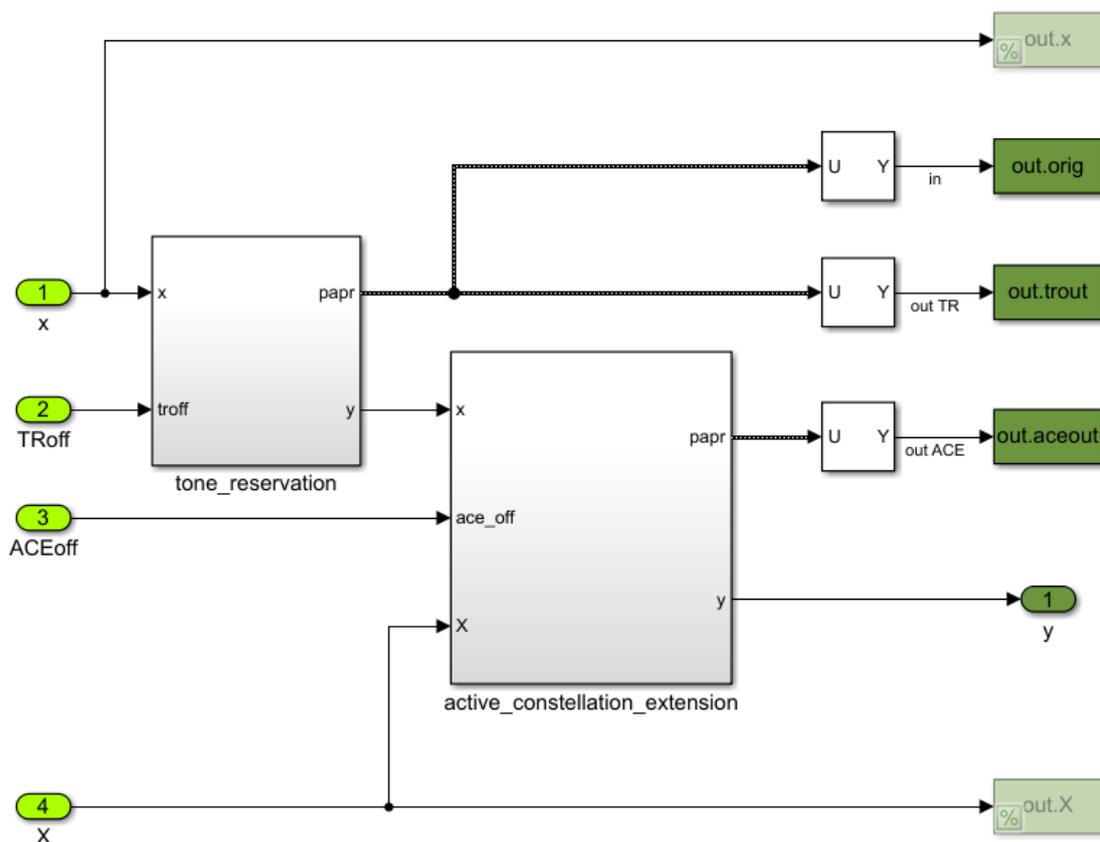


Рисунок 3.12 – Структура алгоритма снижения пик-фактора

Входы:

- a) x - обрабатываемые OFDM блоки
- b) X - обрабатываемые OFDM поднесущие
- c) ACEoff - флаг выключения алгоритма ACE
- d) TRoff - флаг выключения алгоритма TR

Выходы:

- e) y - результирующие OFDM блоки

Результаты моделирования с использованием модели рис. 3.12 приведены на рис. 3.13–3.24 – рисунки а) и б) для PPC и TPC соответственно. На всех рисунках показаны графики вероятности превышения PAPR OFDM-символа фиксированного уровня (интегральное распределение PAPR), полученные для 10^4 OFDM-символов и всех видов модуляции, используемых в СКК. Правый график на всех рисунках соответствует случаю без применения алгоритмов ACE и TR.

Результаты снижения PAPR при совместном применении алгоритмов ACE и TR иллюстрируются рис. 3.13–3.18. К данным графикам можно обращаться также при рассмотрении работы алгоритма TR отдельно от ACE. Для сравнения на рис. 3.19–3.24 приведены результаты снижения PAPR с применением только алгоритма ACE.

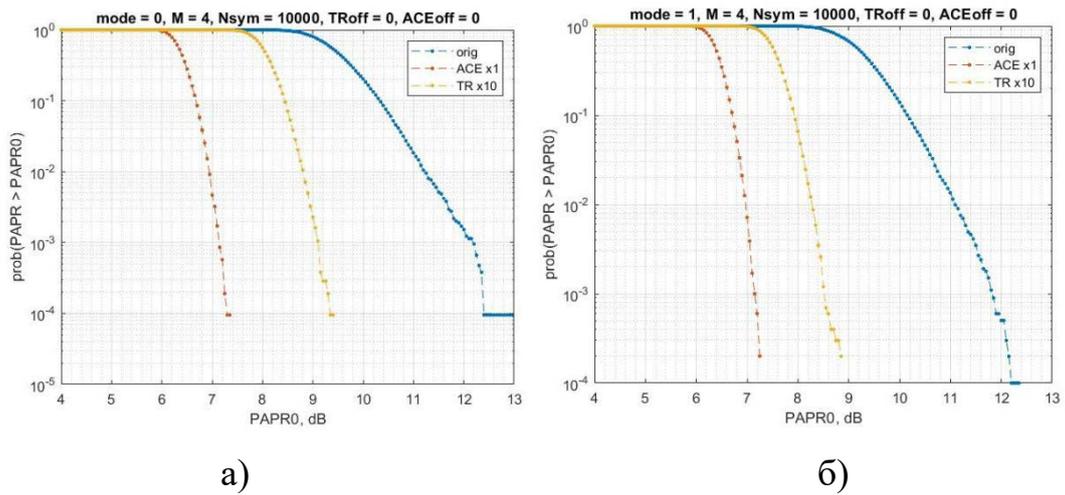


Рисунок 3.13 – Результат снижения PAPR алгоритмами ACE и TR для QPSK сигнала

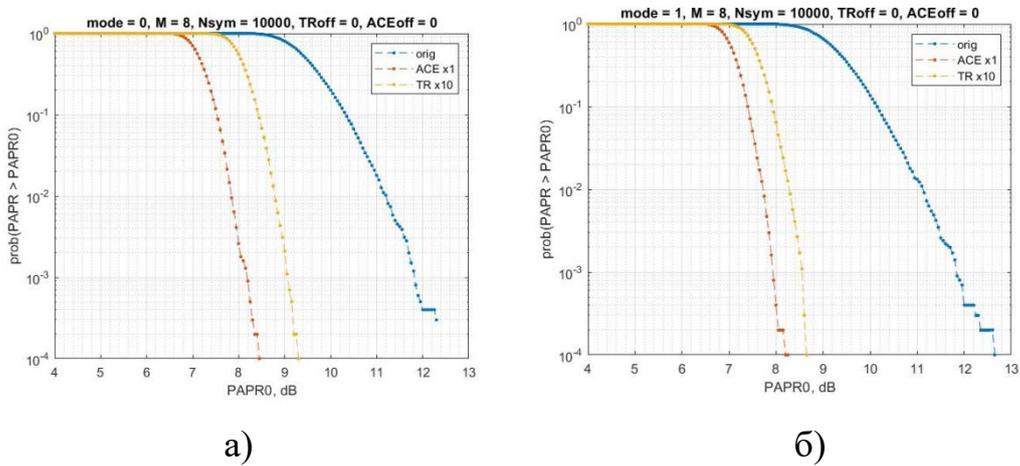


Рисунок 3.14 – Результат снижения PAPR алгоритмами ACE и TR для 8-PSK сигнала

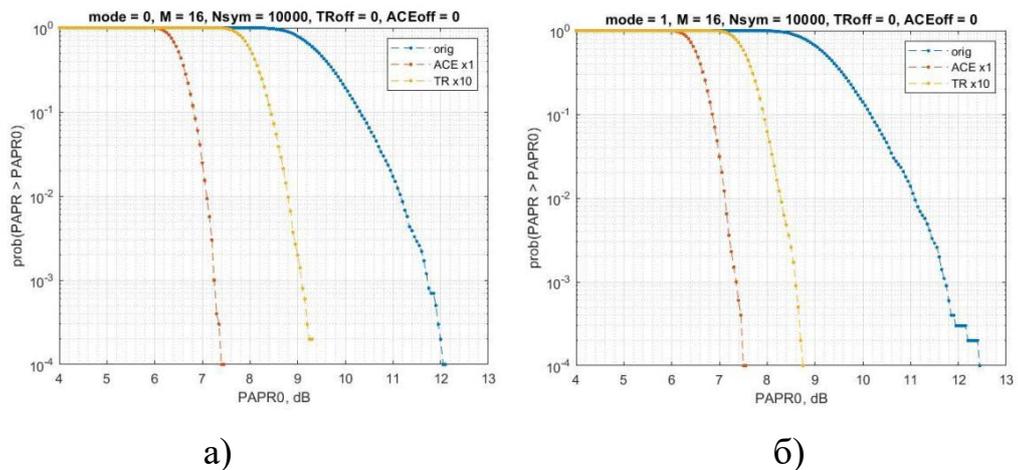


Рисунок 3.15 – Результат снижения PAPR алгоритмами ACE и TR для 16-QAM сигнала

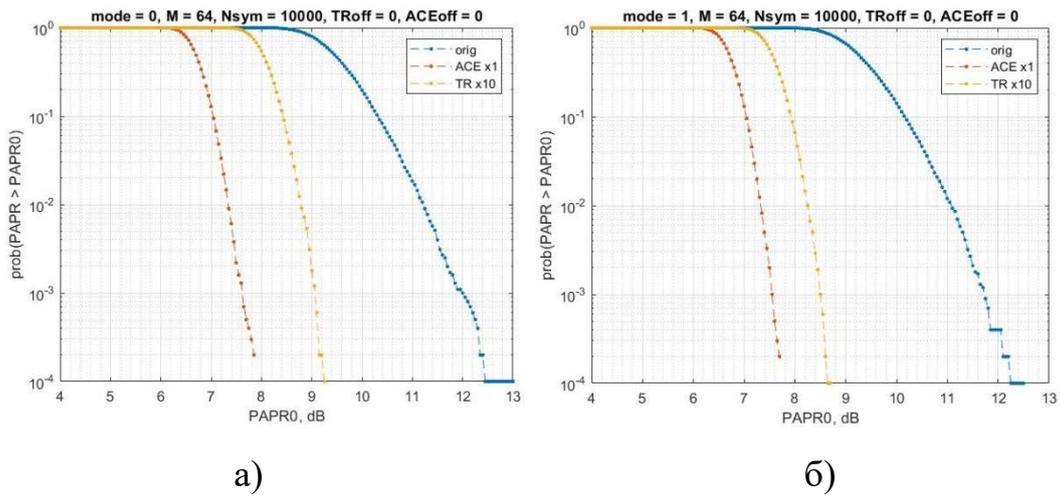


Рисунок 3.16 – Результат снижения PAPR алгоритмами ACE и TR для 64-QAM сигнала

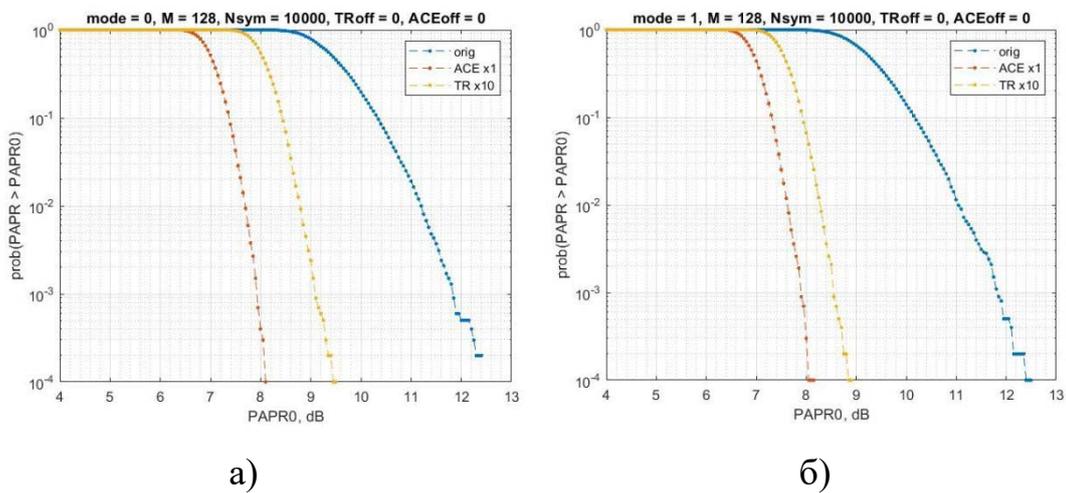


Рисунок 3.17 – Результат снижения PAPR алгоритмами ACE и TR для 128-QAM сигнала

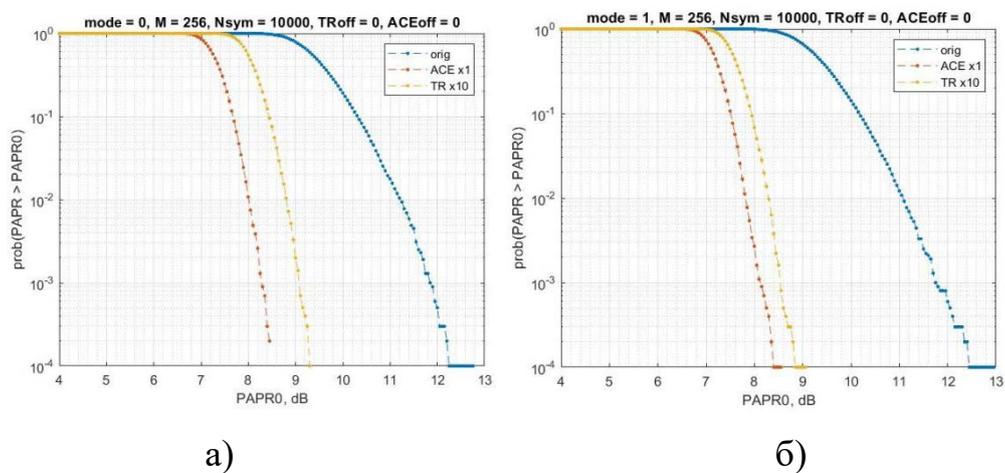
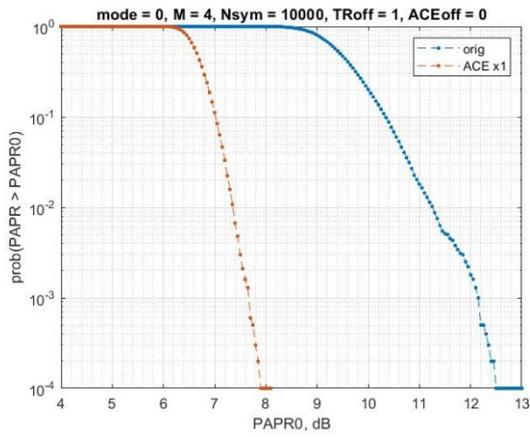
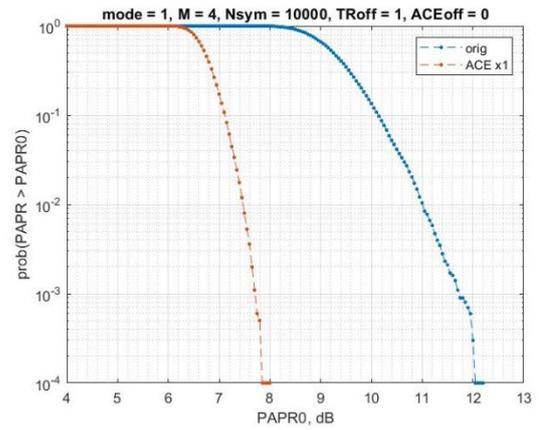


Рисунок 3.18 – Результат снижения PAPR алгоритмами ACE и TR для 256-QAM сигнала

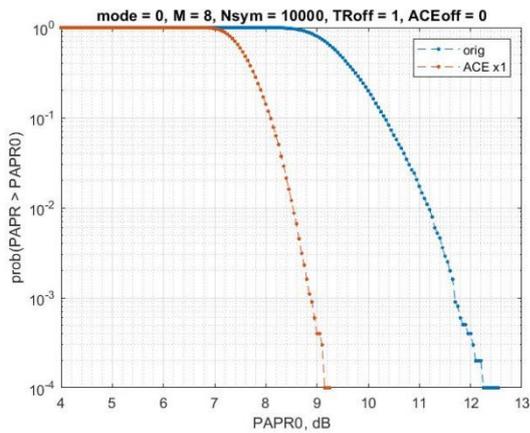


а)

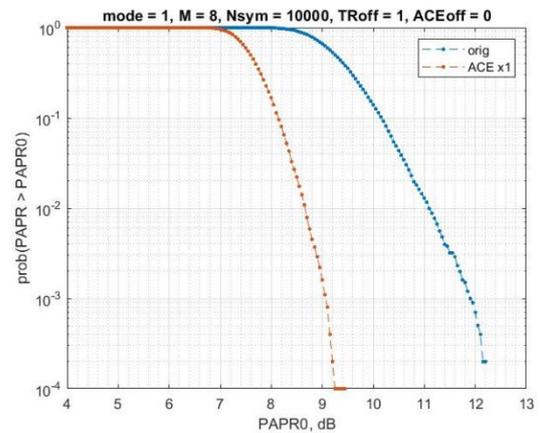


б)

Рисунок 3.19 – Результат снижения PAPR алгоритмами ACE для QPSK сигнала

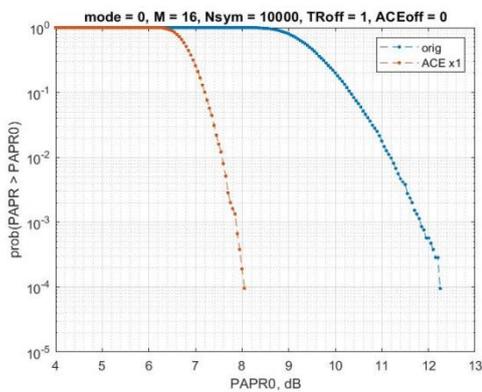


а)

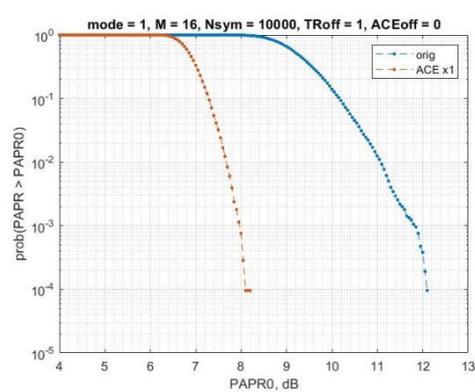


б)

Рисунок 3.20 – Результат снижения PAPR алгоритмами ACE для 8-PSK сигнала

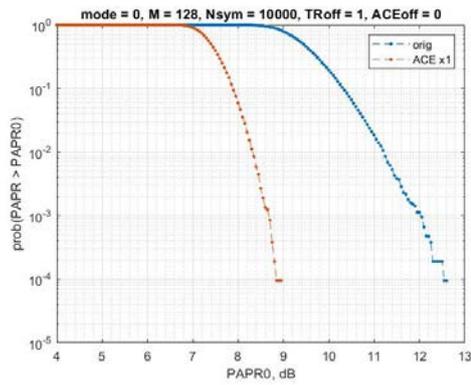


а)

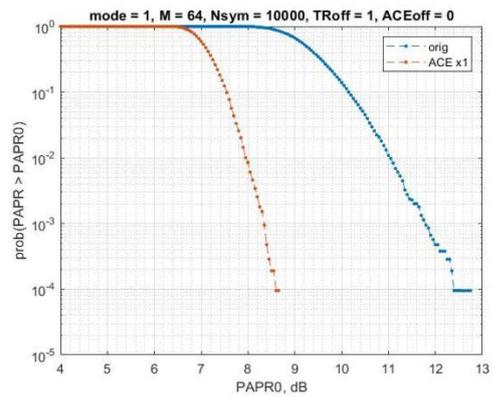


б)

Рисунок 3.21 – Результат снижения PAPR алгоритмами ACE для 16-QAM сигнала

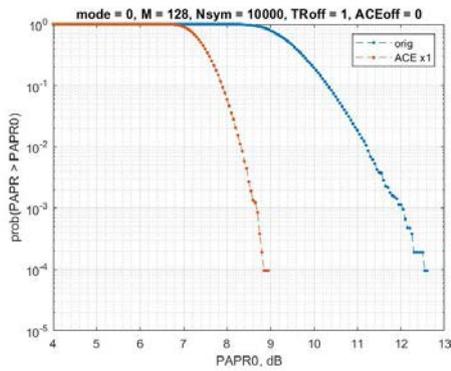


а)

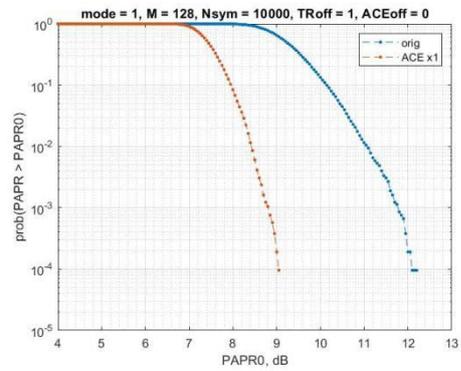


б)

Рисунок 3.22 – Результат снижения PAPR алгоритмами ACE для 64-QAM сигнала

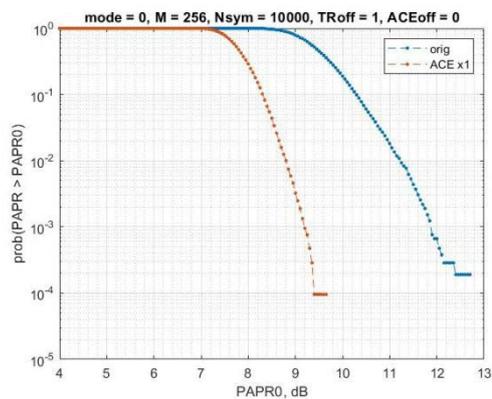


а)

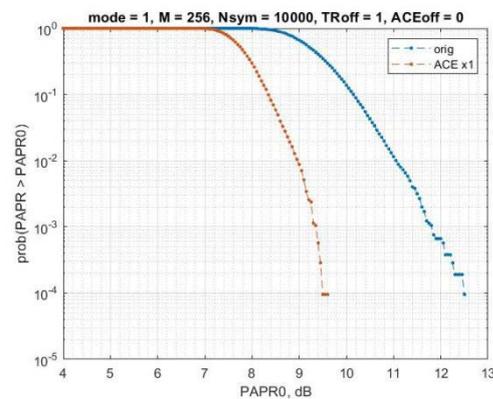


б)

Рисунок 3.23 – Результат снижения PAPR алгоритмами ACE для 128-QAM сигнала



а)



б)

Рисунок 3.24 – Результат снижения PAPR алгоритмами ACE для 256-QAM сигнала

Как видно из рисунков, применение только одной ступени (алгоритма ACE) в зависимости от вида модуляции позволяет уменьшить пик-фактор OFDM сигналов на 2.5–3.5 дБ. Комбинация алгоритмов ACE и TR (первая и вторая ступени соответственно) для всех рассмотренных видов модуляции дает дополнительное снижение пик-фактора около 2 дБ, обеспечивая суммарный результат от 4,5 дБ для 8-PSK, QAM-16, QAM-64, QAM-128 и QAM-256 до 5 дБ для QPSK потоков данных.

3.7 Разработка алгоритмов адаптации и системы ввода предыскажений для модели усилителя мощности

Для оценки алгоритмов адаптации в среде Simulink были разработаны соответствующие им функциональные блоки, а также система ввода цифровых предыскажений для модели усилителя мощности (см. п. 2.2.1). Кроме того, в рамках данной работы был разработан модифицированный вариант алгоритма адаптации на основе рекурсивного метода наименьших квадратов (RLSm). Основным результатом модификации являются:

- а) Уменьшение количества арифметических операций, необходимых для выполнения одной итерации (более чем в 5 раз);
- б) Повышение стабильности алгоритмов адаптации, за счёт введения методов регуляризации;
- с) Уменьшение времени сходимости, за счёт введения экспоненциальной зависимости фактора «забывания».

Стоит отметить, что регуляризация потребовалась и для других рассматриваемых алгоритмов адаптации, основанных на использовании ковариационной матрицы, так как усилитель мощности обладает ярко выраженными инерционными свойствами и градиент вектора ошибки способен скачкообразно изменяться во времени в процессе адаптации.

Все разработанные блоки были объединены в одну имитационную модель (рисунок 3.25), позволяющую оценить спектральные характеристики сигналов (ACPR): скорость сходимости алгоритмов, модуль вектора ошибки (EVM) относительно входного сигнала.

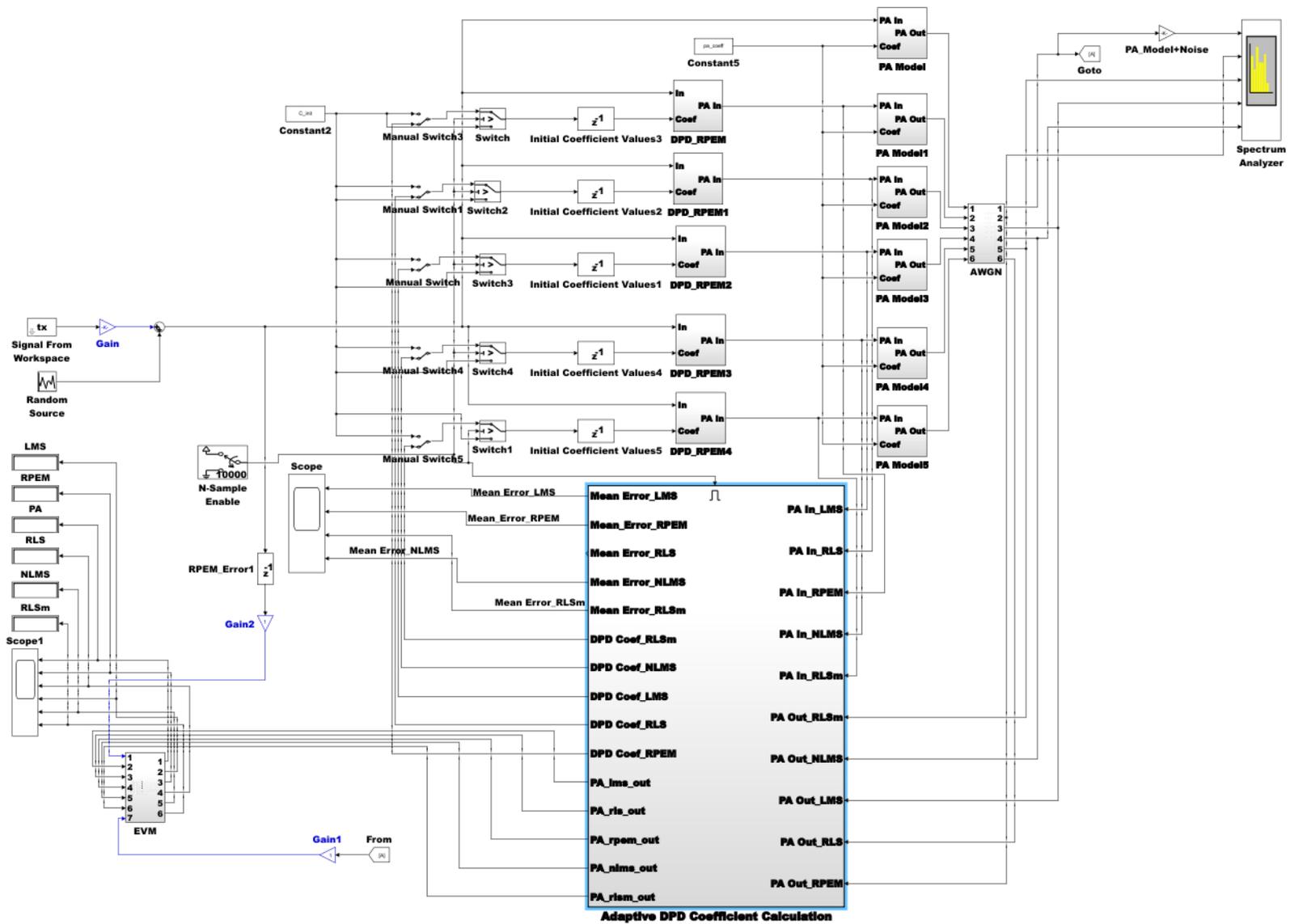


Рисунок 3.25 – Обобщённая имитационная модель алгоритмов адаптации и ввода цифровых предискажений

Данная модель позволяет получать результаты как в автоматическом, так и в ручном режиме отдельно для каждой выбранной полосы пропускания, частоты излучения и излучаемой мощности. Для примера на рисунке 3.26 представлен спектр сигналов на выходе модели усилителя мощности для полосы 28 МГц, несущей частоты 5 ГГц и мощности 100 Вт.

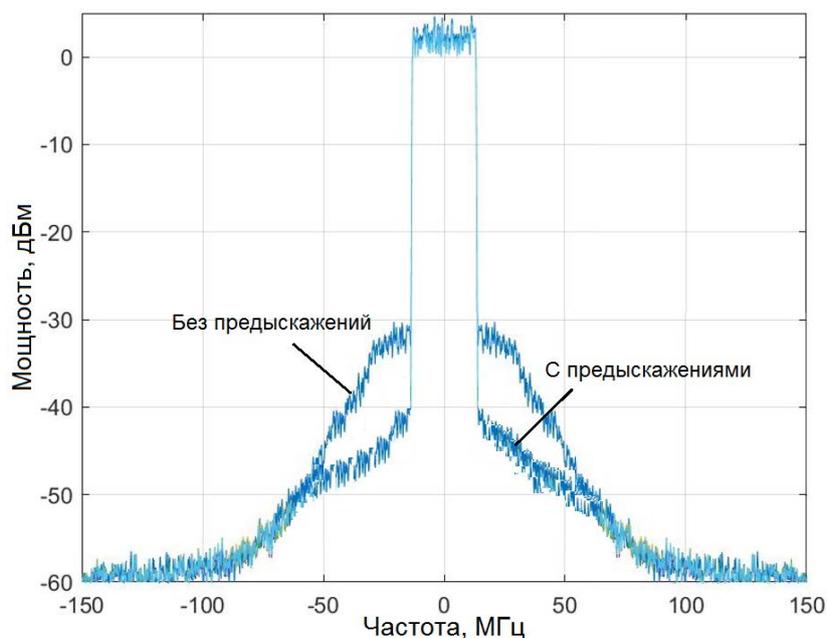


Рисунок 3.26 – Спектр сигналов на выходе модели усилителя мощности

Как видно из данного рисунка, использование предискажений позволяет существенно снизить уровень нелинейных искажений (уровень помехи в соседнем канале снизился на 10 дБ). Лучший результат обеспечивают алгоритмы адаптации RLS, RPEM и RLSm. Результаты измерения для других полос пропускания, частот излучения и излучаемой мощности представлены в Приложении А.

На рисунке 3.27 представлены сигнальные созвездия на выходе модели без использования и с использованием предискажений (соответственно левый и правый рисунки) с алгоритмом адаптации RLS для полосы 28 МГц, частоты несущего сигнала 5 ГГц и мощности 100 Вт.

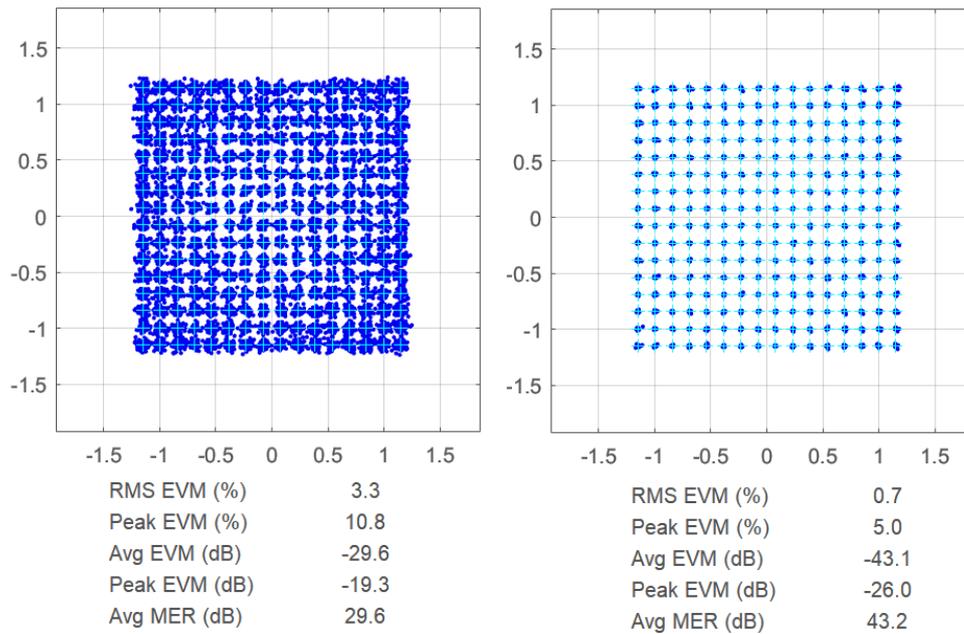


Рисунок 3.27 – Сигнальные созвездия с алгоритмом адаптации RLS для полосы 28 МГц

На рисунках 3.28, 3.29 представлены сигнальные созвездия для тех же условий, что и на рисунке 3.27, за исключением полосы: 56 и 80 МГц соответственно.

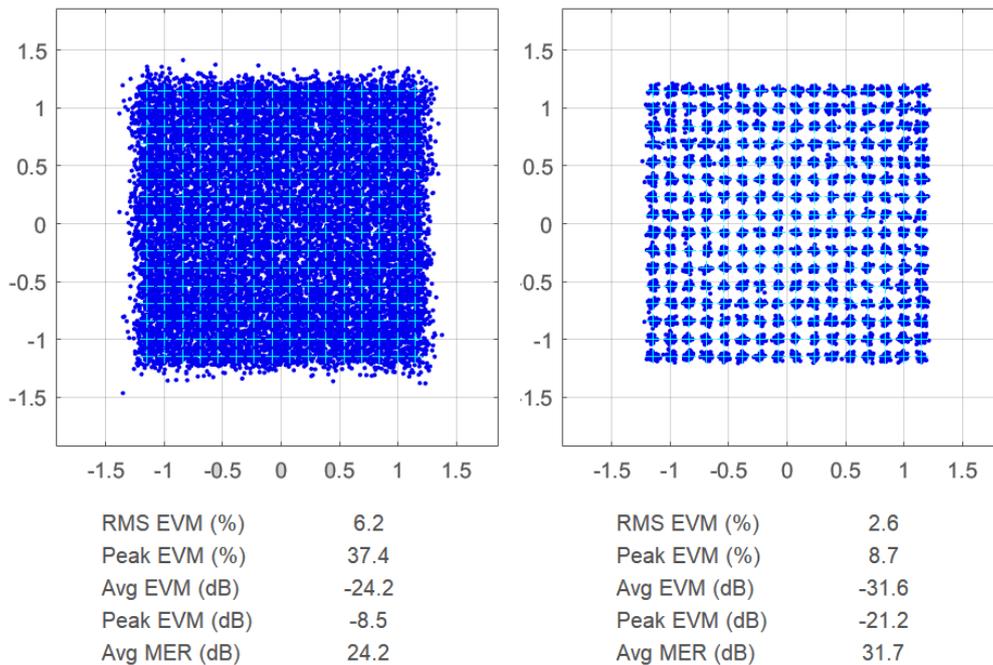


Рисунок 3.28 – Сигнальные созвездия с алгоритмом адаптации RLS для полосы 56 МГц

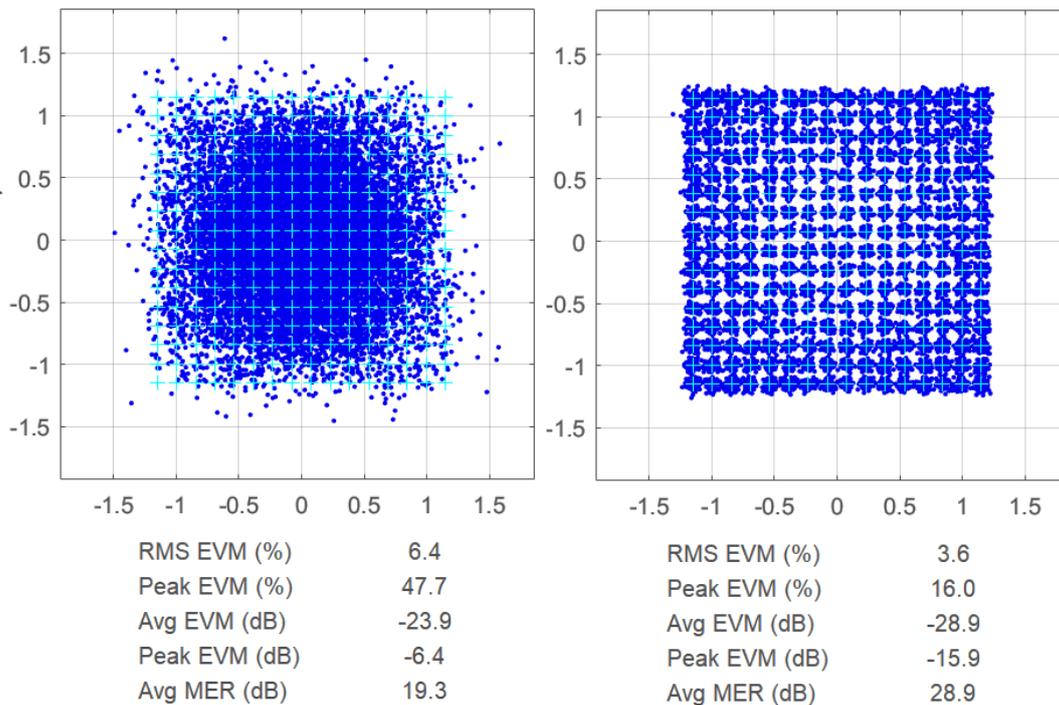


Рисунок 3.29 – Сигнальные созвездия с алгоритмом адаптации RLS для полосы 80 МГц

Как видно из рисунков и результатов, представленных на рисунках 3.27–3.29, использование предсказаний позволяет снизить величину модуля вектора ошибки (Error Vector Magnitude–EVM) на 13.5 дБ, а также увеличить соотношение модуляция/ошибка (MER) на 13.6 дБ.

3.7.1 Система ввода предсказаний

Для полноценного функционирования системы ввода предсказаний необходимы дополнительные функциональные блоки: блок синхронизации прямого и обратного каналов, а также блок автоматической регулировки мощности (APM).

Структурная схема системы ввода предсказаний с блоком временной синхронизации и автоматической регулировки мощности представлена на рисунке 3.30.

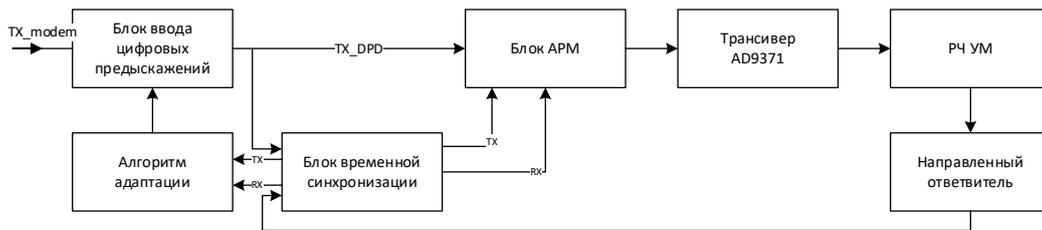


Рисунок 3.30 – Структурная схема системы ввода предсказаний

Блок синхронизации прямого и обратного каналов необходим для временной синхронизации сигнала, формируемого модемом, и сигнала, поступающего от датчика падающей волны. Временная синхронизация данных сигналов необходима для правильной работы алгоритма адаптации и расчёта коэффициентов системы ввода предсказаний.

Временную синхронизацию можно выполнить с помощью следующих алгоритмов:

- a) алгоритм на основе взаимной корреляции сигнала;
- b) алгоритм на основе быстрого преобразования Фурье (аналог взаимной корреляции в частотном домене);
- c) алгоритм на основе адаптивной фильтрации;
- d) алгоритмы детектирования на основе информации о структуре сигнала.

Алгоритмы на основе взаимной корреляции сигнала и адаптивной фильтрации требуют достаточно больших вычислительных ресурсов, необходимых для реализации несимметричного КИХ-фильтра. При этом, чем больше предполагаемая временная задержка, тем большего порядка потребуется фильтр. Недостатком данных методов является низкая точность оценивания задержки, так как при слабой корреляции сигналов, возникающей, например, при воздействии нелинейных эффектов, возможен неверный расчёт временной задержки. Минимальных ресурсов потребует реализация алгоритма детектирования на основе информации о структуре сигнала, так как алгоритм позволяет использовать преамбулу, пилот-сигналы и другую информацию о

сигнале. Однако, использование информации о структуре сигнала существенно снижает универсальность блока синхронизации, делает его зависимым от типов передаваемых сигналов. Алгоритм на основе быстрого преобразования Фурье требует чуть больше вычислительных затрат, чем алгоритм на основе взаимной корреляции во временной области, но имеет существенное преимущество по возможности определения задержки слабо коррелируемых сигналов и сигналов с низким соотношением сигнал/шум.

Для реализации блока временной синхронизации был выбран алгоритм на основе быстрого преобразования Фурье (рисунок 3.31).

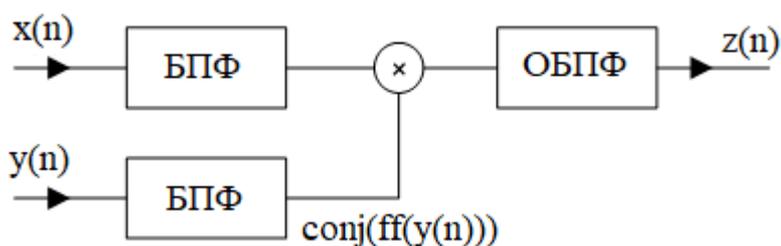


Рисунок 3.31 – Структурная схема блока взаимной корреляции на основе БПФ

В данном блоке сигнал от прямого канала ($x(n)$) и обратного канала ($y(n)$) поступают на соответствующие блоки быстрого преобразования Фурье. Далее сигнал от блока БПФ обратного канала проходит процедуру комплексного сопряжения и затем перемножается с сигналом блока БПФ прямого преобразования. Результат перемножения поступает на вход блока, осуществляющего обратное преобразование Фурье. Номер отсчёта выходного сигнала ($z(n)$), соответствующий максимальной амплитуде будет эквивалентен временной задержки сигнала обратного канала.

С использованием данной структурной схемы была разработана модель блока временной синхронизации, включающая в себя блок взаимной корреляции, блок вычисления временной задержки и блок имплементации временной задержки (рисунок 3.32). Графики работы блока временной синхронизации представлены на рисунке 3.33.

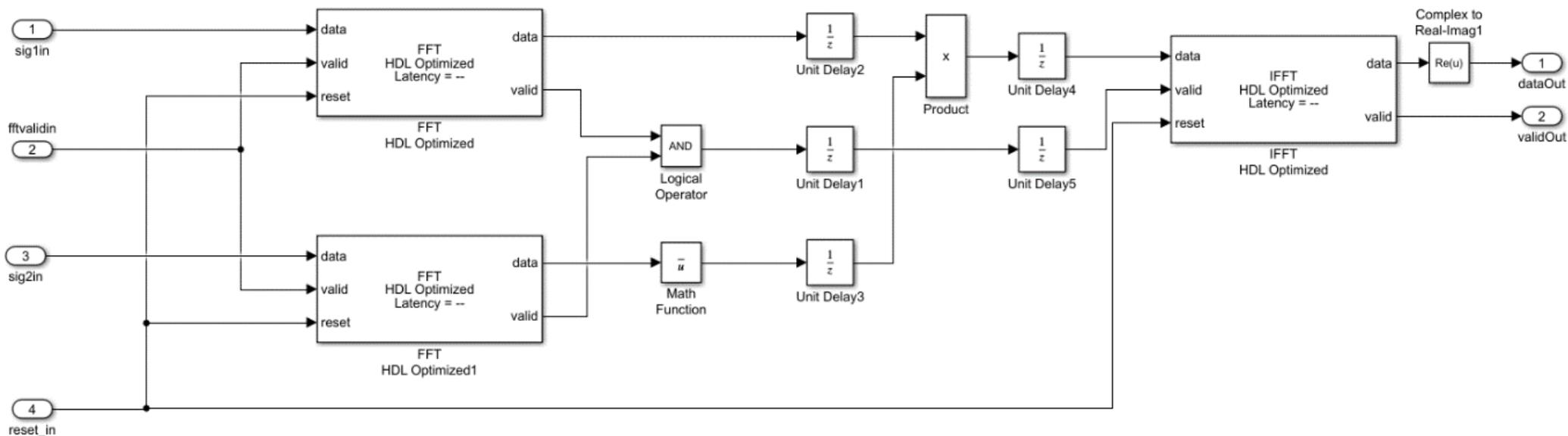


Рисунок 3.32 – Модель блока временной синхронизации

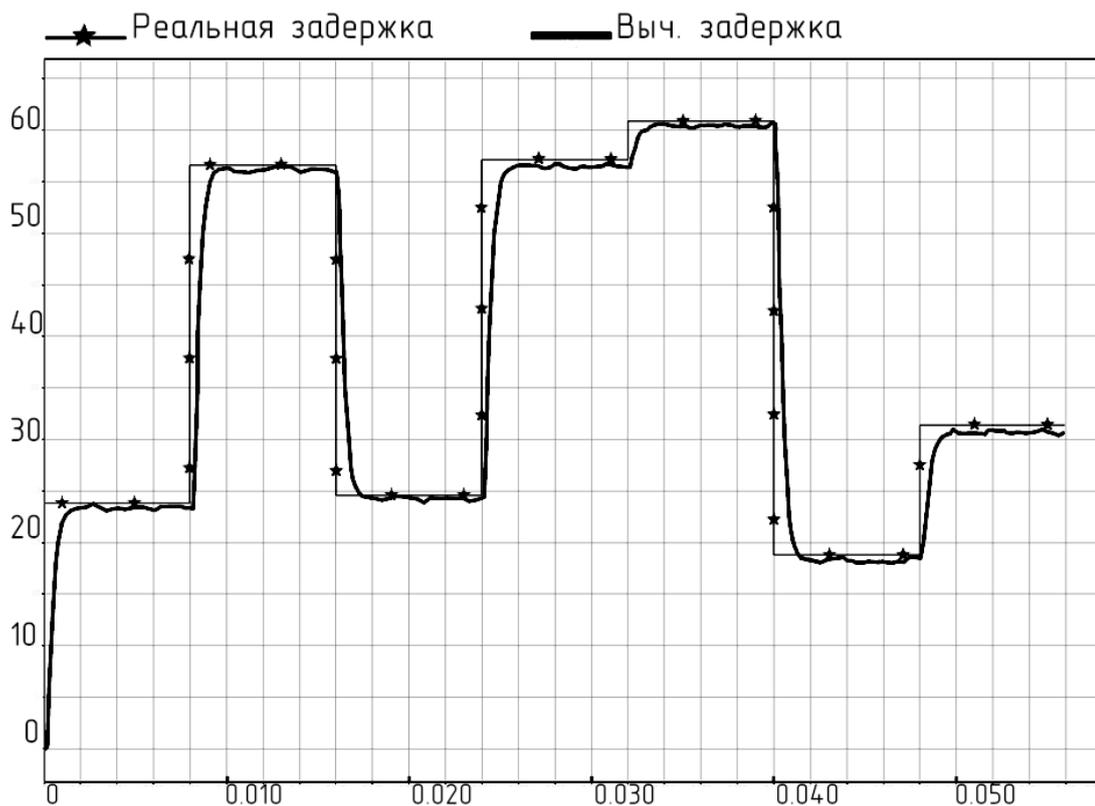


Рисунок 3.33 – Графики работы блока временной синхронизации

На данном рисунке линией со звездой представлен график реальной (изменяющейся случайным образом с течением времени) задержки от времени, жирной линией представлен график задержки, которую вычисляет блок временной синхронизации. По результатам моделирования определены следующие параметры блока временной синхронизации:

- a) время определения задержки – не более 1 мс;
- b) максимальная детектируемая величина задержки – 0,2 мкс (64 такта при частоте дискретизации $F_s = 307,2$ МГц);
- c) минимальная детектируемая величина задержки – 0,00325 мкс (1 такт при частоте дискретизации $F_s = 307,2$ МГц);
- d) погрешность детектирования – 0,00325 мкс (1 такт при частоте дискретизации $F_s = 307,2$ МГц).

Блок автоматической регулировки мощности (АРМ) необходим для поддержания уровня выходной мощности в заданном интервале значений.

Кроме того, блок АРМ обеспечивает заданную мощность в начальный момент времени, а также контролирует состояние РЧ-тракта по сигналу обратного канала. В исходном виде система автоматической регулировки мощности работает в соответствии с выражением:

$$K_u = \frac{U_{md}}{U_{fwd}} \cdot U_{nom} \cdot \sqrt{\frac{U_{fwd} - U_{ref}}{U_{fwd} + U_{ref}}} \quad (3.5)$$

где U_{md} – уровень модулирующего сигнала, U_{fwd} – уровень сигнала падающей волны, U_{ref} – уровень сигнала отраженной волны, U_{nom} – желаемый уровень, K_u – требуемый коэффициент передачи. Так как в текущей реализации модема и РЧ-тракта отсутствует датчик отражённой волны, то возможность анализировать сигнал отражённой волны также отсутствует, и выражение (3.5) принимает вид:

$$K_u = \frac{U_{md}}{U_{fwd}} \cdot U_{nom} \quad (3.6)$$

Таким образом, назначение блока АРМ сводится к поддержанию выходной мощности устройства в соответствии с выражением (3.6). С использованием (3.6) и параметров измеренного РЧ-тракта был разработан блок АРМ, обладающий следующими возможностями:

- a) контроль мощности;
- b) регулировка мощности в широком диапазоне (до 60 дБ);
- c) нелинейная скорость нарастания мощности (пропорционально эквиваленту средней мощности);
- d) контроль входного сигнала (при $U_{вх}$, близком к нулю, регулировка отключается);
- e) контроль сигнала падающей волны (XX, КЗ (эквивалент)) для полного контроля необходим сигнал отражённой волны);
- f) отсутствие выбросов, производных самой системы регулировки;
- g) контроль внешних выбросов мощности (экстренный сброс мощности при превышении заданного порога);
- h) контроль мощности в заданном диапазоне;
- i) управление скоростью нарастания мощности;

ж) дифференциальная регулировка (скорость спада мощности превышает скорость нарастания мощности).

На рисунке 3.34 представлена модель блока автоматической регулировки мощности, а на рисунке 3.35 – временные диаграммы сигналов блока АРМ.

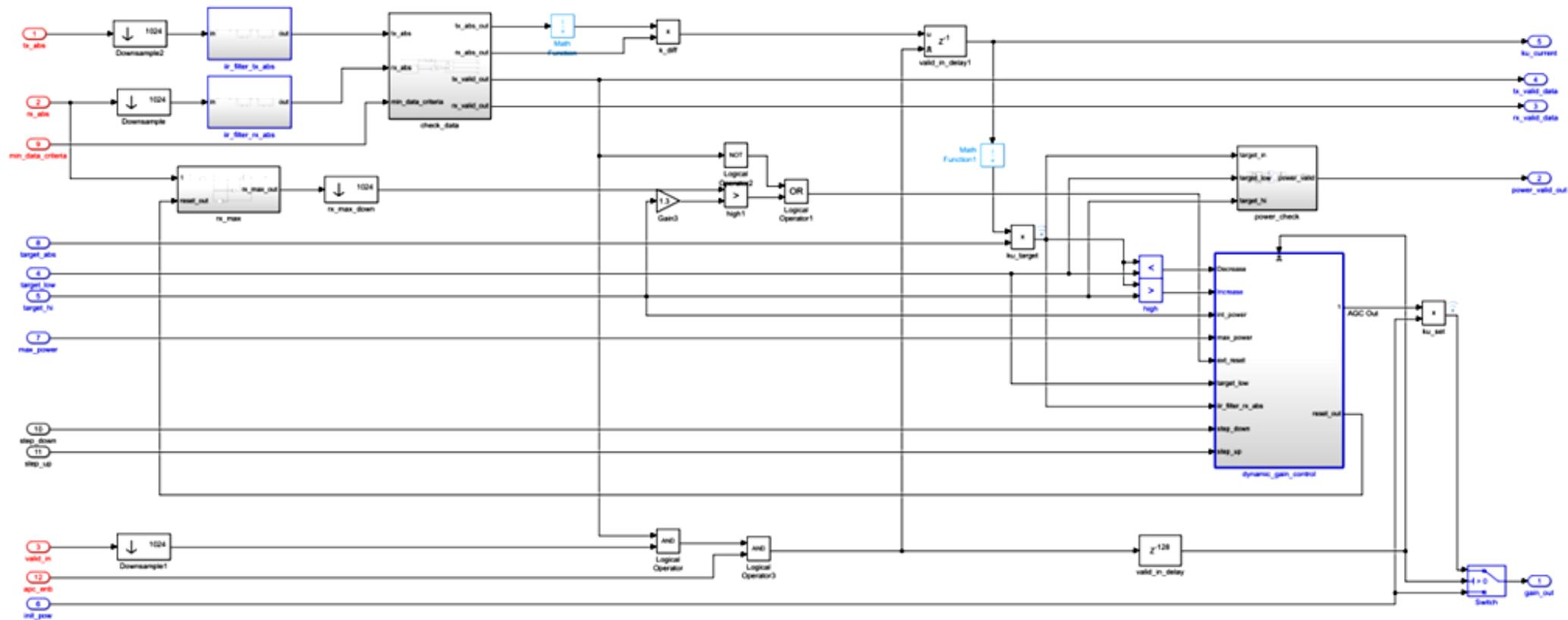


Рисунок 3.34 – Модель блока автоматической регулировки мощности

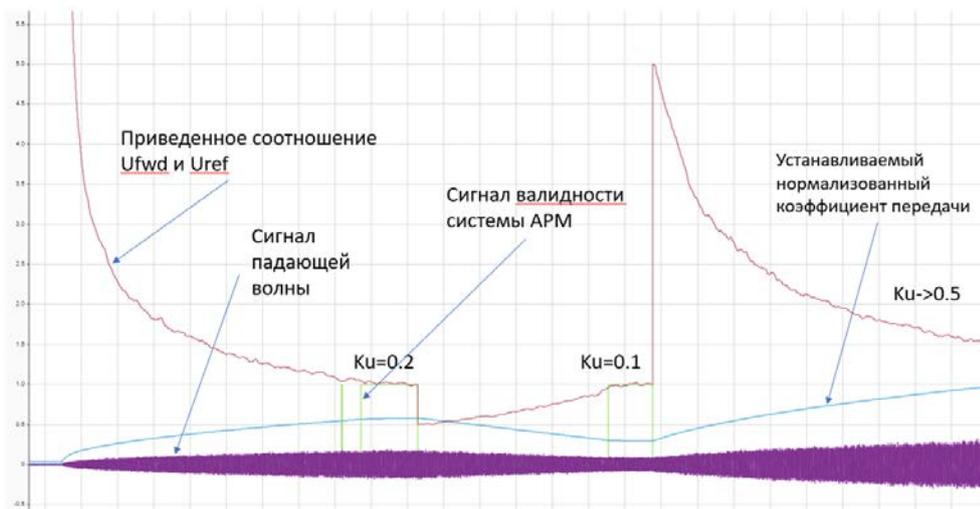


Рисунок 3.35 – Временные диаграммы сигналов блока АРМ

Как видно из рисунка, вначале происходит выход на мощность, соответствующую 20% ($K_u=0.2$), далее устанавливается мощность 10% ($K_u=0.1$) и затем идёт плавный выход на максимальную мощность 50% ($K_u>0.5$).

На рисунке 3.36 представлен график отработки резкого выброса сигнала на выходе усилителя мощности, что может соответствовать короткому замыканию или выходу оборудования из строя.

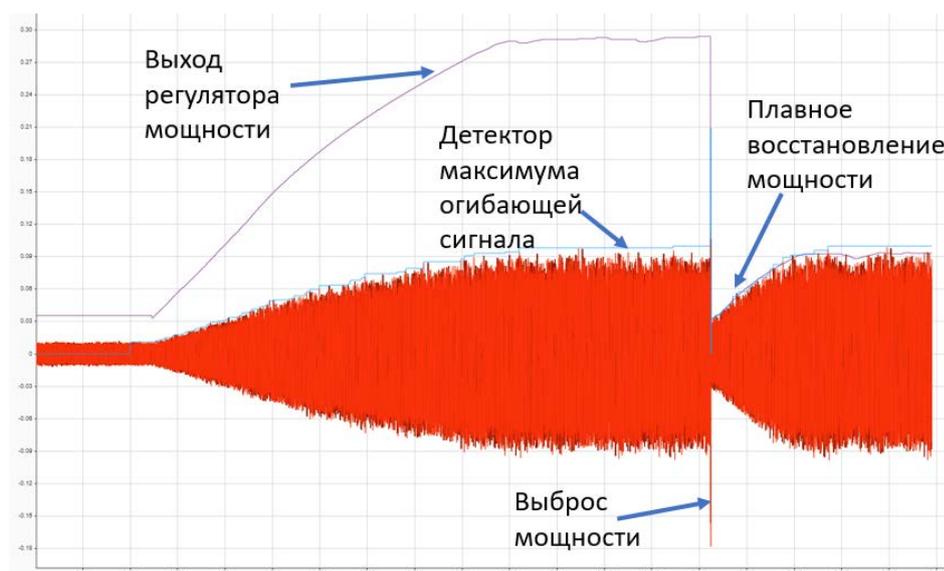


Рисунок 3.36 – График отработки резкого выброса сигнала на выходе усилителя мощности

Как видно из рисунка, блок АРМ резко сбрасывает излучаемую мощность при обнаружении неконтролируемого выброса мощности в выходном тракте усилителя мощности.

3.8 Выводы по Главе 3

1. Алгоритмы построения унифицированных тропосферных OFDM модемов с гибкой архитектурой на основе SDR-технологий позволяют проводить оперативный выбор оптимальной сигнально-кодировочной конструкции и информационной скорости в зависимости от помеховой обстановки и условий распространения радиоволн. Разработанная модель модема позволяет реализовать 6 независимых режимов для тропосферного и радиорелейного каналов, отличающихся СКК, значением полосы 28, 56 и 80 МГц, а также возможностью адаптации.

2. Перспективно использовать в тропосферных OFDM модемах турбокодирование, существенно превосходящее по помехоустойчивости сверточное кодирование с декодированием по алгоритму Витерби. Так при вероятности ошибки 10^{-5} выигрыш составляет не менее 3 дБ для скорости 1/2, а на скоростях 1/3, 1/4 и 1/5 – не менее 4 дБ. Благодаря перемежению турбодекодер исправляет и пакеты ошибок, в отличие от сверточного декодера.

3. Применение помехоустойчивого кодирования в тропосферном канале с быстрыми замираниями существенно отличается от канала без замираний. Помехоустойчивые коды исправляют случайные ошибки и небольшие группы ошибок - до 10 символов подряд. В тропосферном же канале длительность пакета ошибок может составлять несколько тысяч. Эффективным методом борьбы с такими ошибками является разнесение во времени, т.е. сочетание кодирования с (глубоким) объемным псевдослучайным перемежением.

4. Наибольшей энергетической эффективностью из реализованных в модели СКК обладает QPSK-1/3. Так при вероятности ошибки 10^{-5} требуемое отношение сигнал/шум SNR составляет минус 0,5 дБ, в то время как для QPSK-1/2 – не менее 2 дБ.

5. Исследование эффективности алгоритмов снижения пик-фактора свидетельствует о том, что совместное применение алгоритмов ACE и TR в случае модуляции QPSK позволяет уменьшить PAPR на 5 дБ, а для видов модуляции 16 - 64QAM – не менее, чем на 4.5дБ.

6. Использование предыскажений в тропосферном модеме позволяет существенно снизить уровень нелинейных искажений. Результаты исследования, проведенного с использованием обобщённой имитационной модели алгоритмов адаптации и ввода цифровых предыскажений для разных полос пропускания, частот излучения и излучаемой мощности свидетельствует о том, что алгоритмы адаптации RLS, RPEM и RLSm обеспечивают наилучшие результаты (уровень помехи в соседнем канале снизился на 10 дБ).

7. Эффективным методом борьбы с замираниями в тропосферном канале является разнесенный прием. В разработанной модели реализовано одновременное пространственное MISO 2x1 и частотное разнесение на двух несущих частотах (четырёхкратное разнесение). Энергетический выигрыш по сравнению с не разнесенным приемом достигает в этом случае 6 дБ.

ГЛАВА 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ СТАНЦИЙ ТРОПОСФЕРНОЙ СВЯЗИ

Эта глава посвящена экспериментальному исследованию модемов тропосферных станций, разрабатываемых предприятием АО «НПП Радиосвязь», в которых использованы результаты диссертационных исследований автора. В разделе 4.1 приведены результаты натурных испытаний цифровой тропосферной станции для подвижной телефонной связи и сети «Интернет». Результаты трассовых испытаний цифровой тропосферной станции с OFDM-сигналом представлены в разделе 4.2. Разделы 4.3 – 4.5 посвящены описанию методики и анализу результатов натурных трассовых испытаний опытных образцов модема станции релейно-тропосферной связи. Оценке характеристик радиоканала тропосферной связи на базе серийных станций «Сосник-ПМ» с описанием методики и анализом результатов трассовых испытаний посвящён раздел 4.6. Результаты и методика проведения трассовых испытаний серийного изделия «Модем-TRC» станции релейно-тропосферной связи «Гроза-1,5» обсуждаются в разделе 4.7. В разделе 4.8 приведены выводы по Главе 4.

4.1 Натурные испытания цифровой тропосферной станции для подвижной телефонной связи и сети «Интернет»

Испытания проходили с 4 по 6 июня 2018 года в рамках реализации пилотного проекта по обеспечению оказания услуг подвижной радиотелефонной связи и предоставления высокоскоростного доступа к информационно-телекоммуникационной сети «Интернет» с использованием отечественного оборудования.

Организация тропосферной связи проводилась с целью проверки возможностей подключения абонентов удалённых населённых пунктов Республики Бурятия к услугам подвижной связи и высокоскоростного доступа к сети «Интернет» с помощью тропосферных станций связи производства АО «НПП «Радиосвязь» и модемного оборудования совместной разработки АО «НПП «Радиосвязь», МГУ им. Ломоносова и ООО «Микроволновая электроника».

В ходе испытаний была организована тропосферная связь на двух линиях: между населёнными пунктами Харитоново и Подлопатки (дальность связи 135 км); между г. Улан-Удэ и н.п. Харитоново (с учётом углов закрытия эквивалентная дальность связи 180 км).

В первом случае в н.п. Харитоново использовался комплект тропосферного оборудования для подключения оконечного абонентского оборудования, состоящий из аппаратной стойки и антенного поста, а в н.п. Подлопатки – комплект тропосферного оборудования для подключения к сети «Ростелеком». Связь осуществлялась при излучаемой мощности 23-25 Вт с использованием широкополосного сигнала. Рабочие частоты передачи и приёма составили 4450 и 4950 МГц в н.п. Харитоново и 4950 и 4450 МГц в н.п. Подлопатки. В ходе испытаний была организована устойчивая связь с передачей данных по стыку Ethernet со скоростью до 25 Мбит/с. Схема организации связи приведена на рисунке 4.1. Были проведены измерения скорости передачи информации с использованием программного обеспечения Jperf версии 2.0.2. Фактическая скорость передачи информации составила около 22,6 Мбит/с в течение всего сеанса связи (с 20 час. 30 мин. до 22 час. 40 мин.).

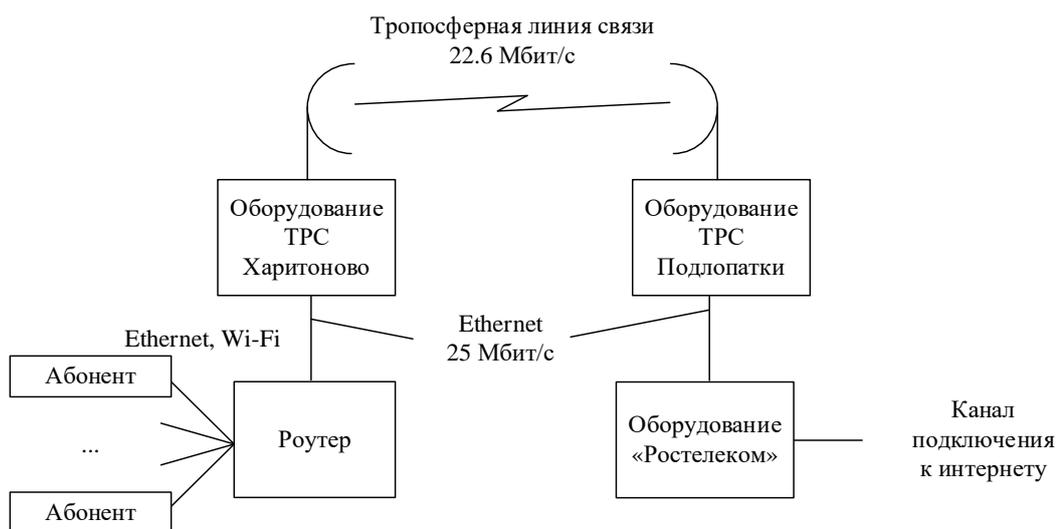


Рисунок 4.1 – Схема организации связи на линии 1

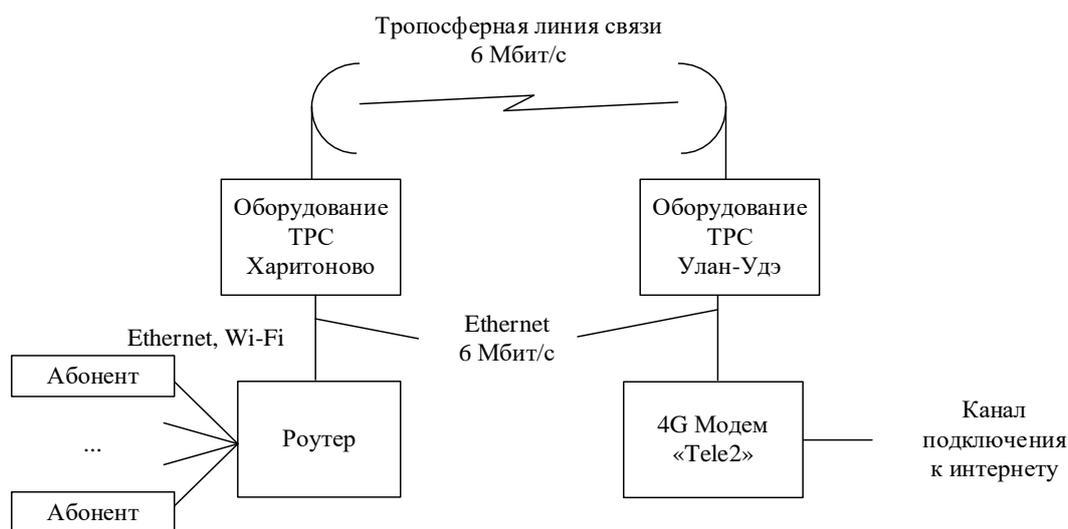


Рисунок 4.2 – Схема организации связи на линии 2

На второй линии в г. Улан-Удэ (рис. 4.2) использовался комплект тропосферного оборудования для подключения к сети сотового оператора «Tele-2» посредством 4G-модема. Была организована видеосвязь, качество связи было стабильным без артефактов. В н.п. Харитоново использовался комплект тропосферного оборудования для подключения оконечного абонентского оборудования, состоящий из аппаратной стойки и антенного поста. Связь осуществлялась при излучаемой мощности 100-102 Вт с использованием широкополосного сигнала на рабочих частотах 4450 и 4950 МГц.

В ходе испытаний была организована устойчивая связь со скоростью до 6 Мбит/с с передачей данных по стыку Ethernet.

4.2 Трассовые испытания цифровой тропосферной станции с OFDM-сигналом

В период с 15 по 16 февраля 2018 г. на территории Красноярского края проводились испытания цифровой тропосферной станции с OFDM-сигналом. Испытаниям подверглись приёмник системы связи с OFDM и передатчик станции «Судок» и интегральной релейно-тропосферной станции, входящей в состав комплекса «Судогда» при работе с форматом OFDM. Испытания

проводились в реальной тропосферной радиолинии протяжённостью 140 км. Частота передачи составила 4520 МГц, а частота приёма – 4890 МГц.

Передаваемый сигнал содержал преамбулу и следующий за ней пакет OFDM-символов. Преамбула состояла из 4 последовательностей Задова-Чу длиной 255 символов. Длительность преамбулы составляла 99,6 мкс. Преамбула занимала полосу 10,24 МГц. Размер пакета OFDM-символов составлял 1110 символов. Длительность OFDM-символа составляла 225 мкс, включая защитный интервал, равный 0,125 длительности символа. Частотный разнос поднесущих составлял 5 кГц. Вид модуляции поднесущих – QPSK. Применено свёрточное кодирование ($k=7$, $R=1/2$) и перемежение. Формат сигнала обеспечивал информационную скорость 1,1 Мбит/с.

В ходе испытаний была установлена тропосферная связь станций «Судоку» и «Судогда» в режиме 512 ЧВМ-4 с количеством ошибок 0.

В режиме с OFDM было исследовано влияние амплитудного ограничения OFDM-символов, позволяющего снизить пик-фактор, на устойчивость синхронизации приёмника.

В ходе испытаний приёмник был подключён через конвертер, настроенный на частоту 4950 МГц с целью минимизации влияния промышленных помех. При излучении сигнала станцией «Судогда» на полную мощность (95 Вт) наблюдалась устойчивая синхронизация приёмника. На индикаторе пульта управления приёмником отображалось созвездие демультимплексированных поднесущих с QPSK (рис. 4.3). При снижении мощности передатчика до 60 Вт синхронизация наблюдалась в течение 1,5 секунд, после чего нарушалась (около 3,5 с). При этом наблюдался поворот созвездия на 20 – 30 градусов, что свидетельствует либо о недостаточно точной синхронизации по пилот-сигналам OFDM, либо о сильном их искажении.

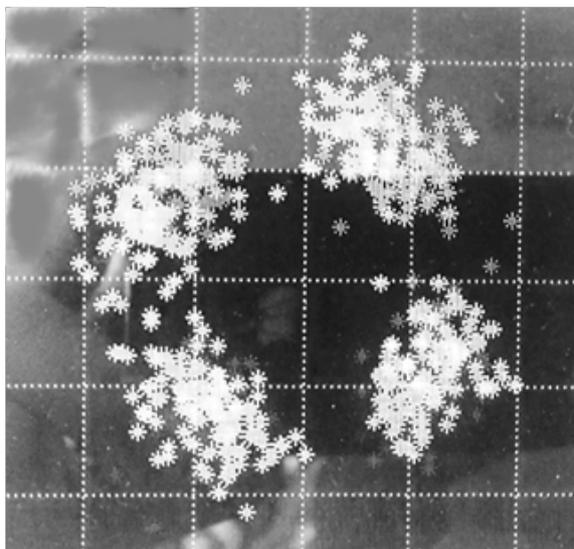


Рисунок 4.3 – Созвездие демуплектированных QPSK поднесущих

На рисунке 4.4 представлен спектр излучаемого сигнала с частотой несущего колебания 4410 МГц (кривые 1 и 2 для мощности передатчика соответственно 95 и 39,5 Вт). Как видно из рисунка (кривая 1), в спектре сигнала наблюдаются провалы в рабочей полосе вследствие нелинейного режима передатчика. При снижении мощности на выходе передатчика до 39,5 Вт наблюдается практически неискажённый спектр сигнала (кривая 2).

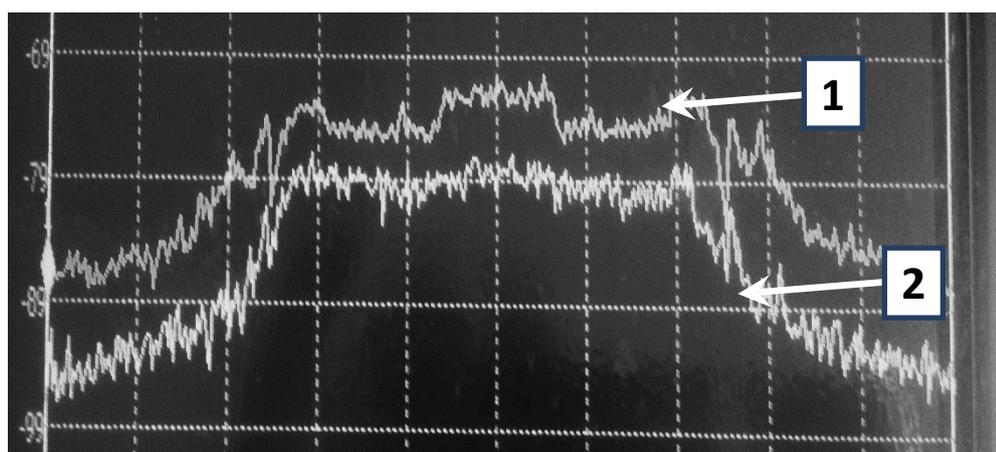


Рисунок 4.4 – Спектр сигнала на выходе усилителя мощности

Результаты испытаний показали возможность устойчивой синхронизации системы связи с OFDM при работе в дневное время суток при

благоприятных погодных условиях. Передача информации не была осуществлена по следующим причинам:

- 1) недостаточная энергетика сигналов синхронизации (преамбулы) пакетов OFDM-символов;
- 2) недостаточное число пилот-сигналов для компенсации амплитудно-фазовых искажений в тропосфере;
- 3) высокая нелинейность передатчика при формировании сигнала мощностью более 40 Вт;
- 4) наличие мощных помех в полосе приёмника, обусловленных работой радиорелейных станций сотовой связи;
- 5) недостаточная выходная мощность усилителя в точке на расстоянии 140 км.

Результаты испытаний позволяют наметить важные для дальнейшего развития системы связи задачи:

- 1) повышение помехоустойчивости системы синхронизации пакетов OFDM-символов путём увеличения длительности преамбулы;
- 2) повышение помехоустойчивости синхронизации по пилот-сигналам путём увеличения группировки пилот-сигналов;
- 3) разработка и внедрение эквалайзера тропосферного канала;
- 4) исследование помехоустойчивости системы связи при работе аппаратуры в режиме ограничения (с различной степенью нелинейности) в лабораторных условиях;
- 5) уменьшение полосы пропускания приёмника от 100 до 10 МГц.

4.3 Натурные трассовые испытания модема тропосферной станции связи

Испытания проходили в период с 22 по 24 мая 2018 года. Испытаниям подвергались опытные образцы модема для тропосферной линии связи («Модем-ТРС»). Целью испытаний являлся сравнительный анализ алгоритмов приёма в условиях частотно-селективных и плоских замираний при различных видах модуляции сигналов и скорости передачи данных.

Испытания проводились в реальной тропосферной радиолинии протяжённостью 140 км. Рабочие частоты передачи и приёма составили 4950 и 4450 МГц соответственно.

Параметры сигналов и алгоритмов исследуемого модема:

- вид модуляции – BPSK, SR-FQPSK (Square Root - Feher Quadrature Phase Shift Keying);

- помехоустойчивое кодирование – турбо код с кодовой скоростью 1/3, алгоритм декодирования – Max scale, 10 итераций;

- алгоритм приёма в условиях частотно-селективных замираний – итеративный эквалайзер на основе нейронных сетей Хопфилда-Танка с обучением;

- алгоритм компенсации плоских замираний – свёрточный перемежитель Форни, длительность 200 мс – 4 с;

- полоса передачи/приёма – 80 МГц по уровню -3 дБ;

- коэффициент расширения спектра псевдослучайной последовательностью: 1 (11.6 Мбит/с), 2 (5.8 Мбит/с), 3 (3.8 Мбит/с), 4 (2.9 Мбит/с), 5 (2.3 Мбит/с), 6 (2 Мбит/с).

В ходе испытаний была проведена оценка достоверности (вероятности ошибки и потерь пакетов), а также максимальной скорости передачи данных. Результаты указанных оценок приведены в таблице 4.1 и на рисунке 4.5. Вероятность битовой ошибки измерялась приборами Беркут-ЕТ и МАКС-ЕМ.

Таблица 4.1 – Результаты испытаний «Модема-ТРС»

№	Время суток	Максимальная рабочая скорость	Вероятность ошибки, потери пакетов	Отношение сигнал/шум	Погода (ближняя точка)	Погода (дальняя точка)
1	21:00	11,6 Мбит/с	$<10^{-9}$	0 дБ	дождь	ливень
2	22:00	11,6 Мбит/с	$<10^{-9}$	0 дБ	дождь	дождь
3	22:30	5,8 Мбит/с	$<10^{-9}$	-5 дБ	дождь	дождь
4	23:00	5,8 Мбит/с	$<5*10^{-9}$	-3 дБ	дождь	дождь
5	23:10	11,6 Мбит/с	$<10^{-3}$	-3 дБ	дождь	дождь
6	23:40	2,9 Мбит/с	$<5*10^{-9}$	-5 дБ	дождь	дождь
7	23:50	Измерение прибором Беркут 2,8 Мбит/с задержка 400 мс	0.0 передано бит $0.5*10^9$	-8 дБ	дождь	дождь
8	0:30	Измерение прибором Беркут 3,8 Мбит/с задержка 400 мс	$<8.7*10^{-7}$ передано бит $0.5*10^9$	-6 дБ	дождь	дождь
9	01:15	11,6 Мбит/с	$<10^{-7}$	-3 дБ	дождь	дождь
10	02:00	5,8 Мбит/с	$<10^{-9}$	-1 дБ	дождь	дождь
11	03:00	11,6 Мбит/с	$<5*10^{-6}$	-2 дБ	дождь	дождь
12	03:30	5,8 Мбит/с	$<10^{-9}$	-3 дБ	без дождя, малая обл.	дождь
13	04:00	3,8 Мбит/с	$<10^{-9}$	-6 дБ	рассвет, ясно	дождь
14	04:30	2,3 Мбит/с	$<5*10^{-5}$	-10 дБ	рассвет, ясно	дождь
15	05:30	2,0 Мбит/с	$<5*10^{-5}$	-10 дБ	рассвет, ясно	не регистр.
16	07:00	3,8 Мбит/с	$<10^{-9}$	-6 дБ	облачно	не регистр.
17	11:00	Измерение программой jperf 4 Мбит/с	2,5% потерь	-8 дБ	облачно	облачно
18	12:00	Измерение прибором МАКС-ЕМ 4 Мбит/с	$1,6*10^{-7}$ 0.67% потерь	не регистр.	облачно	облачно

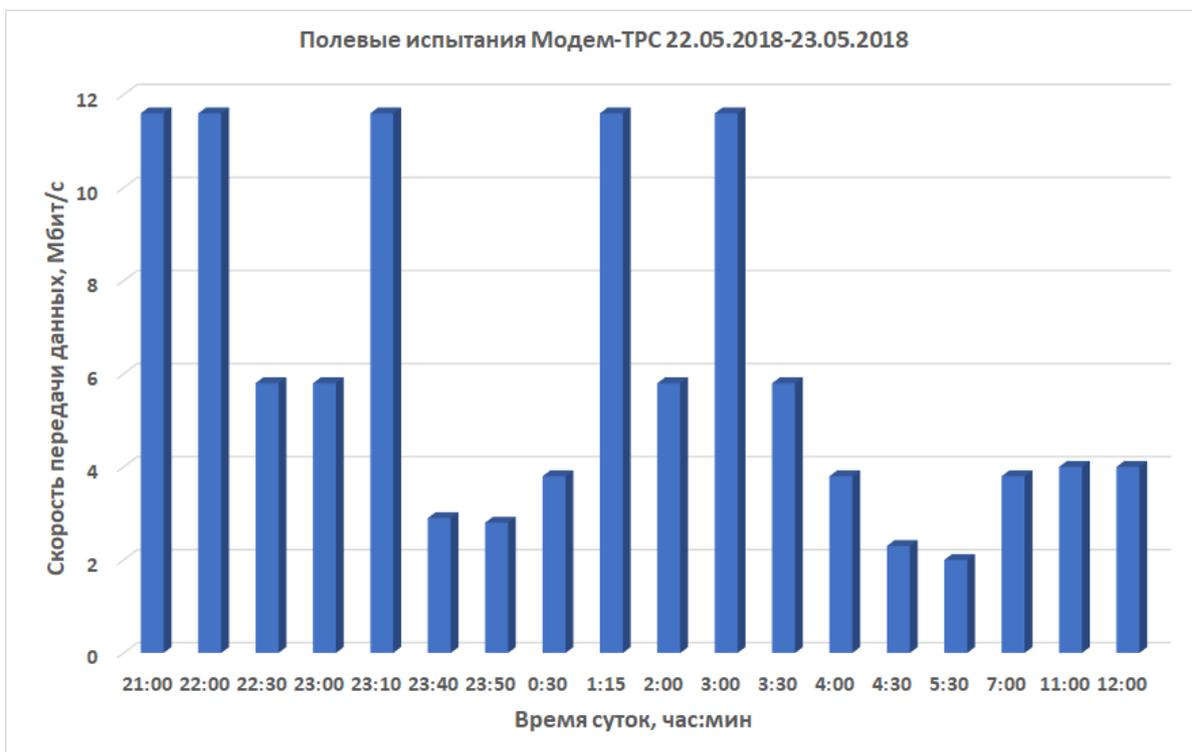


Рисунок 4.5 – Результаты измерения максимальной скорости передачи данных

Результаты испытания видеоконференцсвязи приведены в таблице 4.2. Передача осуществлялась по протоколу TCP-IP. При этом обрывов связи не наблюдалось, изображение было качественное, без артефактов.

Таблица 4.2 – Результаты испытаний «Модема-ТРС» в режиме видеоконференцсвязи

Дата, время суток	Разрешение экрана	Скорость передачи видео, Мбит/с	Качество изображения на приёме	Плавность видео	Отношение сигнал/шум	Погода (ближняя точка)	Погода (дальняя точка)
23.05, 00:00	2688x1520	2,048 Мбит/с	высокое	плавное	-8 дБ	дождь	дождь
23.05, 11:30	2688x1520	2,048 Мбит/с	высокое	с задержками	-8 дБ	облачно	облачно

4.4 Трассовые испытания цифрового высокоскоростного модема тропосферной связи

В период с 22 по 26 октября 2018 г. на территории Красноярского края проводились испытания опытного образца высокоскоростного цифрового модема тропосферной связи («Модем-ТРС») при работе в реальной радиолинии протяжённостью 144 км при средних климатических условиях.

Испытания проводились с целью проверки различных режимов работы, а также оценки качества организованного канала связи и проверки режима автоматической регулировки скорости передачи данных в зависимости от качества канала связи.

В ходе испытаний были организованы параллельно две линии связи с помощью четырёх комплектов оборудования. К двум комплектам оборудования были подключены модемы И249 (аналог модема И248А), к двум другим Модемы-ТРС.

Испытания проводились с помощью оборудования, близкого по своим характеристикам станции Р-423-ПМ:

- ЭИИМ передающего тракта станции – 52,5 дБВт;
- добротность приёмного тракта (G/T) – 12,5 дБ/К (без учёта шумов антенны и Земли);
- выходная мощность передатчика – 90 Вт;
- диаметр антенны – 1,5 м;
- тип интерфейса подключения оконечного оборудования – Ethernet.

Рабочие частоты: ПРД – 4950 МГц, ПРМ – 4450 МГц (г. Красноярск) и ПРД – 4450 МГц, ПРМ – 4950 МГц (п. Балахта).

Измерения скорости и оценка достоверности передачи информации проводились прибором А365 (по стыку С1-ФЛ-БИ и HDB3) и прибором МАКС-ЕМ (по стыку Ethernet).

Технические характеристики модема представлены в таблице 4.3.

Таблица 4.3 – Технические характеристики «Модема-ТРС»

Характеристика	Значение
Диапазон рабочих частот	от 2 до 8,5 ГГц
Ширина полосы модуляции/демодуляции	80 МГц для всех скоростей передачи
Режимы работы	частотный дуплекс временной дуплекс
Обеспечение скрытности	Расширение спектра + ППРЧ
Скорости передачи группового информационного потока в радиоканале (переключается вручную)	от 40 кбит/с до 25 Мбит/с (автовывбор или выбор оператором)
Методы модуляции	SR-FQPSK, FQPSK, OQPSK, QPSK, FBPSK, BPSK
Схема кодирования	Турбо-код, 10 итераций декодера
Метод расширения спектра	Турбо-код + ПСП
Выходная мощность передатчика	от -40 до +20 дБм
Шаг установки выходной мощности передатчика	1 дБ
Избирательность приёмника	не хуже 90 дБ
Точка компрессии 1 дБ приёмника по входу при выключенном входном аттенюаторе	минус 16 дБм
Интерфейс ввода-вывода данных	Ethernet 10/100/1000 Мбит/с (RJ-45)
Потребляемая мощность	не более 40 Вт
Напряжение питания от сети постоянного тока	от 10 до 30 В
Тип разъемов СВЧ	N-тип, розетка
Интерфейс управления	Ethernet
Канал управления	дуплекс 56 кБит/с

В ходе испытаний 24.10.18 метеоусловия на тропосферной линии связи соответствовали худшим климатическим условиям: температура воздуха около 0 °С, пасмурно, атмосферное давление 732 мм. рт. ст., относительная влажность 86%, обильные осадки в виде снега, $N_3 \approx 310$ (коэффициент характеризующей преломления тропосферы у поверхности земли).

Модем И249 был подключён по стыку С1-ФЛ-БИ на скорости группового потока 256 кбит/с. При этом вероятность ошибки в канале составила не более 10^{-4} . При увеличении скорости группового потока до 512 кбит/с наблюдались единичные срывы связи.

Модем-ТРС был подключён по стыку Ethernet на скорости группового потока 3 Мбит/с. Скорость передачи данных, измеренная прибором МАКС-ЕМ, составила 2,5 Мбит/с. Измеренная скорость передачи данных была меньше скорости группового потока в связи с передачей служебной информации совместно с информационным потоком.

Метеоусловия на тропосферной линии связи 26.10.18 были близкими к средним климатическим условиям: температура воздуха от 4 до 6 °С, ясно, атмосферное давление 756 мм. рт. ст., относительная влажность 75%, осадков нет, $N_3 \approx 315$.

Модем И249 был подключён по стыку С1-ФЛ-БИ на скорости группового потока 512 кбит/с. При этом вероятность ошибки в канале составила не более 10^{-5} . При увеличении скорости группового потока до 2048 кбит/с вероятность ошибки в канале превышала значение 10^{-4} .

«Модем-ТРС» был подключён по стыку Ethernet на скорости группового потока 6 Мбит/с. Скорость передачи данных, измеренная прибором МАКС-ЕМ, составила 5,5 Мбит/с. Уменьшение скорости передачи данных на 0,5 Мбит/с обусловлено передачей служебной информации совместно с информационным потоком.

Как показали испытания, на скорости 6 Мбит/с присутствовал запас по энергетике, который позволил бы осуществить связь на скорости до 10 Мбит/с. Было установлено, что для передачи данных на скорости 12 Мбит/с в определенные периоды недостаточна энергетика тропосферного канала. Это приводило к увеличению числа пакетов, переданных с ошибками, и к потере скорости передачи данных на 20–30% относительно скорости группового потока.

Таким образом, экспериментальная проверка «Модема-ТРС» показала, что на трассе с эквивалентной дальностью 176,5 км осуществлялась тропосферная связь на скорости 6 Мбит/с при $N_3 \approx 315$ и 3 Мбит/с при $N_3 \approx 310$.

Испытания подтвердили выигрыш по энергетике до 6 дБ за счёт использования в «Модеме-ТРС» новых сигнально-кодовых конструкций по сравнению с ССК, применяемыми в серийных станциях тропосферной связи.

4.5 Трассовые испытания модема станции релейно-тропосферной связи

29 мая 2019 г. на территории Красноярского края проводились испытания опытного образца высокоскоростного цифрового модема релейно-тропосферной связи при работе в реальной радиолинии в ясную, солнечную, малооблачную погоду.

Передача данных в модеме радиорелейной связи осуществляется в пакетном режиме, длина информационного пакета в зависимости от сигнально-кодовой конструкции для скоростей кодирования 1/2, 3/4, 9/10 составляет 1728, 1152, 960 бит соответственно, длина преамбулы всегда 64 бита. Данные модулируются в зависимости от требуемого режима (QPSK, QAM16, QAM32, QAM64) и мультиплексируются с модулированной QPSK преамбулой во временной области (передаются последовательно).

Испытания проводились с целью проверки различных режимов работы, а также оценки качества организованного канала связи и проверки режима автоматической регулировки скорости передачи данных в зависимости от качества канала связи.

В ходе испытаний были произведены записи сигнала тропосферного канала на информационных скоростях 1, 2, 4, 8 и 16 Мбит/с с шириной полосы сигнала 1,35; 2,7; 5,4; 10,8 и 21,6 МГц соответственно. На приемной стороне с использованием отладочной платы записывали 10^6 отсчетов принятого сигнала.

Далее были произведены записи сигнала радиорелейных режимов + тропосферы по 5 раз для каждой скорости при времени записи одного измерения 8,5 мс. Записанные данные были обработаны в Simulink, а результаты сведены в таблицы и представлены в виде графиков.

На основе записанных данных было установлено, что мощность сигнала на входе приемника в информационной полосе уменьшалась до 7,7 дБ. Глубина искажений сигнала (селективных замираний) доходила до 10 дБ.

Были проведены испытания режимов радиорелейной связи с сигнально-кодовой конструкцией QPSK ТК 1/2 на скоростях 2, 4 и 8 Мбит/с. На скорости

2 Мбит/с измеренная прибором МАКС-ЕМ (по стыку Ethernet) скорость составляла от 1,0 до 1,6 Мбит/с (стабильно держалась скорость 1,0 Мбит/с). На скорости 4 Мбит/с средняя скорость через МАКС-ЕМ была от 1,3 до 3,1 Мбит/с (при стабильном значении 2,0 Мбит/с), в то время как при 8 Мбит/с средняя скорость через МАКС-ЕМ была от 0 до 4,2 Мбит/с (стабильности не было).

Результаты испытаний для указанных условий и режимов работы (отношение сигнал/шум, глубина селективных и групповых замираний и др.) приведены в таблицах 4.4-4.8.

Таблица 4.4 – Результаты испытаний модема TPC на информационной скорости 1 Мбит/с

Полоса сигнала = 1.35 МГц. В режиме QPSK СК=1/2, SNR = E_b/n_0 .

Модем работает при $E_b/N_0 = \text{SNR} = 4,7\text{db}$ с пакетной ошибкой = 0.

Измерение 1...5	SNR макс.	SNR мин.	Глубина частотно-селективных замираний дБ	Глубина групповых замираний дБ
RRC_QPSK_12_1000_1	3.9	3.6	7	39,6
RRC_QPSK_12_1000_2	10.7	4.3	10	39,6
RRC_QPSK_12_1000_3	6	7.4	7	39,6
RRC_QPSK_12_1000_4	6.7	6.9	7	39,6
RRC_QPSK_12_1000_5	4.3	6	6	39,6
Макс. значение	10.7	7.4	10	39,6
Мини. значение	3.9	3.6	6	39,6

Таблица 4.5 – Результаты испытаний модема TPC на информационной скорости 2 Мбит/с

Полоса сигнала = 2.7 МГц. В режиме QPSKCK=1/2 SNR = Eb/n0.
 Модем работает при Eb/N0 = SNR = 4,7db с пакетной ошибкой = 0.

Измерение 1...5	SNR макс.	SNR мин.	Глубина частотно-селективных замираний дБ	Глубина групповых замираний дБ
RRC_QPSK_12_2000_1	5.6	3.4	7	39,6
RRC_QPSK_12_2000_2	11.5	14.2	10	39,6
RRC_QPSK_12_2000_3	6.9	7.4	10	39,6
RRC_QPSK_12_2000_4	7.4	7.6	3	39,6
RRC_QPSK_12_2000_5	6.8	6.5	6	39,6
Макс. значение	11.5	14.2	10	39,6
Мини. значение	5.6	3.4	3	39,6

Таблица 4.6 – Результаты испытаний модема TPC на информационной скорости 4 Мбит/с

Полоса сигнала = 5.4 МГц. В режиме QPSK CK=1/2 SNR = Eb/n0.
 Модем работает при Eb/N0 = SNR = 4,7db с пакетной ошибкой = 0.

Измерение 1...5	SNR макс.	SNR мин.	Глубина частотно-селективных замираний дБ	Глубина групповых замираний дБ
RRC_QPSK_12_4000_1	8.8	8.3	5	39,6
RRC_QPSK_12_4000_2	7.3	7.2	2	39,6
RRC_QPSK_12_4000_3	5.3	5.1	1	39,6
RRC_QPSK_12_4000_4	6.2	5.9	2.3	39,6
RRC_QPSK_12_4000_5	5.4	6.5	5.5	39,6
Макс. значение	8.8	8.3	5.2	39,6
Мини. значение	5.3	5.1	1	39,6

Таблица 4.7 – Результаты испытаний модема TPC на информационной скорости 8 Мбит/с

Полоса сигнала = 10.8 МГц. В режиме QPSK СК=1/2, SNR = Eb/n0.

Модем работает при Eb/N0 = SNR = 4,7db с пакетной ошибкой = 0.

Измерение 1...5	SNR макс.	SNR мин.	Глубина частотно-селективных замираний дБ	Глубина групповых замираний дБ
RRC_QPSK_12_8000_1	2.7	4.1	8.8	39,6
RRC_QPSK_12_8000_2	3.0	3.6	7.2	39,6
RRC_QPSK_12_8000_3	2.6	3.0	7.2	39,6
RRC_QPSK_12_8000_4	2.8	1.5	6.0	39,6
RRC_QPSK_12_8000_5	3.5	2.7	6.0	39,6
Макс. значение	3.5	4.1	8.8	39,6
Мини. значение	2.6	1.5	6.0	39,6

Таблица 4.8 – Результаты испытаний модема TPC на информационной скорости 16 Мбит/с

Полоса сигнала = 21.6 МГц. В режиме QPSK СК=1/2 SNR = Eb/n0.

Модем работает при Eb/N0 = SNR = 4,7 db с пакетной ошибкой = 0.

Измерение 1...5	SNR макс.	SNR мин.	Глубина частотно-селективных замираний дБ	Глубина групповых замираний дБ
RRC_QPSK_12_16000_1	1.9	1.8	6.5	39,6
RRC_QPSK_12_16000_2	1.8	1.5	5.2	39,6
RRC_QPSK_12_16000_3	2.7	3.3	7.0	39,6
Макс. значение	2.7	3.3	7.0	39,6
Мини. значение	1.8	1.5	5.2	39,6

Результаты испытаний позволяют сделать следующие выводы:

1. В моменты сравнительно медленных замираний эквалайзер успевал сводить коэффициенты, отработать межсимвольную интерференцию, благодаря чему созвездие собиралось и данные декодировались правильно. При быстрых замираниях созвездие «рассыпалось», и наблюдались частые ошибки при декодировании данных.

2. Дальнейшее развитие радиорелейного режима под тропосферу требует для борьбы с быстрыми замираниями организацию параллельных каналов передачи по частоте и (или) пространству, т. е. частотного или пространственного разнесения. Для большей эффективности необходимо также использовать временное разнесение (перемежитель от 50 до 400 мс).

3. Важным преимуществом данного модема является возможность установки информационной скорости с шагом 1 кбит/с, что позволяет реализовать адаптивный режим по скорости с учетом характеристик тропосферного канала.

4.6 Оценка характеристик радиоканала тропосферной связи на базе станций «Сосник-ПМ»

29 мая 2019 г. на базе тропосферных станций «Сосник-ПМ» был организован радиоканал Красноярск- Балахта на частотах 4450-4950 МГц. Для оценки радиоканала применялся измерительный комплекс: плата Xilinx ZC706, плата analog devices ADRV9371-W/PCBZ и модем И249 в режиме формирования тестовых сигналов.

Для оценки радиоканала применялись тестовые сигналы с полосой 45,4608, 22.7304, 11.3652, 5.6826 и 2.8413 МГц с типом модуляции BPSK. В качестве цифровой информации использовалась M-последовательность длины 8191 символ.

Для каждого тестового сигнала проводилось 5 измерений АКФ и спектра принятого сигнала. Результаты испытаний для одного измерения АКФ каждого тестового сигнала приведены на рисунках 4.6–4.12.

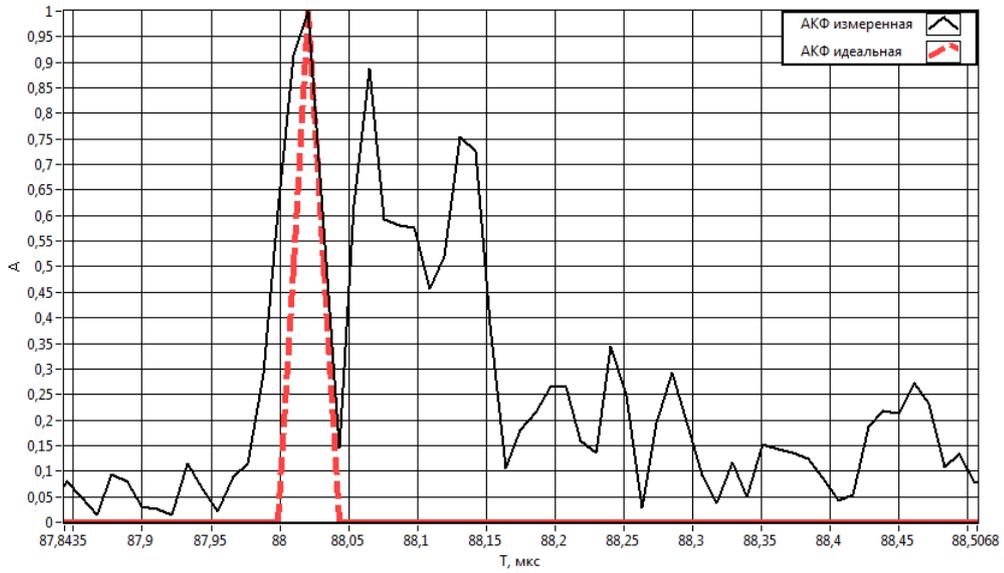


Рисунок 4.6 – Результаты измерения АКФ сигнала 45,4608 МГц

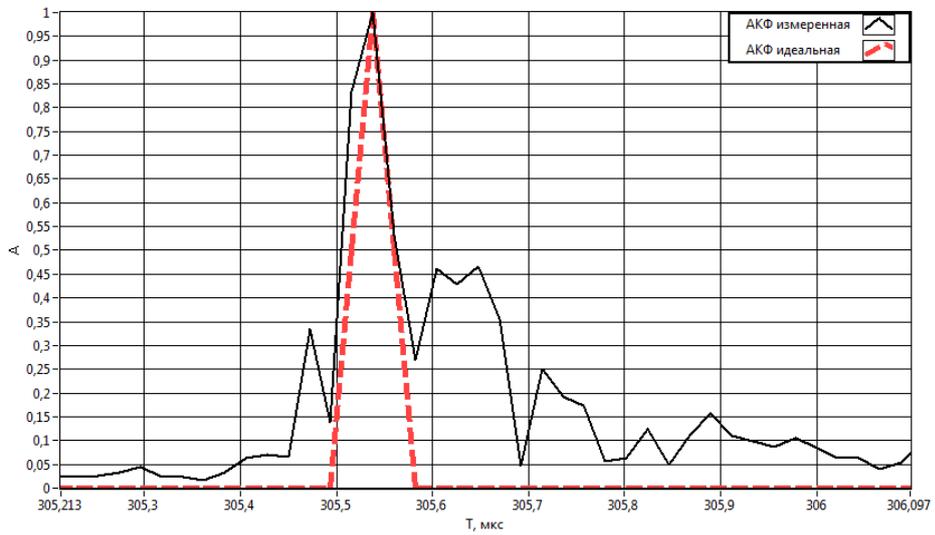


Рисунок 4.7 – Результаты измерения АКФ сигнала 22,7304 МГц

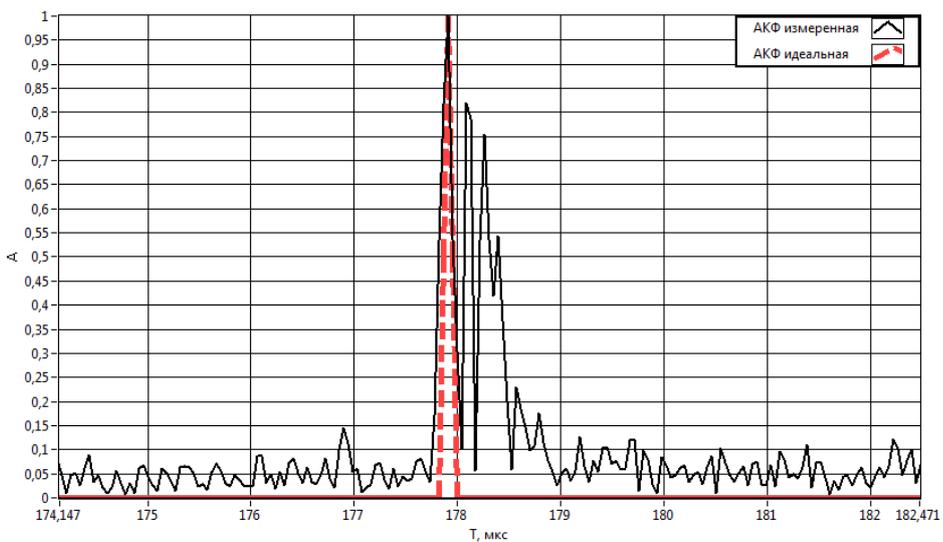


Рисунок 4.8 – Результаты измерения АКФ сигнала 11,3652 МГц

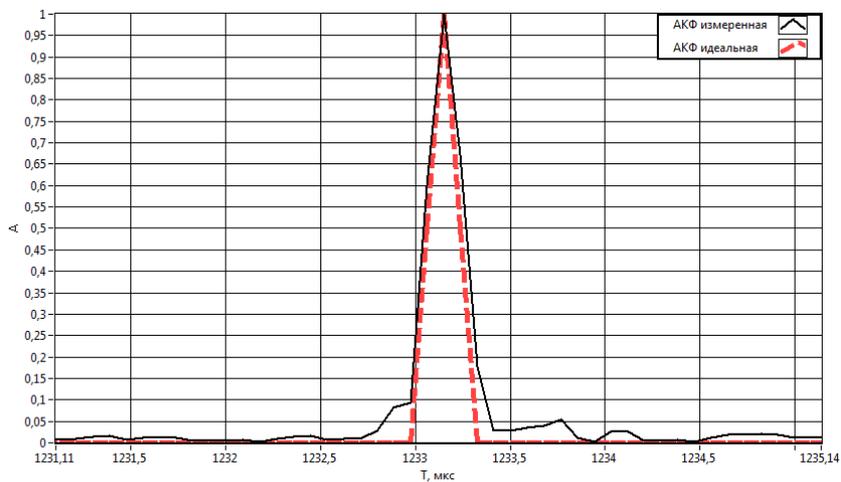


Рисунок 4.9 – Результаты измерения АКФ сигнала 5,6826 МГц

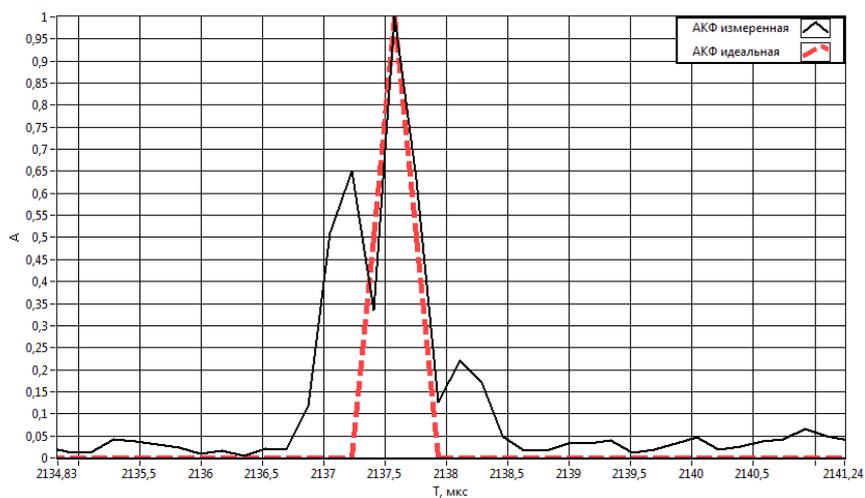


Рисунок 4.10 – Результаты измерения АКФ сигнала 2,8413 МГц

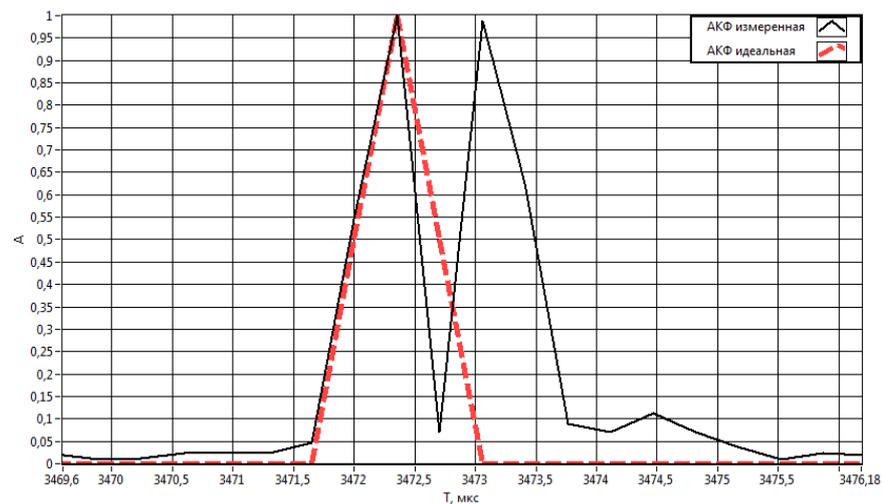


Рисунок 4.11 – Результаты измерения АКФ сигнала 1,42065 МГц

Как видно из приведенных рисунков, многолучевость в радиоканале приводит к появлению множества боковых лепестков АКФ. В таблице 4.9 приведены значения межсимвольной интерференции (Δt) для разных тестовых сигналов (в каждом из 5 измерений и среднее значение).

Таблица 4.9 – Значение МСИ для разных тестовых сигналов

Полоса тестового сигнала	Номер измерения	(Δt)	Среднее значение
45,4608 МГц	1	340 нс	289
	2	213 нс	
	3	320 нс	
	4	257 нс	
	5	318 нс	
	Δ	127 нс	
Полоса тестового сигнала	Номер измерения	(Δt)	Среднее значение
22,7304 МГц	1	440 нс	643
	2	450 нс	
	3	712 нс	
	4	697 нс	
	5	920 нс	
	Δ	480 нс	
Полоса тестового сигнала	Номер измерения	(Δt)	Среднее значение
11,3652 МГц	1	1200 нс	1140
	2	1000 нс	
	3	1400 нс	
	4	900 нс	
	5	1200 нс	
Полоса тестового сигнала	Номер измерения	(Δt)	Среднее значение
5,6826 МГц	1	1100 нс	1374
	2	1400 нс	
	3	1600 нс	
	4	1397 нс	
	Δ	500 нс	
Полоса тестового сигнала	Номер измерения	(Δt)	Среднее значение
2,8413 МГц	1	2000 нс	1349
	2	1200 нс	
	3	1700 нс	
	4	1069 нс	
	5	780 нс	
	Δ	1220 нс	
Полоса тестового сигнала	Номер измерения	(Δt)	Среднее значение
1,42065 МГц	1	2790 нс	2934
	2	3720 нс	
	3	2930 нс	
	4	2470 нс	
	5	2760 нс	
	Δ	1250 нс	

Результаты испытаний позволяют сделать следующие выводы:

1. С увеличением информационной скорости (увеличением полосы сигнала) значение межсимвольной интерференции (Δt) уменьшается, что можно объяснить частотной зависимостью группового времени запаздывания (ГВЗ) в тропосферном канале.

2. Для каждой скорости и для каждого измерения изменяется задержка между лучами, количество и мощность лучей. Значение межсимвольной интерференции для сигнала 1,42065 МГц менялось от 2470 до 3720 нс.

3. С межсимвольной интерференцией 3720 нс в И249 классическими методами с чистым окном максимальная скорость составила 128 кбит/с.

4. Для задержки 3720 нс на скорости 2 Мбит/с достаточно структуры эквалайзера с 8 отводами.

4.7 Трассовые испытания станции «Гроза-1,5»

В 2022 году были проведены испытания серийного изделия «Модема-TRC».

Проверка проводилась АО «НПП «Радиосвязь» в реальной радиолинии в Красноярском крае.

- дата испытаний: с 26.05.22 по 27.05.22;

- время испытаний: начало – 16:10 26.05.22; окончание - 14:50 27.05.22.

Испытания проводились на реальной тропосферной радиолинии:

Красноярск (КР) – Точка 140 (в районе н.п. Ямская Новосёловского района) протяженностью 144 км;

Координаты точки КР по системам GPS: 56 °10' СШ; 93 ° 01' ВД; высота 315 м.

Азимут на Точку 140, истинный 220°, с учетом магнитного склонения равного +6,5°, составляет 213,5°, по буссоли 35,6 Б.

Точка 140 – по дороге к Новоселово на 191 км западнее от дороги (недалеко н.п. Ямская).

Координаты Точки 140 по системе GPS: 55°12,723' СШ; 91°31,812' ВД; высота 423 м.

Азимут на Точку КР, истинный 40° , с учетом магнитного склонения равного $+6,5^\circ$. Составляет $33,5^\circ$, по буссоли 5,58 Б.

Рабочая частота излучения (т. КР) 4670,00 МГц, перемежитель 200.

Рабочие частота приема (т. КР) 4490,75 МГц, перемежитель 200.

Угол закрытия $\beta_{1(2)}^0$, град. от точки стояния ТРС в направлении на корреспондента рассчитывается геометрически.

$R^{np(m)}$, м (км) – расстояние от ТРС до преобладающего препятствия;

$h_{np(m)}$, м – высота преобладающего препятствия;

$h_{ст(m)}$, м – высота стояния ТРС относительно уровня моря;

$h_{a(m)}$, м – высота антенны ТРС.

Расчет угла закрытия интервала КР - Точка 140 производился исходя из следующих данных:

1) Расчет угла закрытия в направлении КР - Точка 140:

дальность связи – 144 км (измерена по карте);

параметры Точки КР:

$h_{np(m)} = 392$ м, определена по карте;

$h_{ст(m)} = 315$ м, определена по карте;

$h_{a(m)} = 3,0$ м, измерена;

$R^{np(m)} = 13000$ м (13 км);

$\beta_1^0 = +0,26749$.

2) Расчет угла закрытия в направлении Точка 140 – КР:

дальность связи – 144 км (измерена по карте);

параметры Точки 140:

$h_{np(m)} = 594$ м, определена по карте;

$h_{ст(m)} = 423$ м, определена по карте;

$h_{a(m)} = 3$ м, измерена;

$$R^{np(m)} = 30300\text{м} (30,3 \text{ км});$$

$$\beta_2^0 = +0,1322.$$

Суммарный угол закрытия интервала равен:

$$\beta_{\Sigma}^0 = \beta_2^0 + \beta_1^0 = 0,26749^\circ + 0,1322^\circ = +0,4^\circ$$

Дополнительные потери, обусловленные рельефом местности ΔW_p (дБ), на дальности связи $D = 150$ км, в зависимости от суммарного угла закрытия горизонта β_{Σ}^0 приведены в таблице 4.10.

Таблица 4.10 – Дополнительные потери энергии

Суммарный угол закрытия горизонта	Дополнительные потери энергии и соответствующая им потеря дальности, дБ (км) в зависимости от протяженности трассы				
	100 км	125 км	150 км	175 км	200 км
0°	0 (0)	0 (0)	0 (0)	0 (0)	0 (0)
0,2°	5 (32)	4 (26)	3,5 (23)	3 (20)	2,5 (16)
0,4°	7 (45)	6 (40)	5,5 (36)	4,5 (30)	4 (26)
0,5°	8 (52)	7 (45)	6 (40)	5,5 (36)	5 (33)

Соответственно, на данной трассе дополнительные потери составили порядка 5,5 дБ, что эквивалентно увеличению дальности на 36 км: $144 + 36 = 180$ км.

Профиль рельефа местности на линии г. Красноярск (слева) – Точка-140 (справа) приведен на рисунке 4.12.



Рисунок 4.12 – Профиль рельефа местности на линии

г. Красноярск – Точка-140

Климатическая поправка L_r для условий проведения испытаний в Красноярском крае в мае месяце по сравнению с условиями для худшего месяца равнинной местности Средне-Европейской территории РФ ориентировочно рассчитывается по формуле:

$$L_r = (0,93 - 1,63 \times 10^{-3} \times D) \times (N_s - 310), \text{ дБ}$$

где: N_s - коэффициент преломления воздуха у поверхности земли;

D – протяженность интервала между станциями в км.

$L_r = -17,6$ дБ – среднесуточное значение климатической поправки.

Суммарные энергетические потери на интервале КР-140 по сравнению с дальностью 140 км, при нулевых углах закрытия горизонта, в худшем по метеоусловиям месяце на Средне-Европейской территории РФ будут ориентировочно равны:

$$\Delta W_{\Pi} = \Delta W_p + L_r = 5,5 \text{ дБ} - 17,6 \text{ дБ} = -12,1 \text{ дБ}$$

На данном интервале, выбранном для проведения испытаний на дальность 140 км с суммарным углом закрытия $+0,4^\circ$ на скорости в мае 2022 г., высокочастотный уровень на 12,1 дБ больше по сравнению с условиями для худшего месяца равнинной местности Средне-Европейской территории РФ.

Испытания проводились в режиме с информационной скоростью в режиме автоскорости при дальности радиолинии 140 км. Проверка проводилась в течение 24 ч непрерывной работы.

Обобщенные показатели пропускной способности канала станций представлены в таблице 4.7 и на рисунке 4.13.

Таблица 4.11 – Обобщенные показатели качества цифрового канала за весь период испытаний

Время	ПРМ т. КР ПРД т.140	ПРМ т. 140 ПРД т. КР
16:30	11300	11300
17:00	11300	11300
17:30	11300	11300
18:00	5600	5600
18:30	2800	2800
19:00	2800	2800
19:30	1400	1400
20:00	2800	1400
20:30	1400	1400
21:00	1400	1400
21:30	1400	1400
22:00	1400	707
22:30	2800	2800
23:00	2800	1400
23:30	2800	1400
0:00	1400	1400
0:30	2800	1400
1:00	2800	1400
1:30	1400	1400
2:00	2800	1400
2:30	1400	1400
3:00	2800	1400
3:30	1400	1400
4:00	1400	1400
4:30	2800	1400
5:00	2800	1400
5:30	1400	1400
6:00	1400	1400
6:30	2800	1400
7:00	1400	1400
7:30	1400	1400
8:00	1400	1400
8:30	1400	1400
9:00	2800	1400
9:30	5600	2800
10:00	11300	11300
10:30	11300	11300
11:00	11300	11300
11:30	11300	11300
12:00	11300	11300
12:30	11300	11300
13:00	11300	11300
13:30	11300	5600
14:00	11300	5600

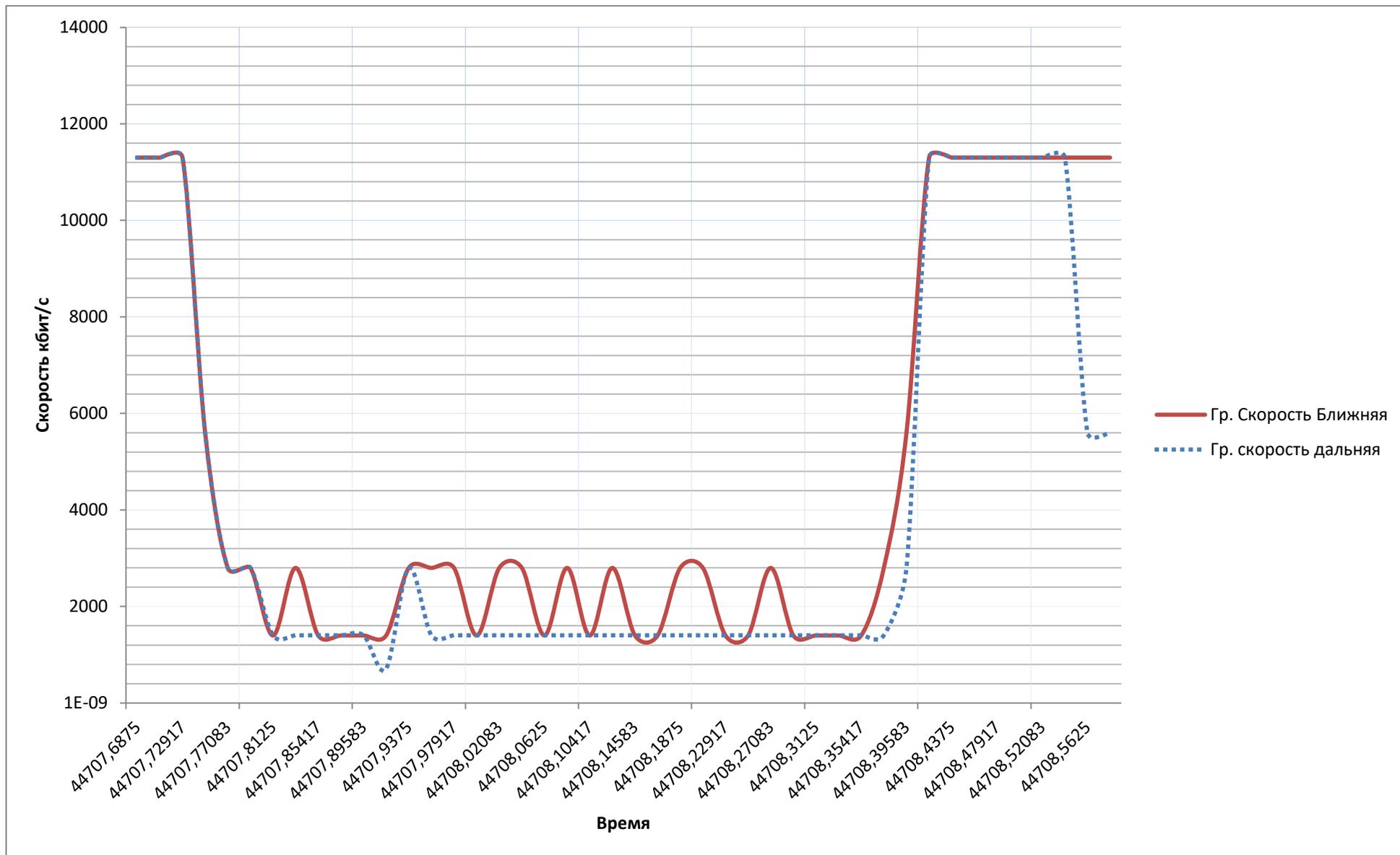


Рисунок 4.13 – Обобщенные показатели качества цифрового канала за весь период испытаний

4.7 Выводы по Главе 4

1. Результаты натурных испытаний тропосферных станций связи свидетельствуют, что для большей эффективности борьбы с быстрыми замираниями необходимо использовать наряду с частотным и пространственным разнесением также и временное разнесение (перемежитель от 50 до 400 мс).

2. Возможность установки информационной скорости с малым шагом (до 1 кбит/с) позволяет реализовать в тропосферных станциях адаптивный режим по скорости с учетом характеристик тропосферного канала.

3. Результаты испытаний на реальных тропосферных радиоперелиниях свидетельствуют о том, что при ухудшении условий тропосферного прохождения ошибки появлялись блоками. Это объясняется особенностями турбо-кодирования: при наличии глубоких быстрых замираний при потере одного компонента кода теряется весь информационный блок, а в остальных случаях происходит полная коррекция ошибок.

4. Результаты испытаний подтверждают перспективность для развития тропосферной связи таких направлений как интеграция турбо кодирования с различными видами перемежения и другими методами обработки сигналов с целью увеличения достоверности при быстрых замираниях, применение OFDM-сигналов со сложными видами модуляции (8PSK, QAM).

5. Результаты испытаний позволяют наметить важные для дальнейшего развития тропосферных систем связи задачи: повышение помехоустойчивости системы синхронизации пакетов OFDM-символов путём увеличения длительности преамбулы; повышение помехоустойчивости синхронизации по пилот-сигналам путём увеличения группировки пилот-сигналов; разработка и внедрение эквалайзера тропосферного канала; исследование помехоустойчивости системы связи при работе аппаратуры в режиме ограничения (с различной степенью нелинейности) в лабораторных условиях.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные результаты диссертационной работы:

1. Проведён анализ современного состояния и тенденций развития технологии OFDM, показавший перспективность её использования в тропосферных каналах связи.

2. Исследована эффективность применения сигнально-кодовых конструкций на основе модуляции QPSK и QAM с турбо-кодированием в унифицированных OFDM-модемах тропосферно-радиорелейных станций связи.

3. Предложен способ внутрисигнального частотного разнесения с использованием повторения спектра информационного символа с кратностью разнесения, зависящей от информационной скорости, в сочетании с адаптивным эквалайзером и сумматором максимальных отношений в приемнике OFDM-сигнала.

5. Показана перспективность применения комбинированной схемы эквализации с преэквалайзером в передающей части OFDM-модема радиорелейных станций связи для оптимизации передаваемой мощности на каждой поднесущей в соответствии с характеристикой канала.

6. Показана перспективность использования режимов адаптации по энергетике и по скорости (информационной и кодовой) в унифицированных модемах для повышения эффективности тропосферно-радиорелейных станций.

7. Разработана модель OFDM-модема тропосферно-радиорелейных линий связи для анализа эффективности предложенных СКК и методов адаптации.

8. Показана эффективность адаптации к помеховой обстановке и условиям распространения радиоволн путём оперативного выбора сигнально-кодовой конструкции, энергетике и информационной скорости в OFDM-модеме тропосферно-радиорелейной станции.

9. Разработана имитационная модель в среде *matlab/simulink* радиочастотного тракта тропосферной станции связи, позволяющая выполнять высокоточные оценки нелинейности, неравномерности АЧХ, спектрального состава выходного сигнала и уровня фазовых шумов.

10. Модифицированы алгоритмы адаптивной OFDM в радиорелейных станциях связи для оптимизации распределения передаваемой мощности в полосе частот в соответствии с АЧХ канала.

11. Предложен двухступенчатый алгоритм снижения пик-фактора OFDM-сигналов и алгоритм цифровых предскажений, позволяющие существенно ослабить требования к линейности усилителя передатчика.

12. Предложены алгоритмы построения и программная реализация модемов с гибкой архитектурой на основе SDR-технологий для станций тропосферно-радиорелейной связи с адаптацией к помеховой обстановке по энергетике и информационной скорости, обеспечивающие высоконадёжную передачу дискретных сообщений с повышенными требованиями к помехоустойчивости.

Сформулированные выше основные научные и практические результаты настоящей диссертационной работы, по мнению её автора можно квалифицировать как изложение новых научно обоснованных технических решений и разработок, имеющих существенное значение для развития тропосферных связных систем.

Основные рекомендации по использованию результатов диссертационной работы состоят в следующем. Результаты диссертационной работы могут быть использованы при разработке тропосферных связных систем следующего поколения в АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск), ОАО НПЦ «Вигстар» (г. Москва), АО «Информационные спутниковые системы им. акад. М.Ф. Решетнёва» (г. Железногорск).

Перспективы дальнейшего развития данного научного направления. По мнению автора диссертационной работы целесообразно продолжить работу по направлению, связанному с использованием OFDM-сигналов в тропосферных системах связи и оптимизацией сигнально-кодовых конструкций для унифицированных модемов с гибкой архитектурой и адаптацией по энергетике и скорости передачи данных.

Автор выражает признательность научному руководителю, доктору технических наук, Галееву Ринату Гайсеевичу за помощь на всех этапах выполнения диссертации, а также коллегам – Богатыреву Евгению Владимировичу, Морозову Евгению Николаевичу, Лукашеву Геннадию Михайловичу и другим работникам конструкторского бюро АО «НПП «Радиосвязь» за активное участие в выполнении экспериментов и в обсуждении результатов исследований.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

- АБГШ – аддитивный белый гауссовый шум;
- АРУ – автоматическая регулировка усиления;
- АРМ – автоматическая регулировка мощности;
- АФУ – антенно-фидерное устройство;
- АЧХ – амплитудно-частотная характеристика;
- БПФ – быстрое преобразование Фурье;
- ДН – диаграмма направленности;
- ДТР – дальнее тропосферное распространение;
- МДКР – многостанционный доступ с кодовым разделением;
- МДЧР – многостанционный доступ с частотным разделением;
- ММПО – эквалайзер с максимально правдоподобным оцениванием;
- MMSE – эквалайзер по минимуму СКО;
- МСИ – межсимвольная интерференция;
- МШУ – малошумящее устройство;
- ОБПФ – обратное быстрое преобразование Фурье;
- ПАУ – пульт автономного управления;
- ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема;
- ПО – программное обеспечение;
- ПРД – передающее устройство;
- ПРМ – приёмное устройство;
- ПСП – псевдослучайная последовательность;
- ППФ – полосно-пропускающий фильтр;
- ПЧ – промежуточная частота;
- РРС – радиорелейная станция;
- РС – Рида-Соломона (код);
- СК – свёрточный код;
- СКК – сигнально-кодовая конструкция;
- СПМ – спектральная плотность мощности;

ТК – турбо код;

ТРЛ – тропосферная радиорелейная линия;

ТРС – тропосферная радиорелейная станция;

ШПС – шумоподобный сигнал;

ЭВК – энергетический выигрыш от кодирования;

ЭИИМ – эквивалентная изотропно-излучаемая мощность;

АСЕ – Активное Расширение Созвездия;

BER – Отношение правильно принятых битов к ошибочным;

BPSK – бинарная фазовая манипуляция (ФМ-2);

DBPSK – дифференциальная бинарная фазовая модуляция (ОФМ);

QPSK – квадратурная фазовая манипуляция (ФМ-4);

8PSK – фазовая манипуляция восьмого порядка (ФМ-8);

QAM – квадратурная амплитудная модуляция (КАМ);

IFFT – обратное преобразование Фурье;

LDPC – низко плотностный код;

LLR – логарифмическое отношение правдоподобия;

MMSE – минимальная среднеквадратическая ошибка;

OFDM – ортогональное частотное разделение с мультиплексированием;

COFDM – кодированное ортогональное частотное разделение с мультиплексированием;

OFDM-CDM – OFDM Code Division Multiplexing – мультиплексирование OFDM сигналов с кодовым разделением;

PAPR – пик-фактор;

TR – Тональное резервирование;

SDR – программно-определяемая радиосистема;

WPM – вейвлет-пакетная модуляция.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кащенко И.Е. Метод линеаризации декаметрового радиопередающего тракта на основе таблиц компенсации нелинейных искажений / И.Е. Кащенко // Техника радиосвязи – 2015. – №1 (24). – С. 78-85.
2. Ir. Johan Paduart, Identification of Nonlinear systems using Polynomial Nonlinear State Space Model / Ir. Johan Paduart , Vrije Universiteit Brussel pp. 102 – 104, 2008.
3. Y. Li, X. Wang and A. Zhu, "Reducing Power Consumption of Digital Predistortion for RF Power Amplifiers Using Real-Time Model Switching," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 70, no. 3, pp. 1500-1508, March 2022, doi: 10.1109/TMTT.2021.3132347.
4. P. P. Sotiriadis, C. G. Adamopoulos, D. Baxevanakis, P. G. Zarkos and I. Vassiliou, "RF Switched-Capacitor Power Amplifier Modeling," in *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, vol. 40, no. 8, pp. 1525-1530, Aug. 2021, doi: 10.1109/TCAD.2020.3025207.
5. Arash Soltani, Mehdi Airamlozadeh & Jaber Parchami (2022) MIMO-OFDM channel estimation based on minimum error entropy criterion under non-Gaussian environment, *International Journal of Electronics Letters*, DOI: 10.1080/21681724.2022.2087909
6. M. Abdelaziz, L. Anttila, A. Brihuega, F. Tufvesson and M. Valkama, "Digital Predistortion for Hybrid MIMO Transmitters," in *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 12, no. 3, pp. 445-454, June 2018, doi: 10.1109/JSTSP.2018.2824981.
7. Mohammad Reza Motazedzi & Reza Dianat (2018) An erasure-based scheme for reduction of PAPR in spatial multiplexing MIMO-OFDM using Reed-Solomon codes over GF(216 + 1), *International Journal of Electronics*, 105:9, 1583-1597, DOI: 10.1080/00207217.2018.1477192

8. Ding L. A least square/Newton method for digital predistortion of wideband signals / L. Ding, Z. Ma, D. R. Morgan, M. Zierdt, and J. Pastalan // IEEE Trans. on Communications, vol. 54, no. 5, pp. 833–840, May 2006.
9. Gan L. Adaptive digital predistortion of nonlinear systems / L. Gan // Ph.D. Thesis, Faculty of Electrical and Information Engineering, Graz University of Technology, Graz, Austria. – 2009.
10. Morgan D. A generalized memory polynomial model for digital predistortion of RF power amplifiers / Morgan, Ma, Kim, Zierdt, and Pastalan // IEEE Trans. Sig. Proc, vol. 54. – 2006. – P.3852-3860.
11. T. Gotthans, G. Baudoin and A. Mbaye, "Comparison of modeling techniques for power amplifiers," *2013 23rd International Conference Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA)*, 2013, pp. 232-235, doi: 10.1109/RadioElek.2013.6530922.
12. V. N. Manyam, D. -K. G. Pham, C. Jabbour and P. Desgreys, "An FIR memory polynomial predistorter for wideband RF power amplifiers," *2017 15th IEEE International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS)*, 2017, pp. 249-252, doi: 10.1109/NEWCAS.2017.8010152. MATTEO BERNINI, An efficient Hardware implementation of the Peak Cancellation Crest Factor Reduction Algorithm (<https://kth.diva-portal.org/smash/get/diva2:1091121/FULLTEXT01.pdf>)
13. D. S. Pawar and H. S. Badodekar, "Review of PAPR Reduction Techniques in Wireless Communication," *2018 IEEE Global Conference on Wireless Computing and Networking (GCWCN)*, 2018, pp. 204-207, doi: 10.1109/GCWCN.2018.8668631. Müller, S. H., & Huber, J. B. (1997). OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences. *Electronics Letters*, 33(5), 368. doi:10.1049/el:19970266 (<https://doi.org/10.1049/el:19970266>)
14. H. Iqbal and S. A. Khan, "Selective Mapping: Implementation of PAPR Reduction Technique in OFDM on SDR Platform," *2018 24th International*

Conference on Automation and Computing (ICAC), 2018, pp. 1-6, doi: 10.23919/ICoNAC.2018.8749039.

15. T. K. Helaly, R. M. Dansereau and M. El-Tanany, "A Low Complexity PAR Reduction Technique Using Cyclic Shifted Data Sequences in DS-CDMA Signals," *2010 Sixth Advanced International Conference on Telecommunications*, 2010, pp. 196-200, doi: 10.1109/AICT.2010.54.

16. Y. Xiao, L. Zhang and M. Imran, "Active Constellation Extension for Peak Power Reduction Based on Positive and Negative Iterations in OFDM Systems," *2019 UK/ China Emerging Technologies (UCET)*, 2019, pp. 1-5, doi: 10.1109/UCET.2019.8881859.

17. W. -L. Lin and F. -S. Tseng, "Theory and Applications of Active Constellation Extension," in *IEEE Access*, vol. 9, pp. 93111-93118, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3093103.

18. L. Fang and R. J. P. De Figueiredo, "Performance of OFDM-CDMA System with Papr Reduction in Nonlinear Rayleigh Fading Channel," *MILCOM 2006 - 2006 IEEE Military Communications conference*, 2006, pp. 1-6, doi: 10.1109/MILCOM.2006.302544.

19. F. Wang, F. Yang and J. Song, "Constellation optimization under the ergodic VLC channel based on generalized spatial modulation", *Opt. Exp.*, vol. 28, no. 14, pp. 21 202-21 209, Jul. 2020.

20. S. D V, T. P, S. B and S. M, "Improved Energy Efficiency of Massive MIMO-OFDM," *2021 5th International Conference on Intelligent Computing and Control Systems (ICICCS)*, 2021, pp. 38-42, doi: 10.1109/ICICCS51141.2021.9432385.

21. Jui-Chi Chang, Fang-Biau Ueng and Jiun-Cheng Ning, "Channel shortening and equalization of OFDM/CDMA systems over doubly selective fading channels," *International Symposium on Wireless and Pervasive Computing*, 2011, pp. 1-4, doi: 10.1109/ISWPC.2011.5751329.

22. J. Gross, M. Bohge, "Dynamic Mechanisms in OFDM Wireless Systems: A Survey on Mathematical and System Engineering Contributions", TKN Technical Report TKN-06-001, Berlin, May 2006.
23. B. M. Lee, "Calibration for Channel Reciprocity in Industrial Massive MIMO Antenna Systems", *IEEE Trans. Ind. Informat*, vol. 14, no. 1, pp. 221-230, Jan. 2018.
24. N. Kapileswar, P. P. Kumar, N. U. Reddy, D. P. S. Teja, V. S. Rajam and B. A. J. Reddy, "Adaptive OFDM Non-Uniform Modulation for Underwater Acoustic Communication," 2020 5th International Conference on Computing, Communication and Security (ICCCS), 2020, pp. 1-7, doi: 10.1109/ICCCS49678.2020.9277352.
25. Bockelmann, C., Wübben, D., Kammeyer, KD. (2009). Adaptive BICM-OFDM Systems. In: Plass, S., Dammann, A., Kaiser, S., Fazel, K. (eds) Multi-Carrier Systems & Solutions 2009. Lecture Notes in Electrical Engineering, vol 41. Springer, Dordrecht. https://doi.org/10.1007/978-90-481-2530-2_24
26. Z. Zhou, L. Liu, V. Chandrasekhar, J. Zhang and Y. Yi, Deep Reservoir Computing Meets 5G MIMO-OFDM Systems in Symbol Detection, 2020.
27. S. Sand, C. Mensing, C. Mutti, A. Wittneben "Adaptive Bit Loading and Transmit Diversity for Iterative OFDM Receivers", *Wireless Personal Communications*, Vol.47, Number 1, October 2007, pp.51-61.
28. Y. -j. Chang, F. -t. Chien and C. . -c. J. Kuo, "Performance Comparison of OFDM-TDMA and OFDMA with Cross-Layer Consideration," *IEEE Vehicular Technology Conference*, 2006, pp. 1-5, doi: 10.1109/VTCF.2006.432.
29. W. Yang, H. Li, M. Li, Y. Liu and Q. Liu, "Channel Estimation for Practical IRS-Assisted OFDM Systems," *2021 IEEE Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW)*, 2021, pp. 1-6, doi: 10.1109/WCNCW49093.2021.9419982.

30. Prabal Gupta, H. Pal Thethi, Ajay Tomer. (2022) An efficient and improved PTS algorithm for PAPR reduction in OFDM system. *International Journal of Electronics* 109:7, pages 1252-1277.
31. M. A. Hussein, O. Venard, B. Feuvrie and Y. Wang, "Digital predistortion for RF power amplifiers: State of the art and advanced approaches," 2013 IEEE 11th International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2013, pp. 1-4, doi: 10.1109/NEWCAS.2013.6573671.
32. Z. Dlugaszewski, A. Piatyszek, K. Wesolowski, "Optimum Multi-Coded OFDM Transmission", Poznan University of Technology, April 2007.
33. W. Yang, H. Li, M. Li, Y. Liu and Q. Liu, "Channel Estimation for Practical IRS-Assisted OFDM Systems," *2021 IEEE Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW)*, 2021, pp. 1-6, doi: 10.1109/WCNCW49093.2021.9419982.
34. X. Lu, Y. Shi, W. Li, J. Lei and Z. Pan, "A Joint Physical Layer Encryption and PAPR Reduction Scheme Based on Polar Codes and Chaotic Sequences in OFDM System," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 73036-73045, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2919598.
35. Давыденко Ю. И. Дальняя тропосферная связь / Ю. И. Давыденко. – М.: Военное издательство министерства обороны СССР, 1968.
36. Скляр Б. Цифровая связь. М.: Издательский дом Вильямс, 2003.
37. A. Jamin and P. Mahonen, "Wavelet packet Modulation for Wireless Communications", *Wireless Communications & Mobile Computing Journal*, John Wiley and Sons Ltd. Vol. 5, No. 2, pp. 123–137, Mar. 2005.
38. M. Di Renzo, A. Zappone, M. Debbah, M.-S. Alouini, C. Yuen, J. de Rosny, et al., "Smart radio environments empowered by reconfigurable intelligent surfaces: How it works state of research and road ahead", *IEEE J. Sel. Areas Commun*, vol. 38, no. 11, pp. 24502525, Nov. 2020.

39. M.Gautier, J. Lienard, "Efficient Wavelet Packet Modulation for Wireless Communication", The Third Advanced International Conference on Telecommunications (AICT 2007), May 2007, Page(s): 19 – 19
40. J. P. Rivelli Malc3, D. Zabala-Blanco, R. D. Breslin, P. P. J3tiva, A. D. Firoozabadi and M. Flores-Calero, "Wireless OFDM links with equalizers based on extreme learning machines," *2021 IEEE CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)*, 2021, pp. 1-6, doi: 10.1109/CHILECON54041.2021.9703008.
41. M. K. Lakshmanan, H. Nikookar, "A Review of Wavelets for Digital Wireless Communication", *Wireless Personal Communications* (2006), 37, pp. 387-420, Springer 2006.
42. Mohammad Reza Motazed, Reza Dianat. (2018) An erasure-based scheme for reduction of PAPR in spatial multiplexing MIMO-OFDM using Reed-Solomon codes over $GF(2^{16} + 1)$. *International Journal of Electronics* 105:9, pages 1583-1597.
43. J. Xie, C. Li and C. Li, "Analysis of Multicarrier CDMA System with Adaptive Subcarrier and Power Allocation," *2007 3rd International Workshop on Signal Design and Its Applications in Communications*, 2007, pp. 279-282, doi: 10.1109/IWSDA.2007.4408377.
44. F. A. Aoudia and J. Hoydis, "Trimming the Fat from OFDM: Pilot- and CP-less Communication with End-to-end Learning," *2021 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops)*, 2021, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICCWorkshops50388.2021.9473605.
45. I. Cosovic, and S. Kaiser, "A Unified Analysis of Diversity Exploitation in Multicarrier CDMA", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 56, No. 4, pp. 2051-2062, July 2007.
46. S. Dang, S. Guo, B. Shihada and M. -S. Alouini, "Information-Theoretic Analysis of OFDM With Subcarrier Number Modulation," in *IEEE*

Transactions on Information Theory, vol. 67, no. 11, pp. 7338-7354, Nov. 2021, doi: 10.1109/TIT.2021.3111036.

47. S. Iraj, T. Sipila and J. Lilleberg, "Channel Estimation and Signal Detection for MC-CDMA in Multipath Fading Channels", 14th IEEE Proceedings on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2003 (PIMRC 2003), Vol. 3, pp. 2286-2290, Sept. 2003.

48. C. Zhang, M. Gao, Y. Shi, X. Liu, B. Chen and G. N. Liu, "Experimental Comparison of Orthogonal Frequency Division Multiplexing and Universal Filter Multi-Carrier Transmission," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 39, no. 22, pp. 7052-7060, 15 Nov.15, 2021, doi: 10.1109/JLT.2021.3113388.

49. C. I. Frison, H. Carvajal Mora and C. d. Almeida, "MC-CDMA and SCMA Performance and Complexity Comparison in Overloaded Scenarios," *2019 IEEE Colombian Conference on Communications and Computing (COLCOM)*, 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/ColComCon.2019.8809157.

50. Yang Qi, Shi Haoshan, Han Zhongxiang, "Analysis of BER for MC-CDMA with Effect of Multi-path", *The Eighth International Conference on Electronic Measurement and Instruments (ICEMI'2007)*, pp.2-136 - 2-140.

51. A. S. Hameed, "DS-CDMA based on orthogonal chaotic signals and Alamouti scheme," *2018 1st International Scientific Conference of Engineering Sciences - 3rd Scientific Conference of Engineering Science (ISCES)*, 2018, pp. 120-125, doi: 10.1109/ISCES.2018.8340539.

52. Y. Cheng, M. A. van Wyk and L. Ping, "Orthogonal AMP Detection Techniques for Massive Access Over OFDM," in *IEEE Communications Letters*, vol. 25, no. 10, pp. 3384-3388, Oct. 2021, doi: 10.1109/LCOMM.2021.3103420.

53. D. Zhang, S. Wang, K. Niu, J. Dai, S. Wang and Y. Yuan, "Transformer-Based Detector for OFDM With Index Modulation," in *IEEE Communications Letters*, vol. 26, no. 6, pp. 1313-1317, June 2022, doi: 10.1109/LCOMM.2022.3158734.

54. H. Zhang, H. -C. Wu, H. Jiang and S. C. . -H. Huang, "Robust pilot detection techniques for channel estimation and symbol detection in OFDM systems," 2014 IEEE Global Communications Conference, 2014, pp. 3025-3031, doi: 10.1109/GLOCOM.2014.7037269.
55. Tae-Yoon Park, Young-Shin Ahn, Ung Heo, Im-Bin Lim, Jae-Ho Choi, "Pilot-assisted technique on LDPC-coded COFDM-CDMA in frequency-selective multipath fading channels", The 9th Asia-Pacific Conference on Communications, 2003 (APCC 2003), Vol. 1, pp. 393-397.
56. S. Kaiser, "OFDM Code-Division Multiplexing in Fading Channels", IEEE Transactions on Communications, Vol. 50, No. 8, pp. 1266-1273, Aug. 2002.
57. S. Plass, S. Kaiser, "MC-CDMA versus OFDMA in Cellular Environments", EUSIPCO 2005, Turkey, September 6, 2006.
58. A. M. Jaradat, J. M. Hamamreh and H. Arslan, "Modulation options for OFDM-based waveforms: Classification comparison and future directions", *IEEE Access*, vol. 7, pp. 17263-17278, 2019.
59. I. Cosovic, S. Kaiser, "Adaptivity in MC-CDMA Systems", Proceedings from the 5th International Workshop on Multi-Carrier Spread-Spectrum (MC-SS 2005), pp.45-54, Springer, 2006.
60. S. Dang, J. P. Coon and G. Chen, "Adaptive OFDM with index modulation for two-hop relay-assisted networks", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 17, no. 3, pp. 1923-1936, Mar. 2018.
61. D.G. Brennan, "Linear Diversity Combining Techniques", Proceedings of the IEEE, Vol. 91, No. 2, pp. 331-356, Feb. 2003.
62. S. Dang, G. Chen and J. P. Coon, "Lexicographic codebook design for OFDM with index modulation", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 17, no. 12, pp. 8373-8387, Dec. 2018.
63. A. C. McCormick, P. M. Grant, J. S. Thompson, T. Arslan, and A. T. Erdogan, "Implementation of a SIC based MC-CDMA base station receiver," *European Transactions on Telecommunications*, vol. 13, no. 5, pp. 513–518, 2002.

64. A. Saci, A. Al-Dweik and A. Shami, "Direct Data Detection of OFDM Signals Over Wireless Channels," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, no. 11, pp. 12432-12448, Nov. 2020, doi: 10.1109/TVT.2020.3022054.
65. T. Zemen, J. Wehinger, C. Mecklenbrauker and R. Muller, "Iterative Detection and Channel Estimation for MC-CDMA", IEEE International Conference on Communications, 2003 (ICC '03), Vol. 5, pp. 3462-3466.
66. A. M. Jaradat, J. M. Hamamreh and H. Arslan, "OFDM with hybrid number and index modulation", *IEEE Access*, vol. 8, pp. 55042-55053, 2020.
67. J. M. Hamamreh et al., "Multiple input multiple output with antenna number modulation and adaptive antenna selection", *RS Open J. Innov. Commun. Technol.*, vol. 4, pp. 1-14, Jun. 2020.
68. G. Chabriel and J. Barrère, "Adaptive Target Detection Techniques for OFDM-Based Passive Radar Exploiting Spatial Diversity," in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 65, no. 22, pp. 5873-5884, 15 Nov.15, 2017, doi: 10.1109/TSP.2017.2742980.
69. Jun Huang, Fangming Ruan, Ming Su, Xiaohong Yang, Shunli Yao and Junhua Zhang, "Analysis of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) technology in wireless communication process," *2016 10th IEEE International Conference on Anti-counterfeiting, Security, and Identification (ASID)*, 2016, pp. 122-125, doi: 10.1109/ICASID.2016.7873931.
70. Tao Jiang, Guanghi Zhu, "Complement Block Coding for Reduction in Peak-to-Average Power Ratio of OFDM Signals", *IEEE Radio Communications*, Sept. 2005, pp. S17-S22.
71. M. Kirik and J. M. Hamamreh, "Multiple MIMO with joint block antenna number modulation and adaptive antenna selection for future wireless systems", *RS Open J. Innov. Commun. Technol.*, vol. 1, no. 2, pp. 1-15, Dec. 2020.
72. Z. Hu, J. Liu and F. Chen, "On the mutual information and Huffman coding for OFDM-IM", *Proc. IMCEC*, pp. 298-302, May 2018.

73. R. J. Baxley, Chunming Zhao, and G. Tong Zhou, "Constrained Clipping for Crest Factor Reduction in OFDM", *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 52, No. 4, Dec. 2006, pp. 570-575.
74. V. Vijayarangan, R. Kalidoss, Dr.(Mrs.)R. Sukanesh, "Crest Factor Reduction in Multicarrier Transmission by Low Crest Mapping", 1st International Symposium on Pervasive Computing and Applications, 2-5 Aug.2006, pp. 758-763.
75. Kais Jallouli, Azer Hasnaoui, Jean-Philippe Diguët, Alireza Monemi, Salem Hasnaoui, "MIMO-OFDM LTE System based on a parallel IFFT/FFT on a multiprocessor platform", *2022 International Wireless Communications and Mobile Computing (IWCMC)*, pp.89-95, 2022.
76. Kais Jallouli, Mohamed Mazouzi, Jean-Philippe Diguët, Alireza Monemi, Salem Hasnaoui, "MIMO-OFDM LTE system based on a parallel IFFT/FFT on NoC-based FPGA", *Annals of Telecommunications*, 2022.
77. J. Armstrong, "Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering", *Electronics Letters*, 28th February 2002, Vol. 38, No. 5, pp. 246-247.
78. M. I. Kadir, H. Zhang, S. Chen and L. Hanzo, "Entropy coding aided adaptive subcarrier-index modulated OFDM", *IEEE Access*, vol. 6, pp. 7739-7752, 2018.
79. S. B. Slimane, "Reducing the Peak-to-Average Power Ratio of OFDM Signals Through Precoding", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, VOL. 56, NO. 2, MARCH 2007, pp. 686-695.
80. N. Ermolova, "A comparison of two schemes for peak-to-average power ratio reduction in a multicarrier transmission", in Proc. 1st IEEE International Conference on Circuits and Systems for Communications (ICCSC apos), 2002, pp. 102-105.
81. HC Hsieh, JL Chen and A Benslimane, "5G virtualized multi-access edge computing platform for IoT applications", *Journal of Network and Computer Applications*, vol. 115, pp. 94-102, 2018.

82. R.J. Baxley, G.T. Zhou, "Comparison of Selected Mapping and Partial Transmit Sequence for Crest Factor Reduction in OFDM", Military Communications Conference (MILCOM 2006), Oct. 2006, pp. 1-4.
83. D. Petrovic, W. Rave, G. Fettweis, "Performance degradation of coded-OFDM due to phase noise", The 57th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference, 2003 (VTC 2003-Spring), Vol. 2, pp. 1168 - 1172.
84. IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group: RM Wavelet Based (WOFDM) PHY Proposal for 802.16.3, Rev.0.0
85. Прохис Дж.: Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000.
86. J. An, Z. Song, "A New FQPSK with Ideal BER Performance", 2011 7th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, Wuhan, 2011, pp. 1-3.
87. QPA2237 GaN Power Amplifier datasheet Rev. E, Qorvo, 2018.
88. S. Rahmanian, A. Nabavi, "Digital predistortion based on frequency domain estimation for OFDM systems with low complexity loop delay compensation", IEICE Electronics Express, Vol.9, No.18, 2012, pp. 1454–1460.
89. C. Nader et al., "Peak-to-average power ratio reduction versus digital pre-distortion in OFDM based systems", IEEE MTT-S International Microwave Symposium digest. IEEE MTT-S International Microwave Symposium, June 2011, pp. 1-4.
90. Феер К.: Беспроводная цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000.
91. HC Hsieh, JL Chen and A Benslimane, "5G virtualized multi-access edge computing platform for IoT applications", *Journal of Network and Computer Applications*, vol. 115, pp. 94-102, 2018.
92. S Liu, S Huang, M Li, X Dong, D Qiu and R Yang, "Novel low-complexity low-latency orthogonal frequency division multiplexing transmitter", *Wuhan University Journal of Natural Sciences*, vol. 24, no. 1, pp. 71-78, 2019.

93. M. G. Bakulina, V. A. Grigor'ev, V. B. Kreindelinc, and I. O. Lagutenko, "Synthesis of Multidimensional Signal Constellations with Quadrature Amplitude Modulation", OOO Radar Technologies-2T, Moscow, 125009, Russia.
94. Tao Liu, Ivan B. Djordjevic, Mo Li "Multidimensional Signal Constellation Design for Channel Dominated with Nonlinear Phase Noise", Telsiks, 2015.
95. Tomasz G. Markiewicz, "An Energy Efficient QAM Modulation with Multidimensional Signal Constellation", INTL JOURNAL OF ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS, 2016.
96. J.-E. Porath and T. Aulin, "Design of multidimensional signal constellations", *IEEE Proc.-Commun.*, vol. 150, no. 5, pp.317 -323, 2003.
97. Andreas Czylik, "Adaptive OFDM for wideband radio channels", Deutsche Telekom AG, Research Center Am Kavalleriesand 3, 64295 Darmstadt, Germany.
98. J. Gross, M. Bohge, "Dynamic Mechanisms in OFDM Wireless Systems: A Survey on Mathematical and System Engineering Contributions", TKN Technical Report TKN-06001, Berlin, May 2006.
99. Прохис Дж.: Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000.
100. 2.1.2.1 J. Gross, M. Bohge, "Dynamic Mechanisms in OFDM Wireless Systems: A Survey on Mathematical and System Engineering Contributions", TKN Technical Report TKN-06-001, Berlin, May 2006.
101. J. Huang, F. Ruan, M. Su, X. Yang, S. Yao and J. Zhang, "Analysis of orthogonal frequency division multiplexing (ofdm) technology in wireless communication process", *2016 10th IEEE International Conference on Anti-counterfeiting Security and Identification (ASID)*, pp. 122-125, Sept 2016.
102. 2.1.2.4 C. Mutti, D. Dahlhaus, T. Hunziker, and M. Foresti, "Bit and Power Loading Procedures for OFDM Systems with Bit-Interleaved Coded Modulation", in *Proc. International Conference on Telecommunications (ICT)*, 2003, vol. 2, pp. 1422-1427.

103. 2.1.2.5 S. Sand, C. Mensing, C. Mutti, A. Wittneben "Adaptive Bit Loading and Transmit Diversity for Iterative OFDM Receivers", *Wireless Personal Communications*, Vol.47, Number 1, October 2007, pp.51-61.
104. ML Ferreira, A Barahimi and JC Ferreira, "Dynamically reconfigurable LTE-compliant OFDM modulator for downlink transmission", *2016 Conference on Design of Circuits and Integrated Systems (DCIS)*, pp. 1-6, 2016.
105. Z. Dlugaszewski, A. Piatyszek, K. Wesolowski, "Optimum Multi-Coded OFDM Transmission", Poznan University of Technology, April 2007.
106. S. Nouri, W. Hussain and J. Nurmi, "Evaluation of a Heterogeneous Multicore Architecture by Design and Test of an OFDM Receiver", *IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems*, vol. 28, no. 11, pp. 3171-3187, Nov. 2017.
107. Лоу А.М., Кельтон В.Д. Имитационное моделирование. 3-е-е изд. СПб: Киев, 2004. 847 с.
108. Быков В.В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. Москва: Сов. радио, 2008. 327 с.
109. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шлома А.М., Шумов А.П. Технология OFDM. 2015. 360 с.
110. Бочков Г.Н., Горохов К.В., Колобков А.В. Слепая синхронизация OFDM-сигналов в многолучевых каналах на основе временных и частотных защитных интервалов // Известия вузов. Радиофизика. 2013. Т. 56, № 3. С. 184-205.
111. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. 2-е изд. Москва: Радио и связь, 2004. 304 с.
112. Емельянов, П. Б. Дискретные сигналы с непрерывной фазой / П. Б. Емельянов, А. А. Парамонов // Зарубежная радиоэлектроника. – 1990. – №12.
113. GG Kumar, SK Sahoo and PK Meher, "50 years of FFT algorithms and applications", *Circuits Systems and Signal Processing*, vol. 38, no. 12, pp. 5665-5698, 2019.

114. Информационные технологии в радиотехнических системах / В. А. Васин, И. Б. Власов, Ю. М. Егоров и др.; Под ред. И. Б. Федорова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2004. – 768 с.: ил.
115. M. Dali, A. Guessoum, R. M. Gibson, A. Amira and N. Ramzan, "Efficient FPGA Implementation of High-Throughput Mixed Radix Multipath Delay Commutator FFT Processor for MIMO-OFDM", *Advances in Electrical and Computer Engineering*, vol. 17, no. 1, pp. 27-38, 2017.
116. Тихонов, В. И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем / В. И. Тихонов, В. Н. Харисов. – М.: Радио и связь, 2004. – 608 с.
117. Фомин, А. И. Синхронизация цифровых радиосистем передачи информации / А. И. Фомин – М.: Сайнс-Пресс, 2008. – 80 с.: ил.
118. M. S. Gaur, V. Laxmi, M. Zwolinski, M. Kumar, N. Gupta and Ashish Gupta, "Network-on-chip: Current issues and challenges", *2015 19th International Symposium on VLSI Design and Test*, pp. 1-3, 2015.
119. E. Kozhin, A. Kozhin and D. Shpagilev, "Performance Analysis of Network-on-Chip Topologies for Elbrus Multi-Core Processors", *2020 International Conference Engineering and Telecommunication (En&T)*, pp. 1-5, 2020.
120. S. Khan, S. Anjum, U.A. Gulzari and F. Sill, "Comparative analysis of network-on-chip simulation tools", *IET Comput. Digit. Tech.*, vol. 12, pp. 30-38, 2018.
121. Гантмахер В.Е. Шумоподобные сигналы (анализ, синтез, обработка) / В. Е. Гантмахер, Н.Е. Быстров, Д.В. Чеботарев. С-Пб.: Наука и техника, 2005. – 396 с.
122. H Zarrinkoub, *Understanding LTE with MATLAB: from mathematical modeling to simulation and prototyping*, John Wiley & Sons, 2014.

123. K. Jallouli, M. Mazouzi, JP. Diguët et al., *MIMO-OFDM LTE system based on a parallel IFFT/FFT on NoC-based FPGA*, 2022, [online] Available: <https://doi.org/10.1007/s12243-021-00901-8>.
124. Перов А.И. Статистическая теория радиотехнических систем / А.И. Перов. М.: Радиотехника, 2003. – 400 с.
125. X. Ning, B. Zhang and Z. Wang, "OFDM with Enhanced Layered Index Modulation," *2021 IEEE 94th Vehicular Technology Conference (VTC2021-Fall)*, 2021, pp. 1-5, doi: 10.1109/VTC2021-Fall52928.2021.9625482.
126. А.Ю. Строкова, А.Н. Фролов, А.М. Алешечкин «Эффективность использования OFDM в тропосферном канале связи, способы повышения помехоустойчивости», *Вестник СибГАУ*, №2 (48), 2013, стр. 91-94.
127. E. Basar, M. Wen, R. Mesleh, M. Di Renzo, Y. Xiao and H. Haas, "Index modulation techniques for next-generation wireless networks", *IEEE Access*, vol. 5, pp. 16693-16746, 2017.
128. T. Mao, Z. Wang, Q. Wang, S. Chen and L. Hanzo, "Dual-mode index modulation aided ofdm", *IEEE Access*, vol. 5, pp. 50-60, 2017.
129. Тропосферная связь /Л.И. Яковлев, Г.В. Дедюкин, Э.С. Каграманов и др. – М.: Воениздат, 1984.
130. Справочник по радиорелейной связи. Каменский Н.И., Модель А.М., Надененко Б.С. и др.; под ред. С.В. Боровича. – Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1981.
131. T. Mao, Q. Wang, J. Quan and Z. Wang, "Zero-padded tri-mode index modulation aided ofdm", *GLOBECOM 2017 - 2017 IEEE Global Communications Conference*, pp. 1-5, 2017.
132. T. Mao, Q. Wang, Z. Wang and S. Chen, "Novel index modulation techniques: A survey", *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 21, no. 1, pp. 315-348, 2019.
133. L. Dan, T. Jiang, Y. Xiao, M. Xiao and S. Fang, "Design of offset spatial modulation ofdm", *IEEE Transactions on Communications*, pp. 1-1, 2021.

134. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. М.: Радио и связь, 2000.
135. Ипатов В.П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. Пер. с англ. М.: Техносфера, 2007.
136. Ahmad M. Jaradat, Jehad M. Hamamreh and Huseyin Arslan, "OFDM with Subcarrier Number Modulation", *IEEE Wireless Communication Letters*, vol. 7, no. 6, Dec. 2018.
137. A. Yesilkaya, T. Cogalan, E. Panayirci, H. Haas and H. V. Poor, "Achieving minimum error in MISO optical spatial modulation", *Proc. IEEE Int. Conf. Commun.*, pp. 1-6, 2018.
138. Богатырёв, Е. В. Формирование сложных ЧВМ сигналов в современных тропосферных станциях связи /Сб. науч. тр. Всеросс. НТК «Соврем. проблемы РЭ», Красноярск, КГТУ, 2003. – С. 19-23.
139. Богатырёв, Е. В. Современные тропосферные станции связи. /Сб. науч. тр. Всеросс. научно-практ. конф. «Достижения науки и техники – развитию сибирских регионов», Красноярск, , 2003. – С. 31-33.
140. Богатырёв, Е. В. Реализация методов разнесенного приема в мобильных тропосферных станциях связи / Сб. науч. тр. Всеросс. НТК «Соврем. проблемы РЭ», Красноярск, КГТУ, 2004. – С. 40-44.
141. Богатырёв, Е. В. Перспективы применения OFDM в системах спутниковой и тропосферной связи / А.Н. Фролов, Е.В. Богатырев, А.Ю. Строкова //Сб. науч. тр. Всеросс. НТК «Системы связи и радионавигации». – Красноярск: ОАО «НПП «Радиосвязь», 2014. С. 16.
142. Богатырёв, Е. В. Статистический анализ сигналов тропосферных станций связи /А.Н. Фролов, Е.В. Богатырев, Г.А. Непомнящих // Сб. науч. тр. Всеросс. НТК «Системы связи и радионавигации». – Красноярск: ОАО «НПП «Радиосвязь», 2014. С. 36.
143. Землянов И. С. Модемы с ортогональными поднесущими мобильных систем коротковолновой связи с адаптацией к условиям

распространения радиоволн/Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук. – ОГТУ, Омск, 2016.

144. Сиваков И.Р., Евтеев А.В. К вопросу использования ОФДМ модуляции в радиорелейной и тропосферной связи. Информационно-телекоммуникационные технологии. Системы, средства связи и управления. №4, «Концерн «Созвездие», Воронеж, 2015г.

145. Сиваков И.Р., Ионов С.В. Основные направления совершенствования тропосферной связи. Информационно-телекоммуникационные технологии. Системы, средства связи и управления. №4, «Концерн «Созвездие», Воронеж, 2015г.

Приложение А

Спектры сигналов на выходе модели усилителя мощности

На рисунках П1–П.13 представлены спектры сигналов на выходе модели для различных сочетаний полосы, частоты несущего сигнала и мощности.

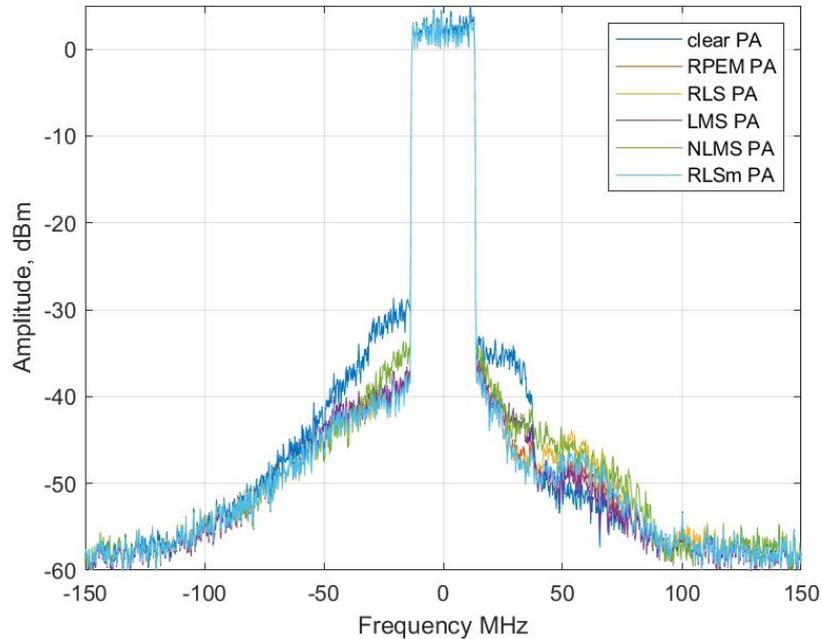


Рисунок П1 – Спектры сигналов на выходе модели для полосы 28 МГц, частоты несущего сигнала 4,4 ГГц и мощности 120 Вт

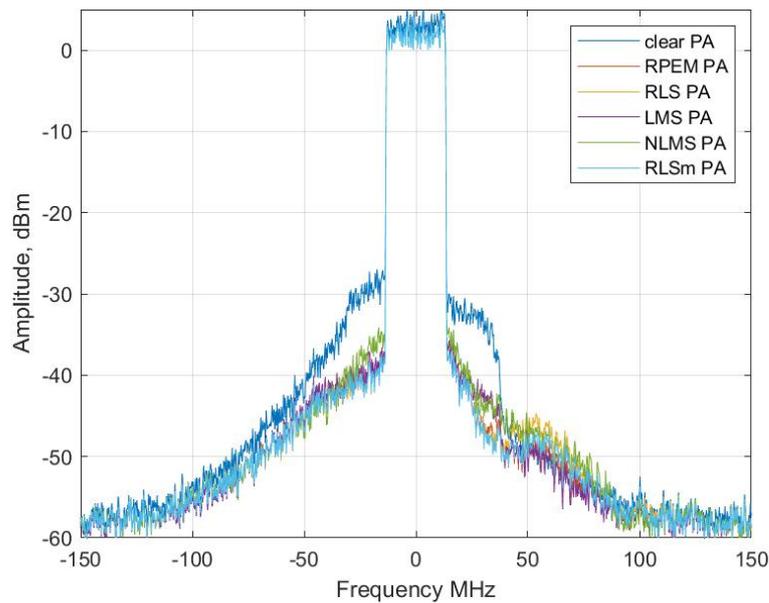


Рисунок П.2 – Спектры сигналов на выходе модели для полосы 28 МГц, частоты несущего сигнала 4,4 ГГц и мощности 140 Вт

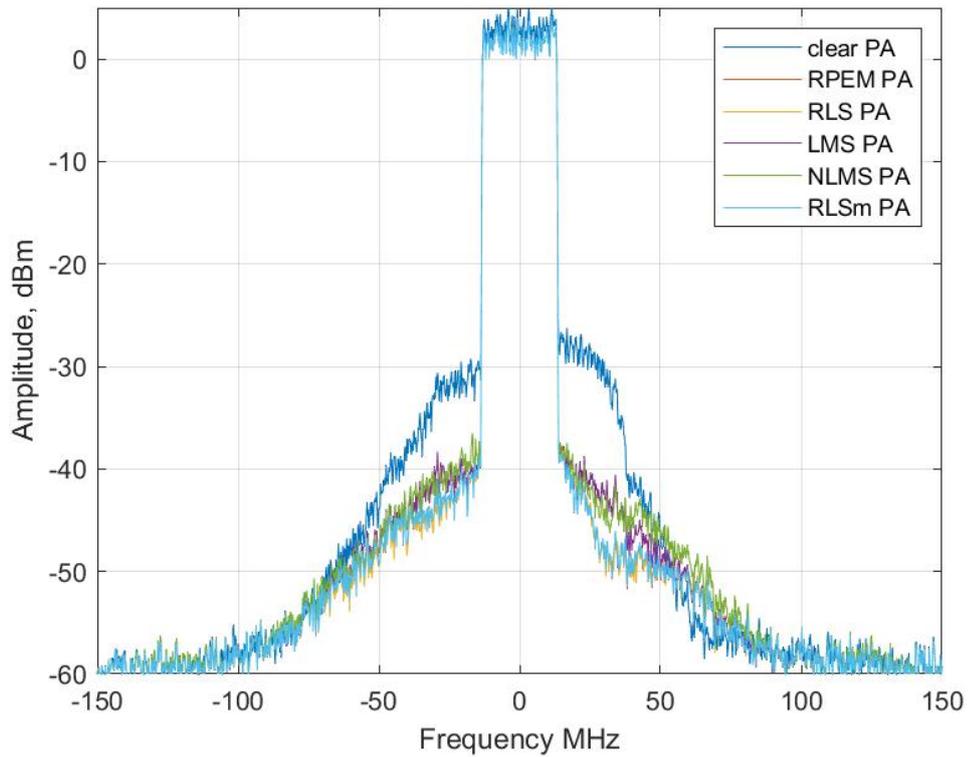


Рисунок П.3 – Спектры сигналов на выходе модели для полосы 28 МГц, частоты несущего сигнала 5 ГГц и мощности 120 Вт

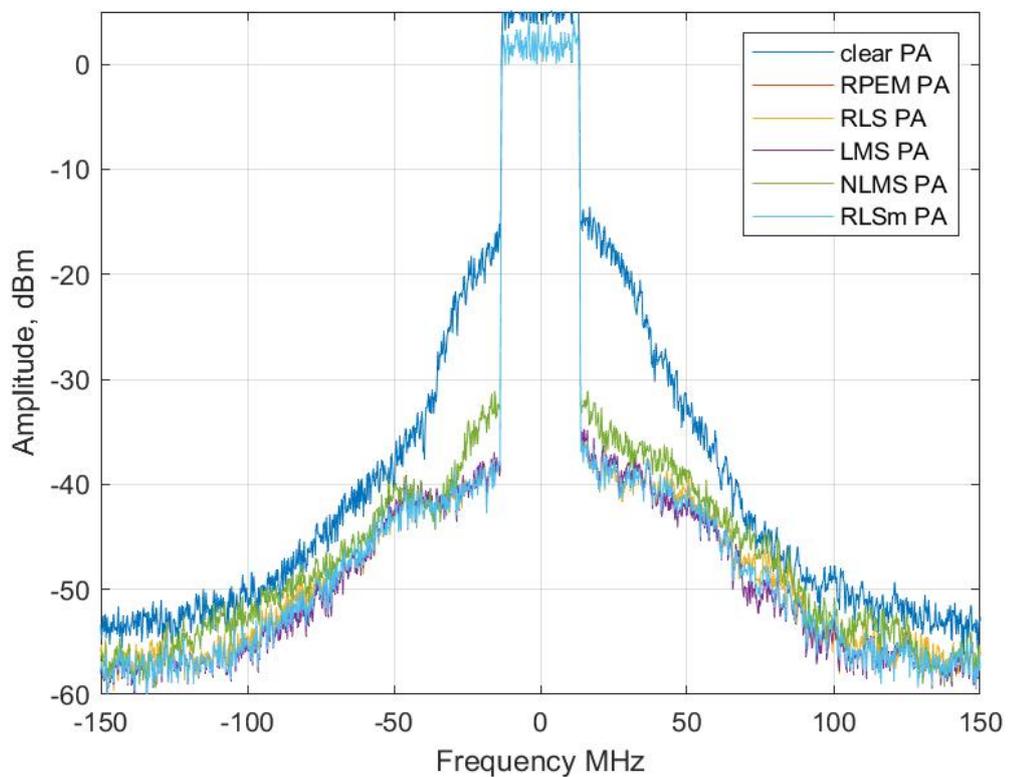


Рисунок П.4 – Спектры сигналов на выходе модели для полосы 28 МГц, частоты несущего сигнала 5 ГГц и мощности 140 Вт

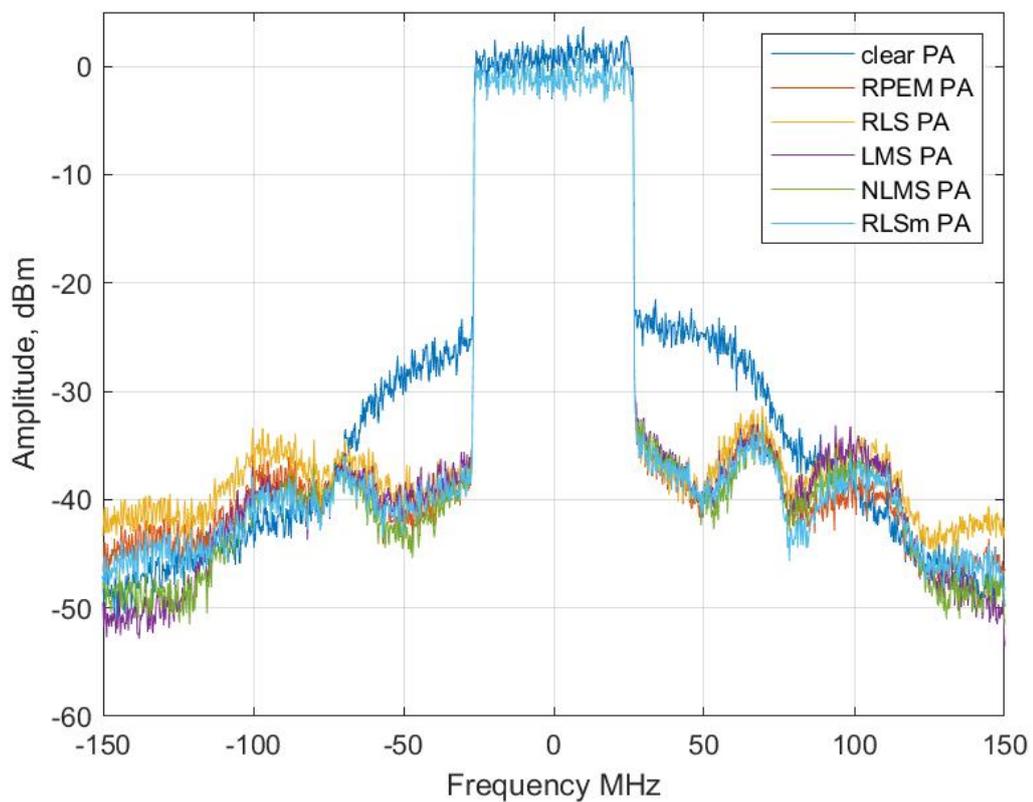


Рисунок П.5 – Спектры сигналов на выходе модели для полосы 56 МГц, частоты несущего сигнала 4,4 ГГц и мощности 100 Вт

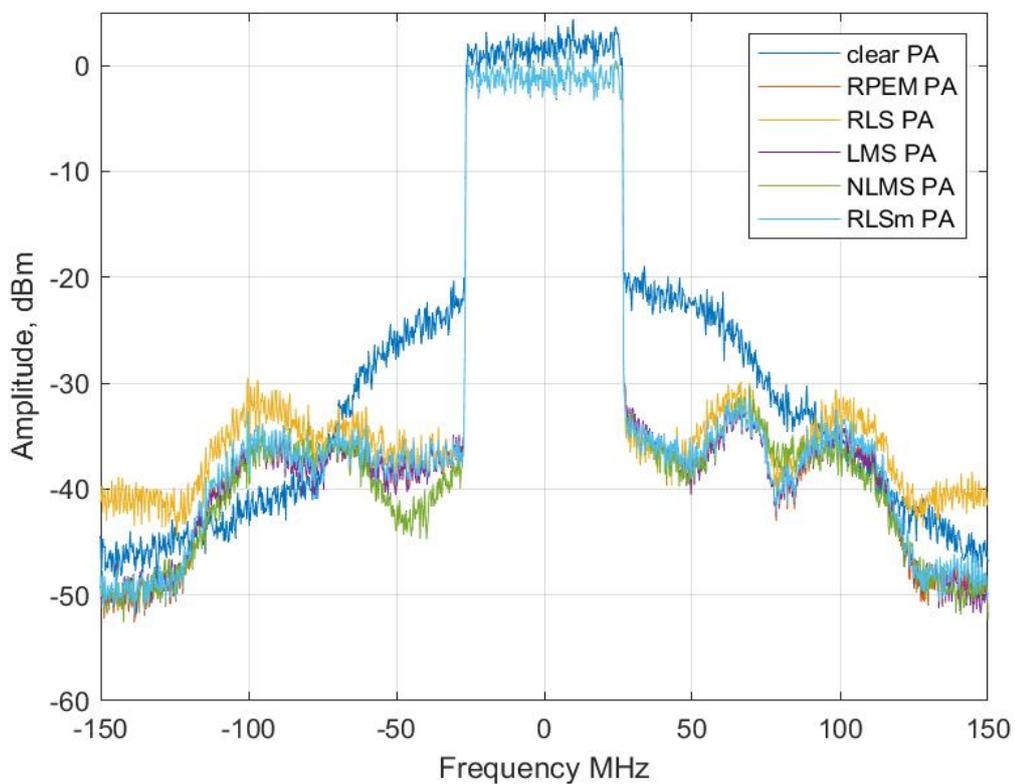


Рисунок П.6 – Спектры сигналов на выходе модели для полосы 56 МГц, частоты несущего сигнала 4,4 ГГц и мощности 120 Вт

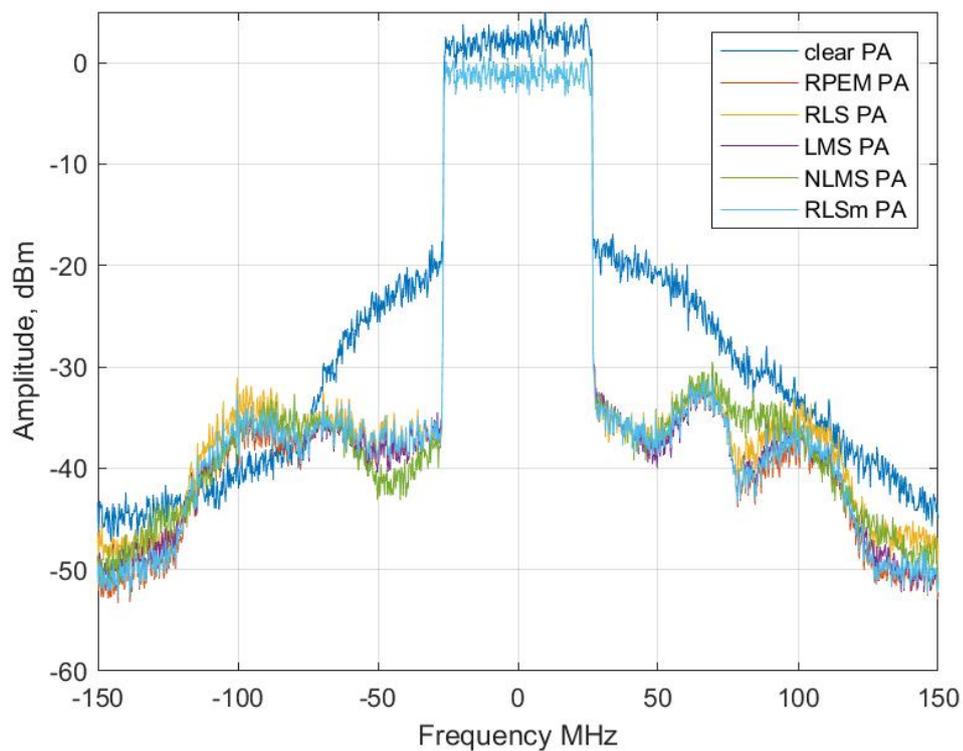


Рисунок П.7 – Спектры сигналов на выходе модели для полосы 56 МГц, частоты несущего сигнала 4,4 ГГц и мощности 140 Вт

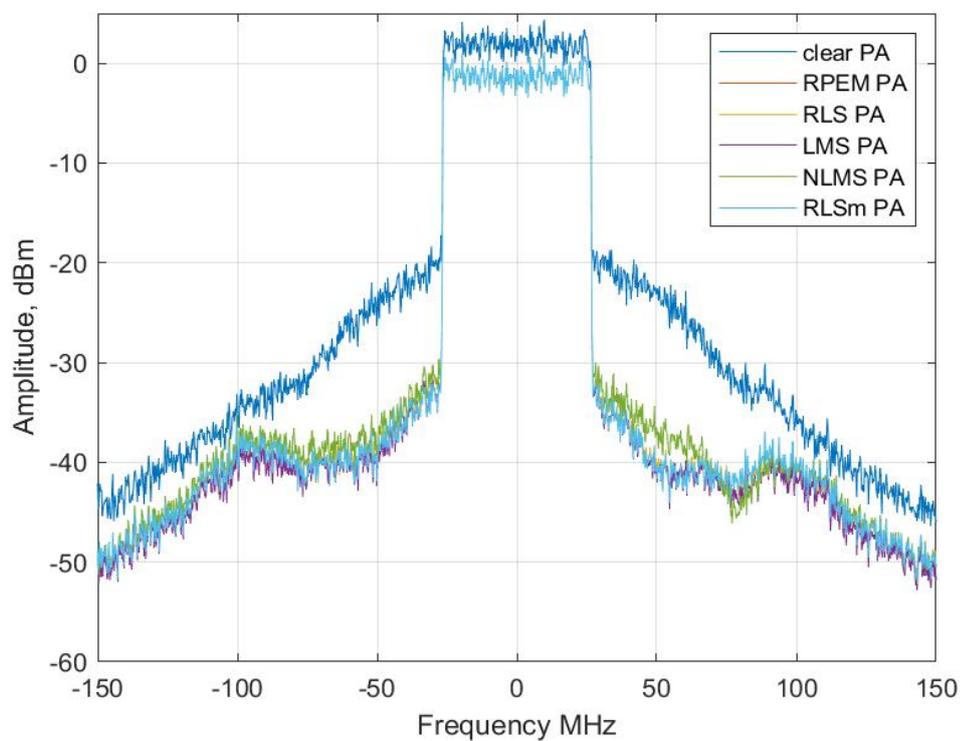


Рисунок П.8 – Спектры сигналов на выходе модели для полосы 56 МГц, частоты несущего сигнала 5 ГГц и мощности 100 Вт

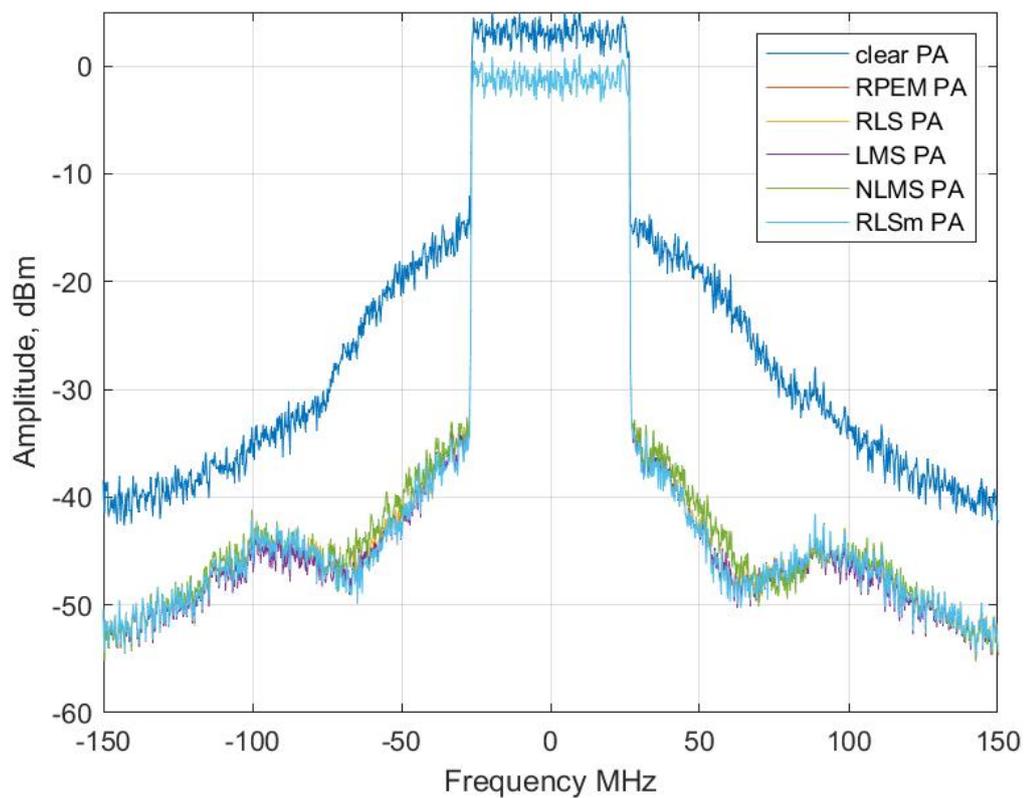


Рисунок П.9 – Спектры сигналов на выходе модели для полосы 56 МГц, частоты несущего сигнала 5 ГГц и мощности 120 Вт

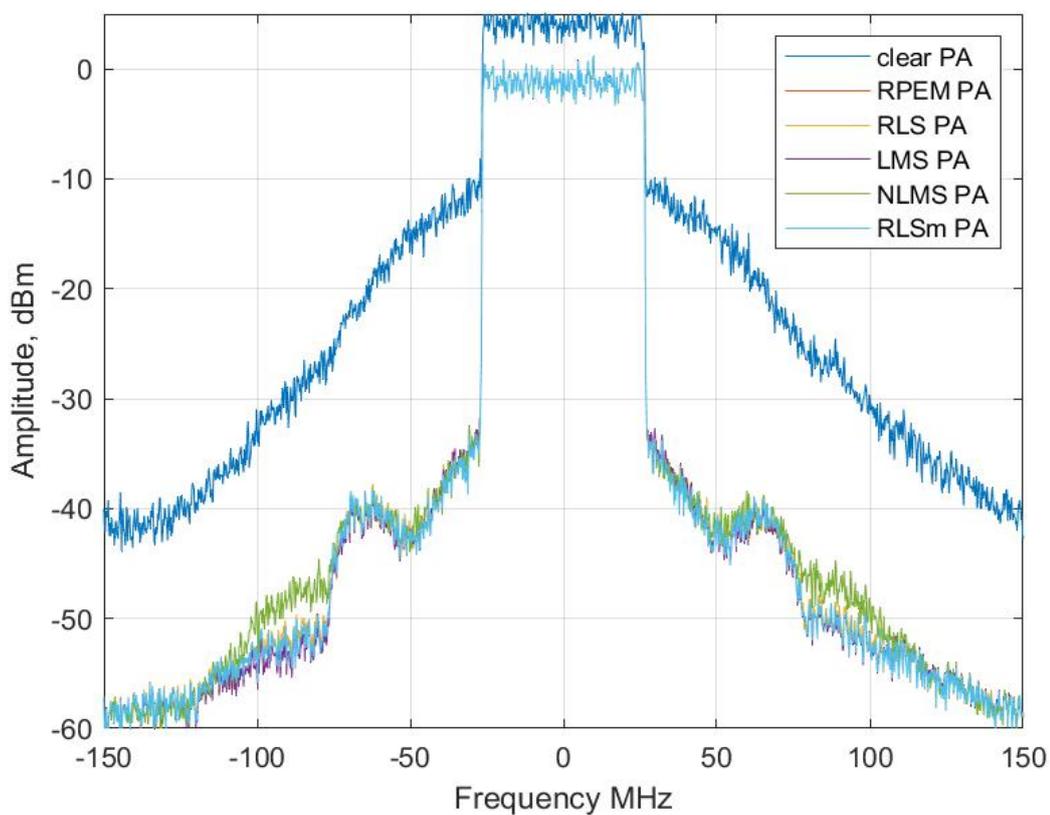


Рисунок П.10 – Спектры сигналов на выходе модели для полосы 56 МГц, частоты несущего сигнала 5 ГГц и мощности 140 Вт

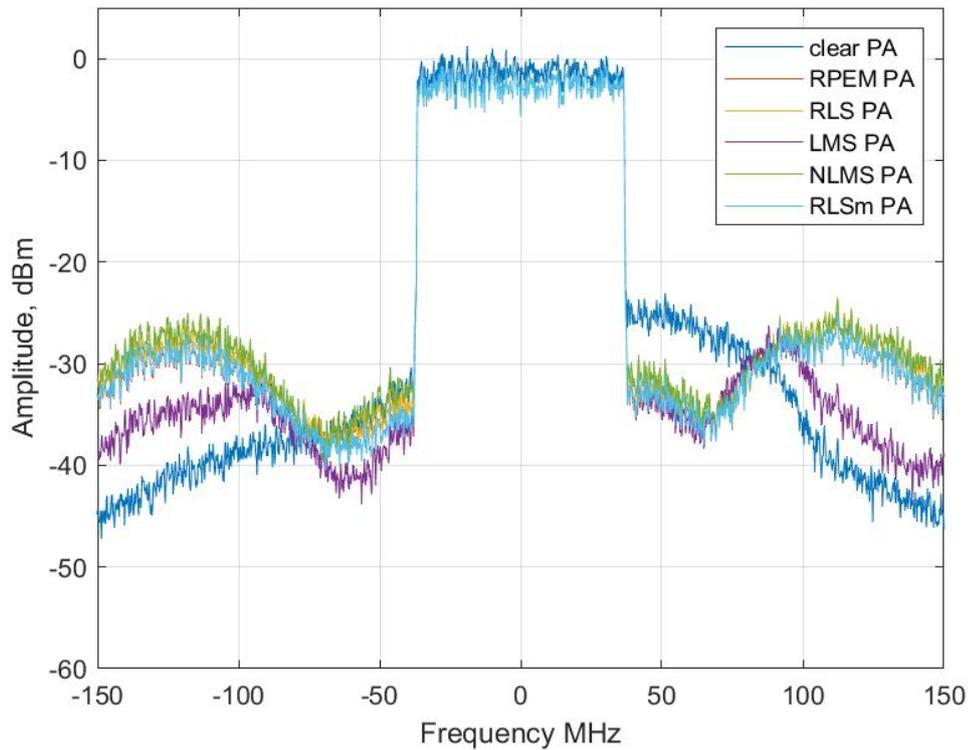


Рисунок П.11 – Спектры сигналов на выходе модели для полосы 80 МГц, частоты несущего сигнала 5 ГГц и мощности 100 Вт

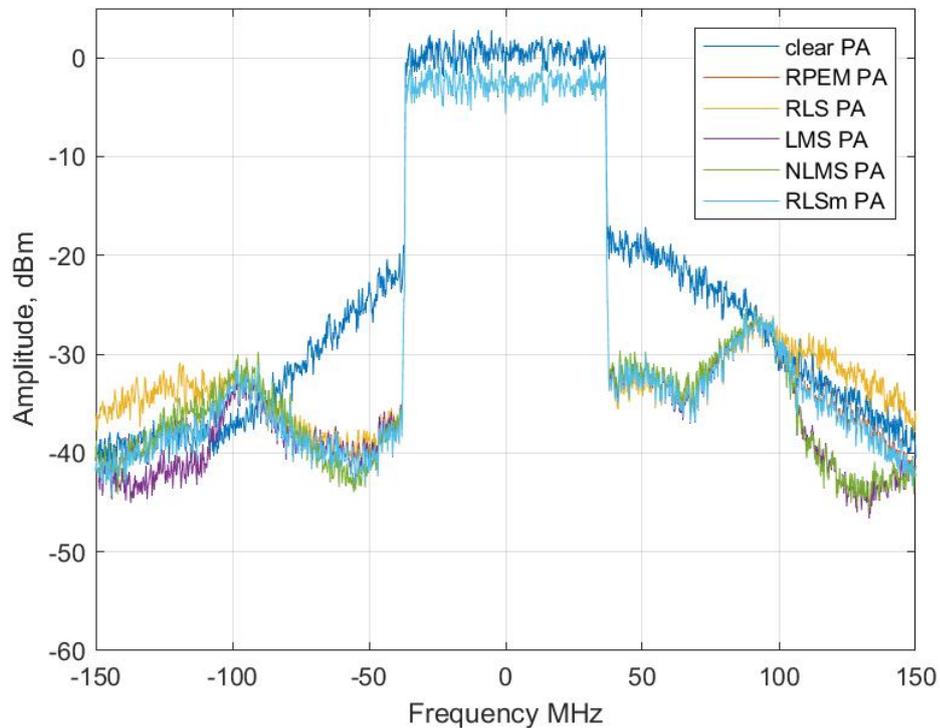


Рисунок П.12 – Спектры сигналов на выходе модели для полосы 80 МГц, частоты несущего сигнала 5 ГГц и мощности 120 Вт

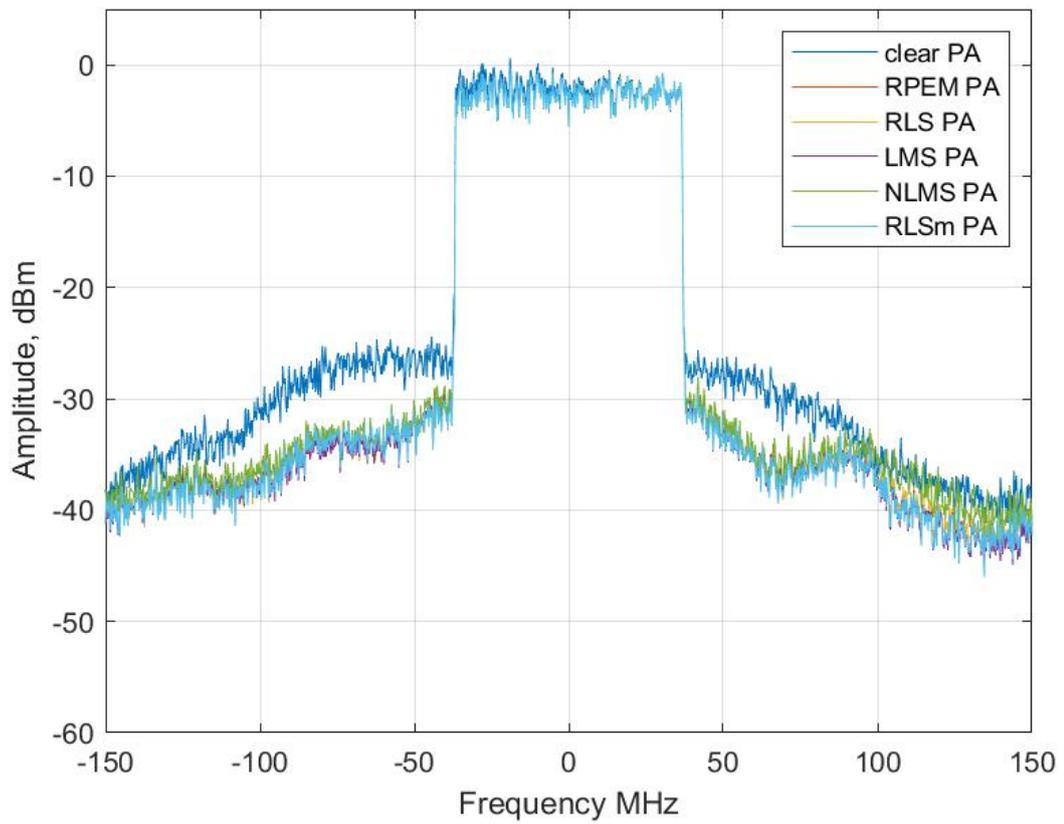


Рисунок П.13 – Спектры сигналов на выходе модели для полосы 80 МГц, частоты несущего сигнала 5 ГГц и мощности 140 Вт

Приложение Б
Патенты, полученные в ходе исследования



Рисунок П.14 – Патент на полезную модель

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ИЗМЕНЕНИЕ

В ПАТЕНТ НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 208491

Изменение сведений об авторе(ах)

Автор(ы): *Галеев Ринат Гайсеевич (RU), Фролов Андрей Николаевич (RU),
Непомнящих Григорий Александрович (RU), Луферчик Павел Валерьевич
(RU)*

Запись внесена в Государственный реестр
полезных моделей Российской Федерации
24 февраля 2022 г.



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

A handwritten signature in black ink, consisting of stylized, overlapping loops and lines.

Ю.С. Zubov

Рисунок П.15 Подтверждение корректного ФИО в патенте №208491

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ПРОМЫШЛЕННЫЙ ОБРАЗЕЦ

№ 129645

ТРОПОСФЕРНЫЙ МОДЕМ

Патентообладатель(ли): *Акционерное общество "Научно-производственное предприятие "Радиосвязь" (АО НПП "Радиосвязь") (RU)*

Автор(ы): *Галеев Ринат Гайсеевич (RU), Богатырев Евгений Владимирович (RU), Фролов Андрей Николаевич (RU), Непомнящих Григорий Александрович (RU), Аникьев Иван Владимирович (RU), Луферчик Антон Валерьевич (RU), Луферчик Павел Валерьевич (RU), Штро Павел Викторович (RU)*

Заявка № 2021503127

Приоритет(ы) промышленного образца **21 июня 2021 г.**
Дата государственной регистрации в Государственном реестре промышленных образцов Российской Федерации **03 февраля 2022 г.**
Срок действия исключительного права на промышленный образец истекает **21 июня 2026 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 0275699205/44/030430830802046C14
Выдан: **Иванна Григорьевна Петрова**
Действителен с 04.02.2021 по 24.12.2022

Г.П. Ивлиев



Рисунок П.16 – Патент на промышленный образец