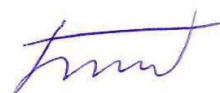


Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования
«СИБИРСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи



Богатырев Евгений Владимирович

**РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ МОДЕМОВ
ПОМЕХОЗАЩИЩЁННЫХ СТАНЦИЙ СПУТНИКОВОЙ
И ТРОПОСФЕРНОЙ СВЯЗИ**

Специальность 05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы
и устройства телевидения

Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук

Научный руководитель: доктор технических наук
Галеев Ринат Гайсеевич

Красноярск – 2018

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	5
ГЛАВА 1. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ СПУТНИКОВЫХ И ТРОПОСФЕРНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ	13
1.1 Общая характеристика спутниковых и тропосферных систем ра- диосвязи	13
1.2 Виды модуляции сигналов спутниковых и тропосферных систем связи	18
1.2.1 Квадратурная ФМ или ФМ-4 (QPSK – quadrature phase shift keying, $M = 4$)	20
1.2.2 Квадратурная ФМ со скруглением по Найквисту (NQPSK - Nyquist QPSK, $M=4$)	21
1.2.3 Квадратурная ФМ со сдвигом (OQPSK – offset QPSK, $M=4$)	23
1.2.4 Квадратурная ФМ с изменением фаз на $\pi/4$ ($\pi/4$ - QPSK, $M = 4$)	23
1.2.5 Минимальная частотная манипуляция (MSK – minimum shift keying, $M = 4$)	24
1.2.6 Сигналы с непрерывной фазой (CPM, continuos phase modulation)	24
1.2.7 Сравнительный анализ спектральной эффективности и поме- хоустойчивости сигналов с фазовой и частотной модуляцией	26
1.3 Пути повышения эффективности спутниковых и тропосферных систем связи	28
1.3.1 OFDM как способ повышения скорости передачи информа- ции и борьбы с межсимвольной интерференцией	28
1.3.2 Шумоподобные сигналы с фазовой и частотной модуляцией	33
1.3.3 Перспективные варианты помехоустойчивого кодирования в спутниковых и тропосферных каналах связи	40
1.3.4 Использование SDR-технологий в станциях спутниковой и тропосферной связи	43
1.4 Выводы по главе 1	47

ГЛАВА 2. ПОМЕХОЗАЩИЩЁННОСТЬ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ С ШУМОПОДОБНЫМИ СИГНАЛАМИ	48
2.1 Запас помехоустойчивости широкополосных систем связи	48
2.2 Методы цифровой модуляции и расширения спектра в помехозащищённых системах с ШПС	49
2.2.1 Методы цифровой модуляции в широкополосных помехозащищённых системах с ШПС	50
2.2.2 Помехозащищённость систем с шумоподобными ФМ-сигналами	53
2.2.3 Помехозащищённость систем с использованием ППРЧ-ШПС	57
2.2.4 Помехозащищённость систем с использованием комбинированной модуляции ФМ-ШПС/ППРЧ	63
2.3 Использование корректирующих кодов для повышения помехозащищённости широкополосных систем	67
2.4 Выводы по главе 2	89
ГЛАВА 3. МОДЕМЫ ЦИФРОВЫХ СТАНЦИЙ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ	91
3.1 Особенности разработки аппаратуры цифровых станций связи на современном этапе	91
3.2 Эффективные сигнально-кодовые конструкции для спутниковых систем связи	94
3.3 Модемы спутниковых станций связи нового поколения	103
3.3.1 Спутниковые модемы зарубежных фирм	103
3.3.2 Модем цифровой станции спутниковой связи	105
3.3.3 Модем цифровой мобильной станции спутниковой связи	109
3.4 Выводы по главе 3	114
ГЛАВА 4. МОДЕМЫ СТАНЦИЙ ТРОПОСФЕРНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ	116
4.1 Модем перспективной малогабаритной тропосферно-радиорелейной станции	116

4.2 Модем тропосферной станции с OFDM-сигналами	122
4.2.1 Структурная схема модема с OFDM-сигналами	122
4.2.2 Структура OFDM-сигнала	124
4.3 Пути повышения скорости передачи в тропосферных системах связи	131
4.4 Выводы по главе 4	135
ГЛАВА 5. ПРИМЕНЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ В АППАРАТУРЕ СТАНЦИЙ СПУТНИКОВОЙ И ТРОПОСФЕРНОЙ РАДИОСВЯЗИ	137
5.1 Моделирование канала радиосвязи с учётом фазового шума гетеродина	137
5.2 Экспериментальное исследование станций тропосферных систем связи	149
5.2.1 Натурные трассовые испытания цифровых тропосферных станций связи	149
5.2.2 Натурные трассовые испытания опытных образцов станций «Судоку» и «Судогда» в режиме тропосферной загоризонтной связи	151
5.2.3 Натурные трассовые испытания модема для тропосферной линии связи	155
5.3 Выводы по главе 5	158
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	159
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ	165
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	167
ПРИЛОЖЕНИЕ 1. АКТ О ВНЕДРЕНИИ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ	178

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность избранной темы и степень её разработанности

В последние десятилетия в связи с созданием во всём мире глобальной информационной структуры наблюдается бурное развитие средств и методов связи, среди которых особое место занимают системы спутниковой и тропосферной радиосвязи. Несмотря на огромные достижения в области спутниковых систем радиосвязи, тропосферная радиосвязь в настоящее время продолжает играть важную роль при передаче информации 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. Однако и в этом направлении развития средств радиосвязи также имеются свои ограничения. Прежде всего, это 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. Это создаёт серьёзные трудности, для преодоления которых необходимо использовать как известные подходы (пространственное и частотное разнесение и пр.), так и разрабатывать новые методы.

Для преодоления указанных выше ограничений и трудностей развития систем спутниковой и тропосферной радиосвязи, как показано в диссертации, перспективным 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 спутниковой и 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 систем спутниковой связи (до 34 Мбит/с для ЕССС-3) стимулирует поиск новых видов спектрально-эффективных сигналов и алгоритмов их обработки в модемах спутниковых станций нового поколения.

Помехозащищённость модемов современных станций спутниковой и тропосферной связи не в полной мере удовлетворяет возрастающим требованиям ряда гражданских потребителей и силовых структур, что обуславливает актуальность разработки эффективных способов «сигнальной помехозащиты».

Вопросам теории и практики систем радиосвязи посвящено большое число работ отечественных и зарубежных учёных: Л.М. Финка, Дж. Прокиса, Б. Скляра, Дж. Спилкера, А.Д. Витерби, Дж. К. Омуры, Л.Е. Варакина, М. Б. Свердлика, С. Голомба, Р. К. Диксона, Д. Хаффмена и др. Из работ этих авторов следует, что для повышения помехоустойчивости связи необходимо увеличение базы сигналов. Она определяет уровень подавления помех в широкополосных системах с шумоподобными сигналами. На сегодня достижимым уровнем «сигнальной помехозащиты» по литературным источникам являются значения порядка 40 дБ [29]. Этой величины подавления в решении ряда практических задач систем радиосвязи недостаточно, что требует принятия дополнительных мер по подавлению помех.

Важным направлением повышения помехозащищённости систем радиосвязи является использование методов помехоустойчивого кодирования, развитых в работах Дж. Кларка, Дж. Кейна, Т. Касами, Э. Берлекэмпа, С.В. Schlegel, L.C. Perez и др. Однако вопросы практического применения помехоустойчивого кодирования в широкополосных системам спутниковой и тропосферной радиосвязи до сих пор не нашли должного отражения в научных публикациях. Кроме того, в литературе отсутствуют данные, посвящённые реализации модемов, удовлетворяющих современным требованиям по помехоустойчивости, скорости передачи данных и другим параметрам.

Поскольку системы радиосвязи предназначены для предоставления массовых услуг, то существенную роль играет решение ряда технических проблем. С одной стороны – это обеспечение массового производства доступных по цене образцов связной аппаратуры. С другой стороны – обеспечение высокой помехоустойчивости и скорости передачи данных. Эти два технических аспекта вступают в противоречие: повышение помехоустойчивости и скорости передачи данных диктует усложнение аппаратуры, а требование массового производства ориентирует на уменьшение массы, габаритов и стоимости станций.

Разрешить данное противоречие удаётся в условиях стремительного прогресса в развитии радиоэлектронной элементной базы, микроэлектроники, техники цифровой обработки сигналов. Использование современной элементной базы позволяет воплощать в малогабаритном, малоэнергоёмком и недорогом (при условии массового производства) модеме сложные оптимальные алгоритмы обработки сигналов, обеспечивающие значительное повышение помехозащищённости спутниковых и тропосферных станций связи.

Таким образом, тема диссертации, посвящённая повышению помехоустойчивости и пропускной способности модемов станций спутниковой и тропосферной радиосвязи, является актуальной и полностью согласуется с запросами практики.

Цель и задачи диссертационной работы

На основании вышеизложенного, перед диссертационным исследованием поставлена цель – разработка и исследование новых научно-технических решений для реализации модемов станций спутниковой и тропосферной связи с использованием современной элементной базы, направленных на повышение помехозащищённости и пропускной способности систем связи.

Для достижения указанной цели были решены следующие задачи:

1) на основе анализа современного состояния и тенденций развития систем радиосвязи определены основные направления повышения помехозащищённости и пропускной способности спутниковых и тропосферных систем связи;

2) выбраны и обоснованы методы модуляции и кодирования сигналов, обеспечивающие повышение помехозащищённости и пропускной способности широкополосных систем связи с шумоподобными сигналами;

3) разработаны и исследованы новые технические решения модемов помехозащищённых станций спутниковых и тропосферных систем связи;

4) практически реализованы результаты диссертационных исследований в станциях спутниковой и тропосферной радиосвязи;

5) разработана методика натурных испытаний разработанных модемов и проведены вычислительные и натурные эксперименты по оценке их помехоустойчивости.

Объектом исследований являются модемы цифровых станций спутниковой и тропосферной радиосвязи.

Предметом исследований является совокупность методов и средств повышения помехозащищённости и пропускной способности цифровых систем спутниковой и тропосферной радиосвязи с шумоподобными сигналами.

Научная новизна результатов работы

1. Предложены новые перспективные сигнально-кодовые конструкции для модемов спутниковых и тропосферных систем связи, отличающиеся от известных СКК более высокими характеристиками спектральной эффективности и помехозащищённости.

2. Впервые показано, что использование шумоподобных сигналов с комбинированным видом модуляции ФМ-ШПС/ППРЧ и турбокодированием позволяет повысить помехозащищённость спутниковых и тропосферных каналов связи на 20 дБ и более, обеспечивая по сравнению с традиционными сигналами ППРЧ и ФМ-ШПС выигрыш в помехозащищённости до 4 дБ.

3. Исследованы возможности ранее не применявшейся в модемах систем тропосферной связи технологии *OFDM*, позволяющей эффективно бороться с селективными замираниями и межсимвольными искажениями сигналов.

4. Впервые предложены новые нормы фазовых шумов, отличающиеся от известного регламента IESS-309 возможностью применения для более широкого диапазона скоростей передачи информации и видов модуляции, включая многофазные сигналы *8PSK*, *16PSK*, *32PSK* (*16APSK*, *32APSK*).

5. Разработаны и исследованы новые алгоритмы построения спутниковых и тропосферных модемов с гибкой архитектурой на основе *SDR*-технологий, позволяющие производить оперативный выбор оптимальной сигнально-кодовой конструкции и информационной скорости в зависимости от помеховой обстановки и условий распространения радиоволн.

Теоретическая значимость результатов диссертационной работы

Научные результаты диссертационной работы вносят вклад в теоретические основы методов повышения спектральной эффективности и помехозащищённости радиосистем передачи дискретной информации.

Практическая значимость результатов диссертационной работы

Полученные результаты теоретических и экспериментальных исследований позволяют проектировать и рассчитывать параметры следующих модемов:

- спутниковых станций связи со спектрально-эффективными сигналами форматов *NQPSK*, *NOQPSK*, *NBPSK*;
- тропосферных станций связи с использованием *OFDM*-технологии, обеспечивающей высокую устойчивость к селективным замираниям, узкополосным помехам и межсимвольным искажениям;
- спутниковых и тропосферных станций связи на основе *SDR*-технологий;
- помехозащищённых спутниковых и тропосферных станций связи с шумоподобными сигналами с фазовой модуляцией и с псевдослучайной перестройкой рабочих частот;
- помехозащищённых спутниковых и тропосферных станций связи с перспективными вариантами помехоустойчивого кодирования.

Методы диссертационного исследования

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

Положения, выносимые на защиту:

1. Применение в модемах станций спутниковой связи с зональным обслуживанием сигнально-кодовых конструкций на основе спектрально-эффективных видов модуляции *NBPSK*, *NQPSK* и *NOQPSK* и турбосвёрточного кодирования со скоростью кода 1/2 обеспечивает пороговое значение отношения сигнал/шум не более 1,5 дБ для вероятности битовой ошибки 10^{-5} .

2. Применение в модемах станций спутниковой связи сигнально-кодовых конструкций на основе шумоподобных сигналов с комбинированным видом модуляции ФМ-ШПС/ППРЧ по сравнению с традиционными сигналами ППРЧ и ФМ-ШПС обеспечивает выигрыш в помехозащищённости до 3 дБ при равных ограничениях на частотный и энергетический ресурсы.

3. Для обеспечения вероятности битовой ошибки не более 10^{-5} в диапазоне скоростей передачи информации от 1,2 кбит/с до 20 Мбит/с нормы фазовых шумов, определённые регламентом IESS-309, необходимо дополнить допустимыми уровнями в области частотной отстройки 10 и 50 МГц: соответственно минус 100 и 110 дБс/Гц для модуляции *BPSK* и *QPSK*. Для сигналов с модуляцией *8PSK*, *16APSK*, *32APSK* допустимый уровень фазовых шумов соответственно на 10, 15 и 20 дБ ниже, чем при *BPSK* (*QPSK*).

4. Алгоритмы построения спутниковых и тропосферных модемов с гибкой архитектурой на основе *SDR*-технологий, позволяющие производить оперативный выбор оптимальной сигнально-кодовой конструкции и информационной скорости в зависимости от помеховой обстановки и условий распространения радиоволн.

Степень достоверности результатов

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

Апробация и использование результатов диссертации

Основные результаты работы обсуждались на всероссийских и международных конференциях: VI Российской НТК «Современное состояние и проблемы навигации и океанографии» (Санкт-Петербург, 2007 г.); Всероссийской НТК «Современные проблемы радиоэлектроники» (Красноярск, 2003, 2004, 2005, 2007 и 2009 гг.); конкурсе «Научно-техническое творчество молодежи» (Москва, 2007 г.); Всероссийской НТК «Системы связи и навигации» (Красноярск, 2014, 2015, 2016 гг.); Всероссийской НТК «Расплетинские чтения» (Москва, 2016 г.).

Результаты диссертационного исследования использованы предприятием АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск) при разработке и модернизации комплексов станций спутниковой и тропосферной связи:

- комплекс базовых станций спутниковой связи для тактического звена управления – ОКР «Легенда-МД»;
- комплекс наземных подвижных и стационарных базовых станций спутниковой связи – ОКР «Ливень-ВМ»;
- малогабаритные станции спутниковой связи для надводных кораблей на базе технических решений станции «Легенда-МД» – ОКР «Прицеп-М»;
- комплекс базовых станций спутниковой связи для тактического звена управления – ОКР «Ладья»;
- комплекс абонентских станций для подвижных командных пунктов П155М, выполненный на основе унифицированных станций ЕССС-2 «Легенда-МД» – ОКР «Пустырь»;
- самолётная станция спутниковой связи для ФГУП «НПП «Полет» – СЧ ОКР «Форејтор»;
- модернизация цифровых тропосферных станций «Сосник-АМ», «Сосник-ПМ».

Акт об использовании результатов диссертационного исследования приведен в Приложении 1.

Личный вклад диссертанта. В диссертации представлены только те результаты работы, в которых автору принадлежит определяющая роль. Постановка задач исследований осуществлялась научным руководителем д-ром техн. наук Р.Г. Галеевым. Основная часть работ опубликована в соавторстве с А.Н. Фроловым, В. Н. Бондаренко, Т. В. Красновым. В совместных работах диссертант принимал участие в разработке математических моделей, выполнении расчётов и экспериментов. При обсуждении работы осуществлял объяснение и интерпретацию результатов исследований. Ряд докладов на конференциях представлены автором единолично, шесть докладов в соавторстве с сотрудниками научной группы.

Диссертация состоит из введения, 5 глав и заключения. Общий объем диссертации составляет 179 страниц текста, включая 57 рисунков, 29 таблиц, список использованных источников из 127 наименований и 1 приложение.

ГЛАВА 1. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ СПУТНИКОВЫХ И ТРОПОСФЕРНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

В настоящей главе представлен аналитический обзор литературных источников, посвящённых современным спутниковым и тропосферным системам радиосвязи. В разделе 1.1 дана общая характеристика спутниковых и тропосферных систем радиосвязи. Определены основные направления совершенствования станций спутниковой и тропосферной связи. В разделе 1.2 проведён сравнительный анализ видов модуляции сигналов, определяющих такие важнейшие показатели систем связи как помехоустойчивость и спектральная эффективность. Далее рассмотрены основные направления повышения эффективности спутниковых и тропосферных систем связи (раздел 1.3): применение технологии *OFDM*, шумоподобных сигналов, перспективных вариантов помехоустойчивого кодирования, использование *SDR*-технологий.

1.1 Общая характеристика спутниковых и тропосферных систем радиосвязи

Цифровая спутниковая связь широко применяется в различных сферах, в том числе в специальных системах связи. Широкое распространение спутниковых сетей связи обусловлено рядом их достоинств, основными из которых являются [1]:

- обеспечение области обслуживания значительных размеров, вплоть до глобальной;
- возможность обслуживания отдалённых, малонаселённых и труднодоступных территорий;
- простота обеспечения широковещательного и многоадресного режимов передачи;
- высокая пропускная способность спутниковых каналов связи при приемлемо высоком качестве передачи;

- эффективное использование сетевых ресурсов, благодаря возможности перераспределения пропускной способности сети между каналами связи в соответствии с текущими характеристиками сетевого трафика;

- независимость стоимости передачи сигналов через спутник от расстояния между передающей и приёмной земными станциями.

Системы спутниковой связи (ССС) развиваются весьма быстрыми темпами. Если в 1982 г. в спутниковой связи США имелось около 150 стволов ретрансляторов с шириной полосы пропускания 36 МГц каждый, то к началу 90-х годов темпы запуска спутников настолько увеличились, что выделенные для связи диапазоны частот 6/4 и 14/12 ГГц оказались практически полностью занятыми.

Поэтому весьма актуальна задача освоения диапазона ММВ для спутниковой связи. В последнее десятилетие только США запустили 15 связных ИСЗ, работающих в диапазоне частот 16...40 ГГц. Перспективность станций спутниковой связи миллиметрового диапазона обусловлена, прежде всего, широкими полосами выделенных частот. Узкие диаграммы направленности антенн ММВ способствуют скрытности связи и ослаблению интерференционных помех, а большой коэффициент усиления – уменьшению мощности передатчиков и массогабаритных характеристик аппаратуры спутника.

В то же время не ослабевает интерес разработчиков к станциям спутниковой связи сантиметрового диапазона, обладающим рядом преимуществ перед станциями ММВ: существенно меньшим влиянием атмосферы (осадки, облачность и т.п.), более простой и дешёвой аппаратурой (в том числе измерительной).

В системах спутниковой связи используются два вида ретрансляторов: с прямой ретрансляцией и с обработкой сигналов на борту (ОСБ). В отличие от прямой ретрансляции, использование ОСБ позволяет исключить перераспределение мощности излучения ретранслятора между помехой и сигналом. При прямой ретрансляции энергетический потенциал радиолинии ИСЗ – ЗС, как правило, ограничен из-за необходимости применения линейного режима передатчика. В отсутствие ограничений частотного ресурса ретранслятор с обработкой сигналов имеет преимущества по помехозащищённости и пропускной способности.

Основные преимущества ретрансляторов с обработкой сигналов на борту проявляются при работе с ЗС с невысоким энергетическим потенциалом. При использовании в системе земных станций с высоким энергетическим потенциалом (95...100 дБВт) необходимая помехозащищённость может быть обеспечена и при прямой ретрансляции. В то же время при работе с ЗС с невысоким энергетическим потенциалом выигрыш по помехозащищённости может достигать сотни и более раз. Это обеспечивается за счёт того, что при ОСБ можно использовать полосы частот от сотен МГц до единиц и десятков ГГц, а при прямой ретрансляции полоса частот ствола ограничена 40...70 МГц из-за мощности шумов.

Спутники с обработкой сигналов на борту обеспечивают эффективную развязку линий "вверх" и "вниз", поэтому каждую из этих линий можно рассчитывать отдельно. Кроме того, при ОСБ упрощаются передающее и приёмное оборудование земных станций, а организация перекрёстных ретрансляций каналов и пакетов информации между стволами и между лучами многолучевой антенны ретранслятора оптимизирует организацию связи в системе.

В числе наиболее приоритетных ИСЗ, ретрансляторы которых разработаны за рубежом в конце 80-х и начале 90-х годов для работы на частотах свыше 20 ГГц, можно привести следующие [2].

Спутник *L-SAT/OLYMPUS* (Западная Европа) имеет общую ширину полос рабочих частот в диапазонах 14/11 и 30/20 ГГц около 6,8 ГГц. Полоса пропускания ствола составляет 240 МГц, что обеспечивает передачу информации со скоростью 360 Мбит/с. Этого достаточно для организации 5500 телефонных каналов.

Спутник *MILSTAR* (США) с широкополосным ретранслятором работает в диапазоне частот 44/20 ГГц. Предусмотрены использование шумоподобных сигналов, псевдослучайная перестройка частот в полосе 2 ГГц и коммутация сигналов на борту. Связь между спутниками в системе *MILSTAR* осуществляется в диапазоне частот 60 ГГц, в котором большое затухание в атмосфере делает практически невозможным создание активных преднамеренных радиопомех с Земли для работы бортовой аппаратуры.

Спутники *ECS-2* и *ACTS-E* (Япония). Аппаратура работает в диапазонах частот 30/20 и 50/40 ГГц при полосе пропускания ствола 250 МГц со скоростью передачи данных не ниже 400 Мбит/с. Для таких спутников фирма *NTT* разработала системы со сверхвысокой пропускной способностью (не ниже 7920 Гбит/с на один ИСЗ). Считается, что включение в состав перспективной системы из 15 больших связных ИСЗ позволит получить общую пропускную способность систем спутниковой связи до 119 Гбит/с. Как считают японские специалисты, накопленный в процессе экспериментов опыт позволяет приступить к созданию линий межспутниковой связи диапазона ММВ.

К числу основных ограничений ССС относится малое отношение сигнал/шум, вызванное пространственным рассеянием энергии радиоволны на трассе ЗС – ИСЗ – ЗС. Для повышения помехоустойчивости приходится использовать крупногабаритные антенны, малошумящие усилители и сложные помехоустойчивые коды.

Несмотря на огромные достижения в области спутниковых систем радиосвязи, тропосферная радиосвязь в настоящее время продолжает играть важную роль при передаче информации, как гражданскими ведомствами, так и силовыми структурами [52].

Помимо стационарных линий тропосферной связи, существуют мобильные средства тропосферной связи, предназначенные для вооружённых сил. Интенсивное развитие радиолиний тропосферной связи объясняется их существенными преимуществами по сравнению с обычными средствами связи:

- возможность обеспечения связи в условиях заполярья при наличии северного сияния и магнитных бурь;
- возможность обеспечения связи через большие водные преграды, а также в других труднодоступных местах, где невозможно использовать радиорелейную связь из-за трудности сооружения и эксплуатации ретрансляционных станций;
- экономическая выгодность строительства линий тропосферной связи в труднодоступных районах земного шара по сравнению с другими линиями связи;

- высокая направленность излучения антенных устройств тропосферных станций, что значительно улучшает электромагнитную совместимость с другими системами;
- высокая надёжность тропосферной связи в условиях высотных ядерных взрывов;
- высокая пропускная способность по сравнению с коротковолновыми радиопередачами.

По сравнению со спутниковой связью тропосферная связь также обладает рядом преимуществ:

- экономически выгоднее устанавливать станции, чем запускать спутники;
- в труднодоступных районах (горы), а также в условиях Крайнего Севера спутниковая связь не может быть обеспечена на длительное время без перерывов;
- высокая скрытность тропосферных станций в силу их мобильности.

К числу основных ограничений линий тропосферной связи относятся [51]:

- многолучевое распространение сигналов и наличие замираний сигнала (до 40 дБ);
- ограниченность скорости передачи информации, обусловленной частотным и временным рассеянием в канале связи;
- зависимость уровня сигнала от времени суток и года, от метеорологических и климатических условий.

В последние годы системы тропосферной связи претерпевают значительные изменения. В ведомствах создаются единые информационно- телекоммуникационные системы, при этом изменяется и роль тропосферной радиосвязи. Текущая обстановка в силовых структурах такова, что требуются стабильные, надёжные, имеющие высокую степень кодирования каналы связи, передача информации по которым возможна в автоматическом режиме с минимальным привлечением обслуживающего персонала. В связи с этим необходимым является внедрение высокоинтеллектуального оборудования с развитыми функциями самодиагностики, интуитивно понятными интерфейсами, гибкостью обслуживания. Для реализации таких

средств связи разработчикам требуется более широкое использование современной элементной базы и цифровой микропроцессорной техники.

Основными направлениями совершенствования разрабатываемых станций спутниковой и тропосферной связи являются повышение пропускной способности и помехозащищённости, снижение массогабаритных характеристик станций. Помехозащищённость станций обеспечивается применением помехоустойчивого кодирования, широкополосных сигналов с фазовой манипуляцией (ФМ-ШПС), псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ).

1.2 Виды модуляции сигналов спутниковых и тропосферных систем связи

Вид модуляции сигналов определяет такие важнейшие показатели систем связи как помехоустойчивость и спектральная эффективность. Важным требованием к сигналам является также возможность использования нелинейных трактов передатчиков без потери помехоустойчивости. Выполнение этих требований одновременно бывает труднодостижимо и зачастую приходится принимать компромиссные решения.

Как известно [17], по объёму M алфавита цифрового сообщения сигналы делятся на двоичные ($M = 2$) и многопозиционные ($M > 2$). По методу формирования можно выделять сигналы с объёмно-сферической (ОСУ) и поверхностно-сферической укладкой (ПСУ). К сигналам с ОСУ относятся сигналы с амплитудной, амплитудно-фазовой, амплитудно-частотно-фазовой модуляцией и др. Для приёма таких сигналов необходимо поддерживать постоянный уровень сигналов на входе демодулятора и формировать несколько пороговых уровней в демодуляторе, что представляет определённые сложности. Передатчик сигналов с ОСУ должен работать в линейном режиме. Это, в свою очередь, проблематично для миниатюрных радиостанций и неприемлемо для станций связи, использующих в принципе нелинейные выходные каскады передатчиков для получения достаточно большой мощности.

Для сигналов поверхностно-сферической укладки поиск наилучших ансамблей сигналов осуществляется путём нахождения сигнальных точек в узлах пространственной решётки, имеющей регулярную структуру. При так называемой «плотнейшей» поверхностно-сферической укладке сигнальные точки располагаются равномерно на окружности с минимальным углом между соседними векторами $\varphi = 2\pi/M$ и минимальным расстоянием между сигнальными точками $R = 2E_B \sin(\pi/M)$, где E_B – энергия информационного бита. Такие сигналы ПСУ реализуются как сигналы фазовой модуляции (ФМ) с числом M позиций фазы (рисунок 1.1 для $M = 4$). При таких способах модуляции сигналы, модулирующие несущую (точнее, синфазное и квадратурное колебания), являются многоуровневыми. Они описываются последовательностями многопозиционных символов, которые называются «модуляционными».

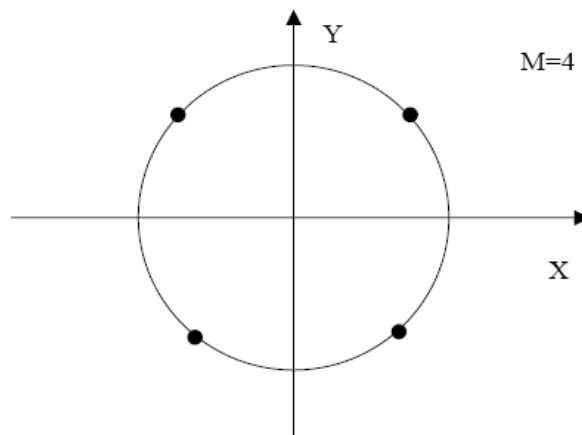


Рисунок 1.1 – Пространственная решётка ФМ-сигналов
с числом позиций фазы $M = 4$

Рассмотрим основные виды ФМ-сигналов, ограничиваясь основанием алфавита $M \leq 4$. Такие сигналы применяются наиболее часто в станциях спутниковых и тропосферных систем связи. В дальнейшем для обозначения цифровых сигналов иногда будем использовать общепринятую в мировой практике английскую аббревиатуру.

1.2.1 Квадратурная ФМ или ФМ-4 (*QPSK – quadrature phase shift keying, M = 4*)

На интервале символа с номером n сигнал имеет вид:

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \left(\frac{a_n^I}{2} \cos \omega_0 t - \frac{a_n^Q}{2} \sin \omega_0 t \right), \quad nT_s < t < (n+1)T_s, \quad (1.1)$$

где $a_n^I, a_n^Q = \pm 1$ – двоичные информационные символы в квадратурных каналах,

$E_s = 2E_B$ – энергия канального (передаваемого) символа,

E_B – энергия на 1 бит,

$T_s = 2T_B$ – длительность канального символа,

T_B – длительность бита,

ω_0 – несущая частота.

Для различных сочетаний информационных символов a_n^I, a_n^Q вектор сигнала может иметь значения фаз $45^\circ, 135^\circ, 225^\circ$ и 315° . Посылки сигнала имеют прямоугольную огибающую, фаза сигнала может иметь на границах посылок скачки, равные $0, \pm 90$ и 180 градусов. При *QPSK* модулирующий сигнал представляет собой последовательность четырёхпозиционных символов, выбираемых из алфавита с четырьмя двухразрядными двоичными словами (00, 01, 10, 11), которые определяют фазу модулированного колебания. Для формирования таких символов входной последовательный поток битов надо распределить, или демультиплексировать на два субпотока, в каждом из которых тактовая частота будет в два раза меньше, чем на входе.

При $a_n^Q = 0$ фаза сигнала может принимать только два значения – 0 и 180 градусов, что соответствует двоичной ФМ или ФМ-2 (*BPSK - binary PSK, M=2*).

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_B}{T_B}} \left(\frac{a_n^I}{2} \cos \omega_0 t \right), \quad nT_B < t < (n+1)T_B, \quad (1.2)$$

где $E_B = E_s, \quad T_B = T_s$.

Оба типа рассмотренных сигналов ФМ – это сигналы с разрывом фазы. Спектр таких сигналов имеет много медленно спадающих боковых лепестков.

Спектральная эффективность таких сигналов из-за большой ширины спектра достаточно низкая, хотя их приём с точки зрения помехоустойчивости аппаратно реализуется просто. Для повышения же спектральной эффективности приходится принимать специальные меры, т.к. полосовая фильтрация не даёт результата при нелинейном передающем тракте.

1.2.2 Квадратурная ФМ со скруглением по Найквисту (*NQPSK* – *Nyquist QPSK*, $M=4$)

Для получения *NQPSK* прямоугольная огибающая в сигнале (1.1) скругляется, приобретая форму функции $h(t)$:

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{i=1}^n \left[\frac{T_s}{2} a_i^I h(t - iT_s) \cos \omega_0 t - \frac{T_s}{2} a_i^Q h(t - iT_s) \sin \omega_0 t \right], \quad (1.3)$$

Функция $h(t)$ выбирается таким образом, чтобы обеспечивалась форма спектра в виде кососимметричного среза с коэффициентом скругления спектра α , а сигнал (1.3) удовлетворял условиям отсчётности, т.е. в моменты принятия решения по принимаемой посылке отклики от всех ранее пришедших посылок должны быть нулевыми. Наиболее часто используется «косинусное скругление» энергетического спектра сигнала:

$$G(f) = \begin{cases} 1 & \text{для } 0 < |f| < \frac{1-\alpha}{2T_s}; \\ \cos^2 \left[\frac{nT_s}{2\alpha} \left(f - \frac{1-\alpha}{2T_s} \right) \right] & \text{для } \frac{1-\alpha}{2T_s} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T_s}; \\ 0 & \text{для } |f| > \frac{1+\alpha}{2T_s}. \end{cases} \quad (1.4)$$

Такая форма спектра обеспечивается использованием соответствующих фильтров на видеочастоте для модулирующих символов или на частоте модулятора.

Скругление формы огибающей способствует сужению спектра сигнала, который приобретает трапецевидную форму (рисунок 1.2). По оси X на рисунке 1.2

отложены значения частоты, нормированные относительно скорости передачи информации. В некоторых источниках $NQPSK$ -сигналы называются $FQPSK$, что значит фильтрованная $QPSK$ или $SQPSK$ – *Shaped QPSK* [19].

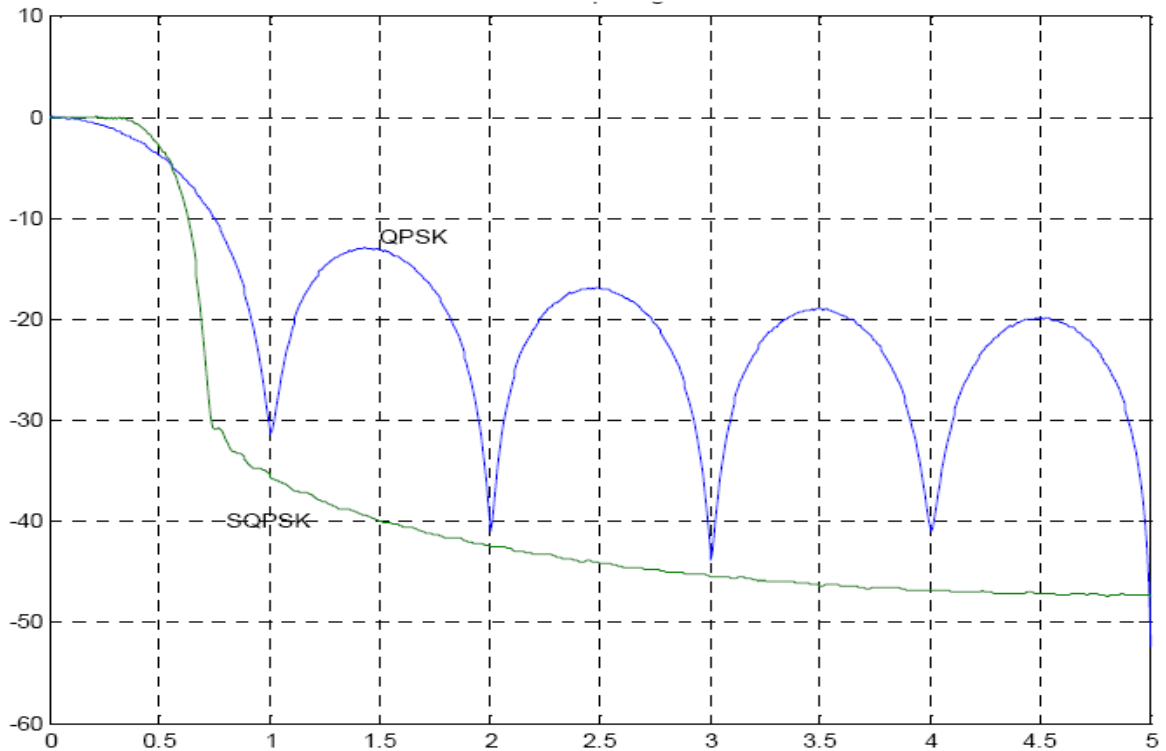


Рисунок 1.2 – Энергетические спектры сигналов $QPSK$ и $NQPSK$ ($SQPSK$)

Спектр $NQPSK$ -сигнала по стандарту IESS-309 по уровню минус 3 дБ имеет полосу, численно равную символьной скорости, а спектральные составляющие за полосой ослаблены на 30 дБ и более. Требуемая сквозная АЧХ всего канала формируется фильтром на приёмном конце. В результате интерференция от соседних посылок в моменты принятия решения для любого символа отсутствует, т.е. такой тип манипуляции имеет хорошую спектральную эффективность при высокой помехоустойчивости. Огибающая манипулированного сигнала имеет амплитудную модуляцию 100%. Недостатком является требование линейности тракта, хотя все параметры станции связи должны выбираться из условия компромисса. В тех станциях, где можно иметь линейный тракт на передаче, сигналы $NQPSK$ могут быть рекомендованы для использования.

1.2.3 Квадратурная ФМ со сдвигом (*OQPSK* – *offset QPSK*, $M=4$)

Поскольку *NQPSK* сигналы имеют глубокую АМ, часто используют квадратурную ФМ со сдвигом (*OQPSK*, *offset QPSK*). При таком виде ФМ манипулирующие символы в квадратурных каналах сдвинуты на половину символа, в результате чего исчезают переходы фазы на 180 градусов и уменьшается АМ. При использовании сглаживания манипулирующих символов (скругления по Найквисту) имеют разновидность *QPSK* со сдвигом – *NOQPSK*.

Спектральная эффективность таких сигналов сравнима с *NQPSK*. Среди фазоманипулированных сигналов *NOQPSK* (наряду с *NQPSK*) имеет лучшую спектральную эффективность.

Меньшая по сравнению с *NQPSK* глубина АМ (30%) может несколько ослабить требования к линейности тракта, но *NOQPSK* все равно несовместима с нелинейным трактом.

1.2.4 Квадратурная ФМ с изменением фаз на $\pi/4$ ($\pi/4$ - *QPSK*, $M = 4$)

Этот вид модуляции является промежуточным между *QPSK* и *OQPSK*, т.к. для $\pi/4$ - *QPSK* изменение фазы за символ происходит на 45 или 135°, в *QPSK* на 180°, в *OQPSK* на 90°. Изменение фазы $\Delta\theta$ определяется состоянием каналов I_k и Q_k (таблица 1.1).

Таблица 1.1 – Изменение фазы $\Delta\theta$ в зависимости от состояния каналов I_k и Q_k

I_k	Q_k	$\Delta\theta$
1	1	-135°
0	1	135°
0	0	45°
1	0	-45°

Глубина АМ огибающей сигнала $\pi/4$ -*QPSK* ещё меньше, чем у *OQPSK* – всего 12 %.

1.2.5 Минимальная частотная манипуляция (*MSK – minimum shift keying*, $M = 4$)

Минимальная частотная манипуляция (МЧМ) или модуляция минимального частотного сдвига (ММС) – это родственный *OQPSK* вид модуляции, при котором скругления огибающей в каналах определяются гармоническими функциями:

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \left[a_I(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T_s}\right) \cos \omega_0 t + a_Q(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T_s}\right) \sin \omega_0 t \right], \quad (1.5)$$

Сигналы МЧМ имеют хорошую спектральную эффективность, и у них отсутствует АМ. Благодаря тому, что частотный разнос при МЧМ жёстко связан со скоростью передачи, они одновременно являются сигналами фазовой манипуляции и могут приниматься и демодулироваться фазовыми методами и обеспечивать помехоустойчивость ФМ-4. Демодуляция сигналов МЧМ сложнее, чем сигналов *BPSK* или *QPSK*, однако при наличии мощной элементной базы (как, например, современные ПЛИС), указанная задача технически вполне решаемая.

1.2.6 Сигналы с непрерывной фазой (*CPM, continuous phase modulation*)

Рассмотренные в разделах 1.2.1–1.2.5 сигналы образуют класс сигналов с линейной модуляцией. Сигналы с непрерывной фазой являются сигналами с нелинейной модуляцией и образуют широкий класс сигналов, описываемых общим выражением[24]:

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos \left[\omega_0 t + 2\pi \sum_{i=1}^n a_i h_i q(t - iT_s) \right], \quad nT_s < t < (n+1)T_s, \quad (1.6)$$

где a_i – информационные символы, принимающие значения из алфавита $\pm 1, \pm 3, \pm(m-1)$,

h_i – индекс модуляции, который может меняться от интервала к интервалу,

$q(t)$ – функция фазового отклика (фазовый импульс):

$$q(t) = \int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau;$$

$g(\tau)$ – частотный импульс.

На практике используют сигналы с частотным импульсом конечной длительности $g(t) = 0$ при $t = 0$, $t > LT_s$, где L – длина частотного импульса в величинах тактового интервала. Также вводится нормировка

$$\int_0^{LT_s} g(t) dt = 0.5, \quad (1.7)$$

т.е. $q(t) = 0.5$ при $t > LT_s$.

При $L = 1$ наблюдается межсимвольная фазовая связь или модуляция полным откликом. Для $L \geq 2$ отмечается межсимвольная частотно-фазовая связь. Сигнал с непрерывной фазой определяется целым рядом параметров, определяющих его свойства, а также методы формирования и приёма. К таким параметрам относятся основание алфавита, величина индекса, количество и порядок чередования индексов, длина и форма частотного импульса.

Остановимся на наиболее известных видах сигналов с непрерывной фазой:

GMSK – *gaussian shaped MSK* (модуляция минимального частотного сдвига с гауссовским скруглением),

GTFM – *generalized tamed FM* – обобщённая сглаженная ЧМ со специальной формой частотного импульса, спектр которого определяется выражением:

$$G(\omega) = \begin{cases} B1 \left(1 + \frac{2a}{B1} \cos \omega T_s \right) \frac{\frac{\omega T_s}{2}}{\sin \omega \frac{T}{2}} & \text{для } |\omega| < \frac{\pi}{T_s} (1 - \alpha); \\ B1 \left(1 + \frac{2a}{B1} \cos \omega T_s \right) \frac{\frac{\omega T_s}{2}}{\sin \omega \frac{T}{2}} \left(1 - \sin \frac{\omega T_s - \pi}{2a} \right) & \text{для } \frac{\pi}{T_s} (1 - \alpha) \leq |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s} (1 + \alpha); \\ 0 & \text{для } |\omega| > \frac{\pi}{T_s} (1 + \alpha). \end{cases} \quad (1.8)$$

где a, B_1 – коэффициенты, связанные условием $2a + B_1 = 1$;

α – параметр скругления.

В общем случае формируемый сигнал можно обозначить как *CPMF*, т.е. фильтрованный сигнал частотной модуляции с непрерывной фазой. Характеристики *CPMF* задаются типом фильтра, его частотой среза f_{cp} , индексом модуляции h . Если предмодуляционный фильтр (ПМФ) гауссовский и $h = 0.5$, имеем *GMSK*. Если ПМФ имеет АЧХ, определяемую выражением (1.8), имеем *GTFM*. В отсутствии ПМФ и $h = 0.5$ – *MSK*, в отсутствии ПМФ, $L = 1$ и любом h – имеем *CPFSK*.

1.2.7 Сравнительный анализ спектральной эффективности и помехоустойчивости сигналов с фазовой и частотной модуляцией

Сопоставим рассмотренные выше сигналы по характеристикам спектральной эффективности, которую удобно характеризовать показателем компактности спектра

$$\gamma = \frac{P_c(W)}{P_c} = \frac{\int_0^{W/2} G(f) df}{\int_0^\infty G(f) df}, \quad (1.9)$$

где P_c и $P_c(W)$ – полная мощность сигнала и мощность в полосе W ;

$G(f)$ – спектральная плотность мощности комплексной огибающей сигнала.

Все рассмотренные виды модуляции – *BPSK*, *QPSK*, *OQPSK*, *NQPSK*, *NOQPSK*, $\pi/4$ -*QPSK*, *MSK* без помехоустойчивого кодирования имеют практически одинаковую помехоустойчивость и различаются занимаемой полосой частот, т.е. спектральной эффективностью, и требованиями к линейности тракта. Спектр *BPSK* вдвое шире, чем *QPSK*, спектры *QPSK* и *OQPSK* одинаковы. Сравнительные характеристики компактности спектров некоторых сигналов приведены в таблице 1.2, из которой видно, что, например, по уровню 99,9% полоса частот для *QPSK* в 10 раз больше, чем для *GMSK*. Преимуществом *GMSK* по сравнению с другими спектрально-эффективными сигналами (*NOQPSK* и *NQPSK*) является то, что в канале с ограничением *GMSK* эффективнее.

Сравним помехоустойчивость оптимального когерентного приёма рассмотренных сигналов, используя в качестве критерия помехоустойчивости отношение $h^2 = E_B / N_0$ энергии E_B на 1бит к спектральной плотности мощности шума N_0 при заданной вероятности ошибки $P_{ош}$ (таблица 1.3). Сигналы *BPSK*, *QPSK*, а также

$NOQPSK$, $\pi/4$ - $QPSK$ и MSK характеризуются одинаковой помехоустойчивостью: $h^2=8.4$ дБ при $P_{\text{ош}} = 10^{-4}$.

Таблица 1.2 – Спектральные характеристики сигналов

Вид сигнала	$WT_s/2$ при $P(W)$, %		
	90	99	99,9
$QPSK, OQPSK$	0.85	6.2	9.6
MSK	0.78	1.18	2.8
$GMSK (BT_B=0.25)$	0.57	0.86	1.09
$GTFM (\alpha = 0, B_1=1/2)$	0.52	0.79	1.02

Таблица 1.3 – Помехоустойчивость спектрально-эффективных сигналов

Вид сигнала	Метод приёма	h^2 , дБ при $P_{\text{ош}} = 10^{-4}$
$NOQPSK$	Когерентный	8.4
$CPFSK$	Когерентный	7.4
MSK	Когерентный	8.4
$GMSK (BT_B=0.25)$	Когерентный	9.4
$GTFM (B_1=0.62, \alpha = 0.36)$	Когерентный	9.4

Когерентный приём $CPFSK$ -сигналов с оптимальным индексом ($h = 0.715$) обеспечивает лучшие результаты (выигрыш 1 дБ). Однако оптимальный приём таких сигналов должен производиться по фазовой решётке с глубиной фазовой связи на 3 или 5 бит, что труднореализуемо на практике.

Для $GMSK$ -сигнала ($BT_B = 0.25$) и $GTFM$ ($B_1 = 0.62$, $\alpha = 0.36$) потери не превышают 1 дБ по отношению к MSK -сигналу.

Приведённые характеристики спектральной эффективности и помехоустойчивости позволяют сделать вывод, что наиболее перспективными для использования в системах связи с линейными трактами являются сигналы $NQPSK$ и $NOQPSK$.

1.3 Пути повышения эффективности спутниковых и тропосферных систем связи

Выбор вида модуляции и параметров сигналов спутниковых и тропосферных систем связи нового поколения требует всестороннего анализа различных альтернативных вариантов как с учётом возможностей улучшения основных характеристик систем, так и технических ограничений, связанных с реализацией оптимальных алгоритмов приёма, демодуляции и декодирования сигналов. К числу наиболее важных направлений повышения эффективности спутниковых и тропосферных систем связи следует отнести применение технологии *OFDM*, шумоподобных сигналов, помехоустойчивого кодирования, *SDR*-технологий.

1.3.1 *OFDM* как способ повышения скорости передачи информации и борьбы с межсимвольной интерференцией

Ортогональное частотное разделение с мультиплексированием (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM*) представляет собой одновременную передачу потока цифровых данных по многим частотным каналам (со многими несущими или поднесущими колебаниями).

Концепция использования параллельной передачи данных и частотного разделения с мультиплексированием была предложена в середине 1960-х годов. В отличие от классического способа частотного разделения каналов, при *OFDM* используют существенно перекрывающиеся частотные каналы при частотном разнесении соседних каналов $\Delta f = 1/T$ с длительностью элементарных символов T . При этих условиях сигналы в разных каналах оказываются взаимно ортогональными, что обуславливает отсутствие межканальных помех. 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 передаётся в своём частотном канале

(на своей поднесущей частоте). Длительность канальных символов в частотных каналах может быть выбрана значительно превышающей время расширения задержки сигнала в канале. Это позволяет значительно ослабить влияние межсимвольной интерференции (МСИ) за счет введения защитного интервала между соседними канальными символами при контролируемом снижении скорости передачи.

Высокая спектральная эффективность при *OFDM* обеспечивается достаточно близким расположением частот соседних поднесущих колебаний. Ортогональность поднесущих достигается благодаря использованию алгоритмов быстрого преобразования Фурье (БПФ). Абонентское оборудование оказывается сравнительно простым, поскольку исключается необходимость использования набора генераторов гармонических поднесущих колебаний и когерентных демодуляторов, которые требуются при обычном частотном разделении каналов.

OFDM-сигнал представляет собой сумму поднесущих гармонических колебаний, каждое из которых модулируется своим потоком передаваемых бит с использованием ФМ (*BPSK*, *QPSK*, *8PSK*) или квадратурной амплитудной модуляции (*QAM*). Причём ФМ можно считать частным случаем *QAM*. Комплексная огибающая k -го *OFDM*-символа длительностью T определяется выражением:

$$\dot{S}(t) = \sum_{i=0}^{N_S-1} \dot{d}_i \exp \left\{ j 2\pi \frac{i}{T} (t - t_k) \right\}, t_k \leq t \leq t_k + T, \quad (1.10)$$

где $\dot{d}_i$ – комплексное число (*QAM*-символ), определяющее амплитуду $|\dot{d}_i|$ и начальную фазу $\arg(\dot{d}_i)$ i -го поднесущего гармонического колебания *OFDM*-символа при использовании *QAM*;

N_S – число поднесущих колебаний (число *QAM*-символов).

Элемент *OFDM*-радиосигнала с прямоугольной огибающей и частотой f_0 несущего гармонического колебания, определяется с использованием (1.10). вещественная и мнимая части огибающей $\dot{S}(t)$, соответствующие синфазной и квадратурной компонентам сигнала, умножаются соответственно на $\cos(2\pi f_0 t)$ и $\sin(2\pi f_0 t)$ с последующим сложением квадратурных компонент.

Формула (1.10) описывает обратное преобразование Фурье совокупности *QAM*-символов $\dot{d}_i$, $i = 0, 1, 2, \dots, N_s - 1$. При дискретном наблюдении с шагом $\Delta t = T/(N_s - 1)$ отсчёты комплексной огибающей, $l = 0, 1, 2, \dots, N_s - 1$ и последовательность *QAM*-символов $\dot{d}_i$ связаны обратным дискретным преобразованием Фурье (ОДПФ):

$$\dot{S}(t_l) = \sum_{i=0}^{N_s-1} \dot{d}_i \exp \left\{ j 2\pi \frac{i}{T} (t_l - t_k) \right\}, l = 0, 1, 2, \dots, N_s - 1. \quad (1.11)$$

Выражение (1.11) можно видоизменить, если принять в качестве начала отсчёта времени момент начала каждого *OFDM*-символа:

$$\dot{S}_l = \sum_{i=0}^{N_s-1} \dot{d}_i \exp \left\{ j 2\pi \frac{il}{N_s - 1} \right\}, l = 0, 1, 2, \dots, N_s - 1. \quad (1.12)$$

В соответствии с (1.12) формирование каждого *OFDM*-символа радиосигнала осуществляется следующим образом. Из потока последовательно поступающих комплексных *QAM*-символов $\dot{d}_i$, $i = 0, 1, 2, \dots$ формируется блок, содержащий N_s символов и предназначенный для передачи одним *OFDM*-символом. Например, для 16-позиционной квадратурной амплитудной модуляции 16-*QAM* надо формировать модуляционные символы в виде 4-разрядных двоичных слов, определяющих фазу и амплитуду модулированного колебания. В этом случае входной поток надо демультиплексировать соответственно на четыре субпотока.

Блок, содержащий N_s символов, с помощью ОБПФ (FFT^{-1}) переводится в отсчёты комплексной огибающей $\dot{S}_l$, $l = 0, 1, 2, \dots, N_s - 1$. Действительная $Re \dot{S}_l$ и мнимая $Im \dot{S}_l$ составляющие подвергаются цифро-аналоговому преобразованию (*DAC*). Полученные аналоговые сигналы используются для модуляции квадратурных сигналов несущей частоты f_0 с последующим суммированием квадратурных компонент (рисунок 1.3).

Для уменьшения внеполосных излучений используется сглаживание фронтов комплексной огибающей каждого *OFDM*-символа. Для этого часто используется функция взвешивающего окна в виде приподнятого косинуса. Использование ука-

занного сглаживания обеспечивает существенное снижение внеполосных излучений: при частотной расстройке, равной ширине спектра *OFDM*-сигнала, соответственно на 10 и 40 дБ при 16 и 128 поднесущих [14].

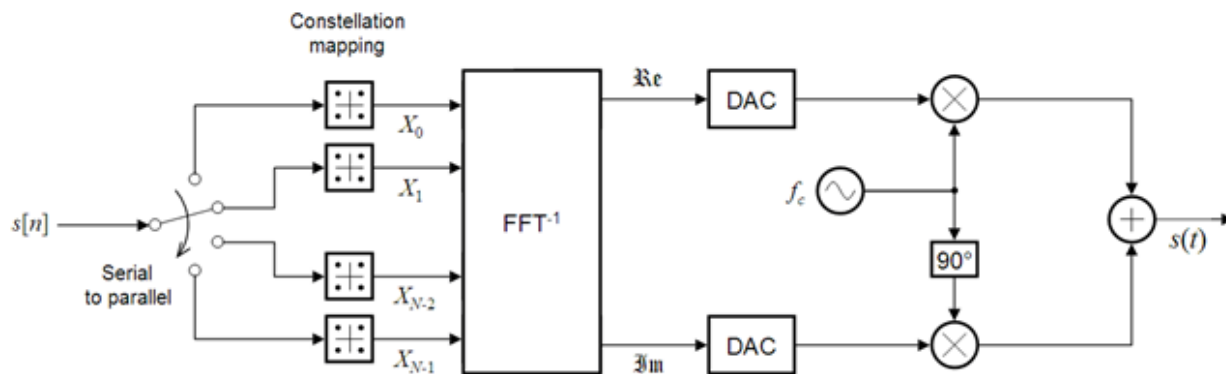


Рисунок 1.3 – Структура *OFDM*-модулятора

На рисунке 1.4 приведена структурная схема демодулятора *OFDM*-сигнала.

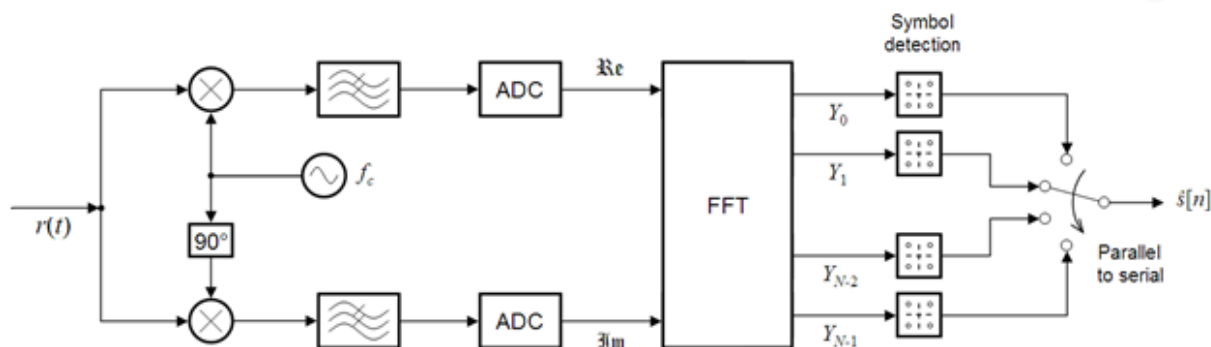


Рисунок 1.4 – Структурная схема демодулятора *OFDM*-сигнала

На выходах квадратурного расщепителя используются фильтры нижних частот для подавления сигналов частоты $2f_0$. Квадратурные компоненты демодулированного сигнала подвергаются дискретизации и квантованию в аналого-цифровых преобразователях (*ADC*). Посредством быстрого прямого преобразования Фурье (*FFT*) оцифрованные отсчёты действительной и мнимой составляющих сигнала переводятся в частотную область. В результате формируются N цифровых параллельных потоков Фурье-образов отсчётов, каждый из которых преобразуется в поток

бинарных данных с использованием детектора символов, осуществляющего их демодуляцию и декодирование. Эти потоки затем преобразуются в последовательный поток, который является оценкой исходного потока бинарных данных, поступающих на модулятор.

Одним из достоинств технологии *OFDM* является нечувствительность к расширению задержки многолучевого сигнала, что обеспечивается за счёт увеличения в N_S раз длительности *OFDM*-символа относительно *QAM*-символа. Для устранения межсимвольной интерференции между соседними *OFDM*-символами вводится защитный интервал T_g . Для исключения межканальной интерференции между различными поднесущими, нарушающей их взаимную ортогональность, каждое поднесущее колебание циклически продолжается на защитный интервал. Сигнал на данном интервале принято называть префиксом. Хотя введение защитного интервала и циклического расширения снижает скорость передачи, потери пропускной способности системы *OFDM* в силу малости относительного значения защитного интервала T_g/T вполне приемлемы.

К недостаткам *OFDM* следует отнести высокую чувствительность к смещению частоты и флуктуациям фазы принимаемого сигнала, а также высокое значение пик-фактора (8...12 дБ) [85], что заметно снижает энергетическую эффективность радиопередатчиков. В настоящее время исследовательскими подразделениями различных фирм, производителей телекоммуникационного оборудования, проводятся активные исследования с целью ослабить влияние этих нежелательных факторов. Уже получены результаты, свидетельствующие 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 [107].

Преимущества системы *OFDM* проявляются при очень большом числе несущих (например, при нескольких тысячах), но в этом случае прямое аппаратное формирование сигнала *OFDM* потребовало бы огромных схемотехнических затрат в виде тысяч генераторов и модуляторов в передатчике и такого же числа детекторов в приёмнике. В последние десятилетия разработаны эффективные алгоритмы

быстрого преобразования Фурье и созданы процессоры БПФ в виде больших интегральных схем.

В сочетании с квадратурной амплитудной манипуляцией со сдвигом *Offset QAM (OQAM)* технология *OFDM/OQAM* в отличие от уже ставшей традиционной *OFDM*, не требует наличия защитных интервалов (циклических префиксов). Использование *OQAM* значительно повышает эффективность использования спектра за счёт уменьшения интерференционных межсимвольных помех, уплотнения сигнала по времени [103].

Сочетание таких качеств как высокая спектральная эффективность, скорость и достоверность передачи информации, устойчивость к узкополосным помехам, МСИ и частотно-селективным замираниям делает технологию *OFDM* весьма перспективной для систем спутниковой и тропосферной связи. Однако наибольший интерес данная технология представляет для систем тропосферной связи [86], позволяя эффективно бороться с селективными замираниями. Современная элементная база микроэлектроники позволяет создать относительно недорогое оборудование, в частности, модемы, для поддержки этой технологии.

1.3.2 Шумоподобные сигналы с фазовой и частотной модуляцией

Для повышения помехозащищённости радиоканалов связи по отношению к преднамеренным помехам, что особенно актуально для военных систем спутниковой и тропосферной связи, используют сложные или шумоподобные сигналы (ШПС) [35]. Формирование ШПС осуществляют путём кодовой модуляции частоты или фазы сигнала, значительно расширяющей его спектр и увеличивающей базу сигнала

$$B = WT_s = W/R_{\text{инф}} \gg 1, \quad (1.13)$$

где $R_{\text{инф}}$ – информационная скорость, т.е. скорость передачи информации по каналу с полосой, равной полосе модулирующих частот.

На приёмной стороне осуществляют обратное преобразование сигнала, обеспечивающее сжатие его спектра и расширение спектра помехи. При этом в B раз

увеличивается спектральная плотность мощности сигнала и отношение сигнал/помеха на входе демодулятора.

База сигнала определяет выигрыш в отношении сигнал/помеха при оптимальной корреляционной обработке ШПС, а, следовательно, и помехозащищённость канала связи при использовании ШПС. Снижение спектральной плотности мощности (СПМ) сигналов с расширенным спектром существенно затрудняет их радиоразведку. Дополнительную скрытность ШПС обеспечивает применение для кодовой модуляции сигнала криптостойких псевдослучайных последовательностей (ПСП).

Существует достаточно много методов преобразования сигнала, обеспечивающих расширение и сжатие его спектра. Наибольшее применение для защиты от преднамеренных помех получили шумоподобные сигналы с фазовой модуляцией (ФМ-ШПС) и с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ).

1.3.2.1 Шумоподобные сигналы с фазовой модуляцией

При защите канала от преднамеренных помех с использованием ФМ-ШПС в качестве информационной модуляции обычно применяется двухпозиционная относительная фазовая манипуляция (ОФМ). Она достаточно хорошо сочетается с ФМ-ШПС в реализационном плане и обеспечивает совместно с эффективным кодированием достаточно высокую помехоустойчивость приёма.

В тракте передачи информационный сигнал перемножается с псевдослучайной рекуррентной последовательностью, используемой в качестве поднесущей. Тактовая частота ПСП превышает скорость передачи $R_{\text{инф}}$ в N раз, где N – длина ПСП. Соответственно, длительность элемента (чипа) ПСП в N раз меньше длительности информационного символа. Эффективная ширина спектра W сигнала увеличивается в $B=N$ раз по сравнению с полосой модулирующих частот.

В приёмном тракте принятый сигнал перемножается в корреляторе с такой же ПСП, синхронизированной с сигналом, с последующим интегрированием на интервале, равном периоду ПСП (длительности информационного символа). В результате корреляционной обработки происходит сжатие спектра сигнала до величины, численно равной скорости передачи $R_{\text{инф}}$.

Благодаря тому, что для сжатия спектра сигнала в приёмном тракте требуется кодовая синхронизация с точностью до долей чипа ПСП, каналы с ФМ-ШПС оказываются устойчивыми к так называемой "помехе вслед" (ретранслированная помеха) при относительном запаздывании помехи, превышающем интервал корреляции, равный длительности чипа ПСП.

При неточной синхронизации при приёме сигнала возникают потери энергии сигнала «на свёртку». По отношению к шумам приёмника ФМ-ШПС преобразование выигрыша не даёт, а с учётом реализационных потерь приводит даже к некоторому проигрышу, величина которого зависит от скорости ФМ-ШПС преобразования и может достигать 1 дБ.

Сосредоточенные по спектру помехи в результате корреляционной обработки в приёмном тракте декоррелируются, т. е. по характеру воздействия на сигнал такие помехи практически эквивалентны шуму. При этом для эффективного подавления сигнала помеха должна иметь в полосе W спектральную плотность мощности, превышающую СПМ свёрнутого сигнала. Таким образом, в случае ФМ-ШПС мощность помехи должна быть увеличена в B раз по сравнению с величиной, требуемой для подавления узкополосного сигнала.

К достоинствам ФМ-ШПС как способа защиты от преднамеренных помех следует отнести:

- устойчивость к структурным помехам (имитационная, ретранслированная и, в частности, «помеха вслед»);
- достаточную скрытость сигнала, возможность работы в стволах, полностью загруженных узкополосными станциями без создания им заметных помех (при наличии энергетического ресурса);
- возможность применения различных методов модуляции и способов приёма сигнала, в том числе когерентного приёма.

Высокий уровень помехозащищённости достигается при больших значениях тактовой частоты ФМ-ШПС, определяющей ширину спектра W и базу B сигнала. Это обуславливает реализационные трудности, основными из которых являются трудности получения необходимого быстродействия, требуемой линейности

тракта и сложности построения системы кодовой синхронизации. Для преодоления указанных трудностей целесообразно ограничивать тактовую частоту ФМ-ШПС значениями до 100 МГц.

1.3.2.2 Шумоподобные ППРЧ-сигналы

При методе ППРЧ передача информации производится на случайных частотах $f_1, f_2, f_3, \dots, f_N$ в выделенной полосе путём последовательной псевдослучайной синхронной перестройки Δf рабочей частоты. При этом на каждой рабочей частоте f_i из общего ансамбля частот $\{f_1, f_2, \dots, f_N\}$ осуществляется передача некоторого объёма информации (несколько бит информации, а также импульсов избыточного кода, в случае использования избыточного кодирования).

При использовании для помехозащиты ППРЧ внутрибитовые воздействия на сигнал обычно не применяются. В этом случае в отличие от ФМ-ШПС кратковременный спектр сигнала (спектр, полученный при усреднении за время одной или нескольких информационных посылок) не расширяется, а происходит его перемещение в пределах заданной полосы частот по псевдослучайному закону. Соответственно применение ППРЧ в меньшей мере, чем ФМ-ШПС, повышает требования к быстродействию элементной базы.

При наличии в полосе рабочих частот узкополосных помех (например, сигналов других станций) каждый раз при попадании сигнала на поражённые частоты возникает пачка ошибок, длина которой зависит от скорости ППРЧ. Если поражённые частоты перемещаются, то устранение этих ошибок производится за счёт помехоустойчивого кодирования. Если же они фиксированы по частоте или изменяют частоту по поддающемуся анализу закону, то система может адаптироваться к этим помехам и не использовать поражённые частоты. Такая адаптация позволяет существенно снизить влияние непреднамеренных помех, но она, к сожалению, достаточно сложна в реализации.

Степень помехозащиты в случае ППРЧ, как и при ФМ-ШПС, определяется базой сигнала, т.е. соотношением используемой полосы рабочих частот и ширины спектра информационного сигнала. Поскольку расширение полосы рабочих частот

в меньшей мере, чем при ФМ-ШПС, повышает требования к быстродействию элементной базы, то при ППРЧ может быть достигнута существенно большая помехозащищённость. При наличии соответствующего частотного ресурса это является основным преимуществом ППРЧ перед ФМ-ШПС. Технически степень помехозащиты при ППРЧ ограничивается возможностями построения линейного тракта.

Помимо существенно меньших реализационных трудностей к достоинствам ППРЧ как способа защиты от преднамеренных помех следует отнести менее жёсткие требования к системе синхронизации благодаря отсутствию внутри битовых воздействий на передаваемый сигнал или низкой частоте таких воздействий, а также устойчивость к возмущениям среды распространения.

К числу основных недостатков ППРЧ следует отнести потенциальную возможность создания постановщиком ретранслированной помехи («помехи вслед») и сложность, а в большинстве случаев и практическую невозможность, реализации когерентного приёма.

Сложность реализации когерентного приёма при ППРЧ определяется следующими причинами. Для снижения уровня фазовых флуктуаций и вероятности перескоков фазы опорного когерентного колебания время усреднения фазы принимаемого сигнала должно быть достаточно большим (десятки – сотни посылок). В случае ППРЧ формированию опорного когерентного колебания с продолжительным временем усреднения фазы препятствуют фазовые скачки, возникающие при свёртке ППРЧ-сигнала вследствие неидеальной кодовой синхронизации переключения частоты гетеродина на приёмном конце канала с принимаемым сигналом.

Возможен вариант с квазикогерентным приёмом, при котором производится запоминание (в цифровом виде) фрагментов принимаемой на каждой из частот смеси сигнала с шумом. Затем для каждого из фрагментов производится подбор наиболее благоприятной фазы квазикогерентного напряжения и осуществляется приём сигнала с опорой на эту фазу. При малых размерах фрагмента полученная квазикогерентная фаза имеет достаточно большую случайную составляющую, и применение этого метода может привести даже к проигрышу по отношению к автокорреляционному приёму. Однако уже при длине фрагмента в 10 – 20 посылок

этот метод приёма превосходит автокорреляционный. Такой вариант следует считать вполне реализуемым в случае применения цифровой обработки сигналов, но конкретные схемные проработки по нему пока не производились.

Альтернативным когерентному приёму является вариант с автокорреляционным приёмом. Для него также необходима одна дополнительная посылка в начале кадра, но он проигрывает когерентному варианту в помехоустойчивости (а, следовательно, и в помехозащищённости) почти 3 дБ. Проигрыш по отношению к квазикогерентному приёму может составить 1–2 дБ.

При защите канала от преднамеренных помех с использованием ППРЧ в качестве информационного способа модуляции часто применяется двухпозиционная относительная фазовая манипуляция. С учётом того, что реализация когерентного приёма при ППРЧ затруднена, применяются и другие методы модуляции. В частности, довольно часто применяются ансамбли ортогональных сигналов с кодовым разделением и некогерентным приёмом.

В отличие от ФМ-ШПС, синхронизация которых может производиться либо путём фазового поиска, либо на основе использования согласованных фильтров, начальную синхронизацию сигналов с ППРЧ можно производить только путём фазового поиска. Поскольку длительность частотной посылки ППРЧ-сигнала существенно превышает длительность элементарной посылки ФМ-ШПС, шаг поиска при ППРЧ может быть существенно больше и соответственно время начальной синхронизации существенно меньше, чем при ФМ-ШПС.

1.3.2.3 Шумоподобные ФМ-ППРЧ-сигналы

Для повышения помехозащищённости целесообразно совместное использование ФМ-ШПС и ППРЧ. При этом в информационном сигнале после ФМ-ШПС преобразования производится перестройка частоты несущей с помощью непериодической ПСП. Шаг перестройки частоты должен быть в несколько раз меньше ширины спектра ФМ-ШПС для выравнивания спектральной плотности сигнала во

всей полосе рабочих частот. Сочетание ФМ-ШПС и ППРЧ даёт возможность увеличения общей базы ШПС, равной отношению всей полосы, в которой производится перестройка частоты, к ширине спектра информационного сигнала.

На приёмном конце радиолинии сигнал с преобразованием ФМ-ШПС/ППРЧ сначала подвергается свёртке ППРЧ и переносится на одну несущую. Затем производится свёртка спектра ФМ-ШПС преобразования.

В системах сигнальной помехозащиты часто используют понятие «выигрыша при обработке сигнала» G . Выигрыш при обработке характеризует увеличение отношения сигнал/помеха в результате сжатия полосы и численно равен базе B сигнала. Выигрыш в системе ФМ-ШПС $G_{\text{ШПС}} = B = W/R_{\text{инф}}$. В системе с ППРЧ при плотно прилегающих друг к другу частотных каналах выигрыш определяется как $G_{\text{ППРЧ}} = B = W/R_{\text{инф}} = N$, где N – число частот. При совместном использовании ФМ-ШПС и ППРЧ выигрыш определяется произведением выигрышей $G_{\text{ШПС}}G_{\text{ППРЧ}} = NW_{\text{к}}/R_{\text{инф}}$, где $W_{\text{к}}$ – полоса каждого из N частотных каналов, равная ширине спектра ФМ-ШПС. На практике результирующий выигрыш несколько меньше из-за наложения спектров ФМ-ШПС-сигналов на смежных частотных позициях.

Помехозащищённость и связанная с ней скрытность радиоизлучения, а также диапазон реализуемых скоростей передачи информации во многом зависят от скорости переключения рабочих частот. С увеличением скорости переключения сужается зона, в которой возможна постановка помехи «вслед» и затрудняется анализ отдельных частотных позиций (сокращается время анализа). Но чрезмерное сокращение периода переключения при низких значениях информационной скорости приводит к необходимости многократного накопления энергии символов. Поскольку накопление может производиться только не когерентно, то при многократном накоплении (при плохих соотношениях сигнал/шум) возрастают потери по отношению к когерентному накоплению и снижается достижимый уровень помехозащищённости.

1.3.3 Перспективные варианты помехоустойчивого кодирования в спутниковых и тропосферных каналах связи

Для обеспечения высокого качества передачи данных модемы содержат программно-аппаратные средства, позволяющие эффективно подавлять различного рода шумы для того, чтобы поддерживать требуемое значение доли ошибочно переданных бит *BER* (*Bit Error Rate*). Для этих целей применяют коды, исправляющие ошибки, которые существенно повышают достоверность передачи данных. Кодирование обязательно связано с введением в поток данных некоторой избыточности и соответственно с уменьшением скорости передачи полезных данных, поэтому наращивание мощности кодирования за счёт увеличения объёма проверочных данных не всегда соответствует требованиям практики. Для увеличения эффективности кодирования без снижения скорости кода применяется перемежение данных. Кодирование позволяет обнаруживать и исправлять ошибки, а перемежение увеличивает эффективность кодирования, поскольку пакеты ошибок дробятся на мелкие фрагменты, с которыми справляется система кодирования.

На сегодняшний день теории кодирования известно много кодов и методов их декодирования, различающихся энергетическим выигрышем, вносимой избыточностью, сложностью реализации и рядом других параметров. Классическим методом коррекции ошибок, по праву считавшимся лучшим в течение нескольких десятилетий, является декодер Витерби [64], применяемый для декодирования свёрточных кодов. Данный алгоритм является оптимальным и достаточно легко реализуемым для коротких свёрточных кодов. В силу данных причин свёрточные коды, декодируемые с помощью алгоритма Витерби, применяются в подавляющем большинстве стандартов систем передачи данных.

Применение декодера Витерби позволяет получить заметный выигрыш в отношении сигнал/шум на бит (около 6.6 дБ) для скорости $r = 1/2$ и $k = 9$, что все-таки находится достаточно далеко от идеальной пропускной способности канала. Это объясняется тем, что декодер Витерби из-за экспоненциального роста сложности реализации с ростом длины кода может быть применён только для декодирования коротких и поэтому потенциально малоэффективных кодов.

В настоящее время известен ряд кодов, обеспечивающих приближение к границе Шеннона и обладающих приемлемой сложностью кодирования/декодирования. Это параллельно-каскадные (турбо) и последовательно-каскадные на основе как свёрточных, так и блочных компонент, низко плотностные (*LDPC – low density parity check*) и некоторые другие [118–123]. Проблема практического использования таких кодов состоит в том, что их преимущества выявляются лишь при весьма большой длине, исчисляемой несколькими тысячами. Применение кодов большой длины сопровождается существенной задержкой с выдачей декодированного сообщения.

В модемах спутниковых и тропосферных систем связи широко применяются коды Рида-Соломона, свёрточные коды, турбо коды.

Коды Рида-Соломона (*RS-коды*) являются специальным классом систематических линейных блочных кодов [65]: их алфавит состоит из не двоичных 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 $d_{min} = n - k + 1 = 255 - 239 + 1 = 17 = 2t + 1 = 2*8 + 1$, 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 приёме приводят к распределению пакетов ошибок по времени. За счёт 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 свёрточного кодирования состоит в том, что к последовательности передаваемых битов добавляются служебные биты, значения которых зависят от нескольких предыдущих переданных битов. Свойства свёрточных кодов детально

изучены [64]. Хотя их теоретическое исследование нередко наталкивается на некоторые ограничения, огромный объем информации, полученной моделированием, совместно с многолетним опытом использования во многих действующих сетях связи позволяют оптимизировать их характеристики применительно к любой системе связи.

Использование свёрточного кодирования в сочетании с подходящими алгоритмами декодирования (обычно, с алгоритмом Витерби) позволяет эффективно обнаруживать и исправлять ошибки передачи на приёмной стороне. Этот способ кодирования зачастую используется в сочетании с кодированием Рида-Соломона, что существенно повышает достоверность передачи информации. Например, если после кодирования Рида-Соломона в системе цифрового наземного телевидения *DVB-T* частота ошибок не превышает $2 \cdot 10^{-4}$, то свёрточное кодирование доводит частоту ошибок до значения 10^{-11} .

Радикальным выходом для снижения порога помехоустойчивости является применение турбо кодов (ТК), подводящих к границе Шеннона. Турбо коды, являющиеся разновидностью блочных систематических кодов, обеспечивают очень низкое значение вероятности ошибки на бит. 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 свёрточных кодов. Так как декодирование выполняется с высокой скоростью, то такие коды называют быстрыми (*Turbo*).

В модемах спутниковых станций связи широко используют турбо кодирование типа ТСС (турбо свёрточные коды), обеспечивающее весьма близкое приближение к границе Шеннона: для $P_{\text{ош}} = 10^{-5}$ требуемое отношение h^2 может составлять от 0,4 до 2,25 дБ [121]. Достигается такая помехоустойчивость ценой значительного расширения полосы. По этой причине применение турбо свёрточного кодирования целесообразно для борьбы с преднамеренными помехами, например, при ППРЧ.

Выбор типа кодирования, скорости кода, длины пакета должны производиться, исходя из параметров конкретной радиолинии, поскольку от выбора этих

параметров зависит компромиссное соотношение «спектральная эффективность/помехоустойчивость». В частности, для малых скоростей целесообразно иметь среднюю величину пакета для уменьшения задержки декодера, но скорость кода лучше использовать большую ($1/4$ или $1/5$), чтобы отыграть помехоустойчивость. Расширение же требуемой полосы на малой скорости можно и допустить. Для больших скоростей лучше увеличить длину пакета, т.к. абсолютное увеличение задержки не будет большим, но понизить скорость до $R = 1/2$, чтобы сэкономить полосу и не очень проиграть в помехоустойчивости.

Для высокоскоростных магистральных модемов целесообразно иметь возможность выбора типа кодирования из набора, например, Витерби, Витерби + Рида-Соломона, турбо кодирования ТРС и ТСС, причём иметь возможность изменять и скорость кодирования. Выбор же конкретного режима должен диктоваться энергетикой радиолинии, помеховой обстановкой и частотными резервами КА. Такой подход позволит обеспечить гибкость системы.

1.3.4 Использование *SDR*-технологий в станциях спутниковой и тропосферной связи

В недавнем прошлом станции спутниковой и тропосферной связи имели такую архитектуру, что между собой могли связываться только однотипные устройства. Это являлось сильным ограничением и усложняло организацию связи между разнотипными устройствами. В связи с этим постоянно ощущалась потребность в системах с гибкой архитектурой, которая могла бы изменяться при помощи программного обеспечения. Так появилось понятие *SDR* (*Software Defined Radio*) или программно определяемой радиосистемы. Базовые параметры приёмопередающего устройства таких систем определяются программным обеспечением, а не аппаратной конфигурацией. Переход к технологиям *SDR* обусловлен стремительным переходом от аналоговых методов передачи и обработки сигналов к цифровым. Все больше функций современных радиосистем реализуются посредством программного обеспечения (ПО). Другим важным фактором использования систем *SDR* стала замена большин-

ства аналоговых компонентов и СБИС трансиверами (либо приёмниками) с максимально высокой степенью программируемости. Это верно для множества узлов устройства: для беспроводного интерфейса, для подсистем модулирования и кодирования, аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразования.

На рисунке 1.5 приведена схема «идеального» *SDR*-модема, в котором сигналы с антенны и на антенну передаются непосредственно на АЦП и с ЦАП. На практике современные технологии позволяют реализовать таким образом приёмопередатчики на частотах до 2 – 3 ГГц[92].

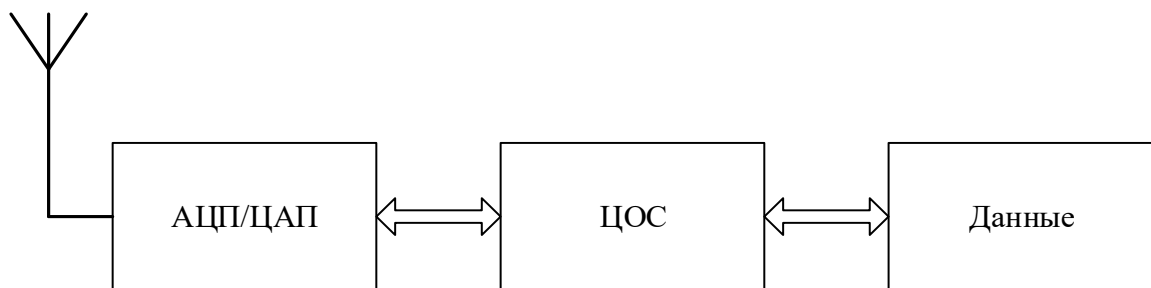


Рисунок 1.5 – Упрощённая архитектура «идеального» *SDR*-модема

Используемый частотный диапазон в станциях тропосферной и спутниковой связи находится в области более высоких частот, поэтому в станциях применяются преобразователи частоты, и на входы АЦП подаётся сигнал с выхода ПЧ. 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, затрагивающих аппаратную и программную части. Аппаратная часть включает многодиапазонные антенны и радиочастотные преобразователи, широкополосные ЦАП и АЦП, а обработка сигналов ПЧ, демодулированных сигналов и результирующего цифрового потока происходит 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.

На рисунке 1.6 приведена обобщённая структурная схема модема станций спутниковой или тропосферной связи. Вид модуляции радиосигнала задаётся с помощью программного обеспечения ПЛИС и процессора.

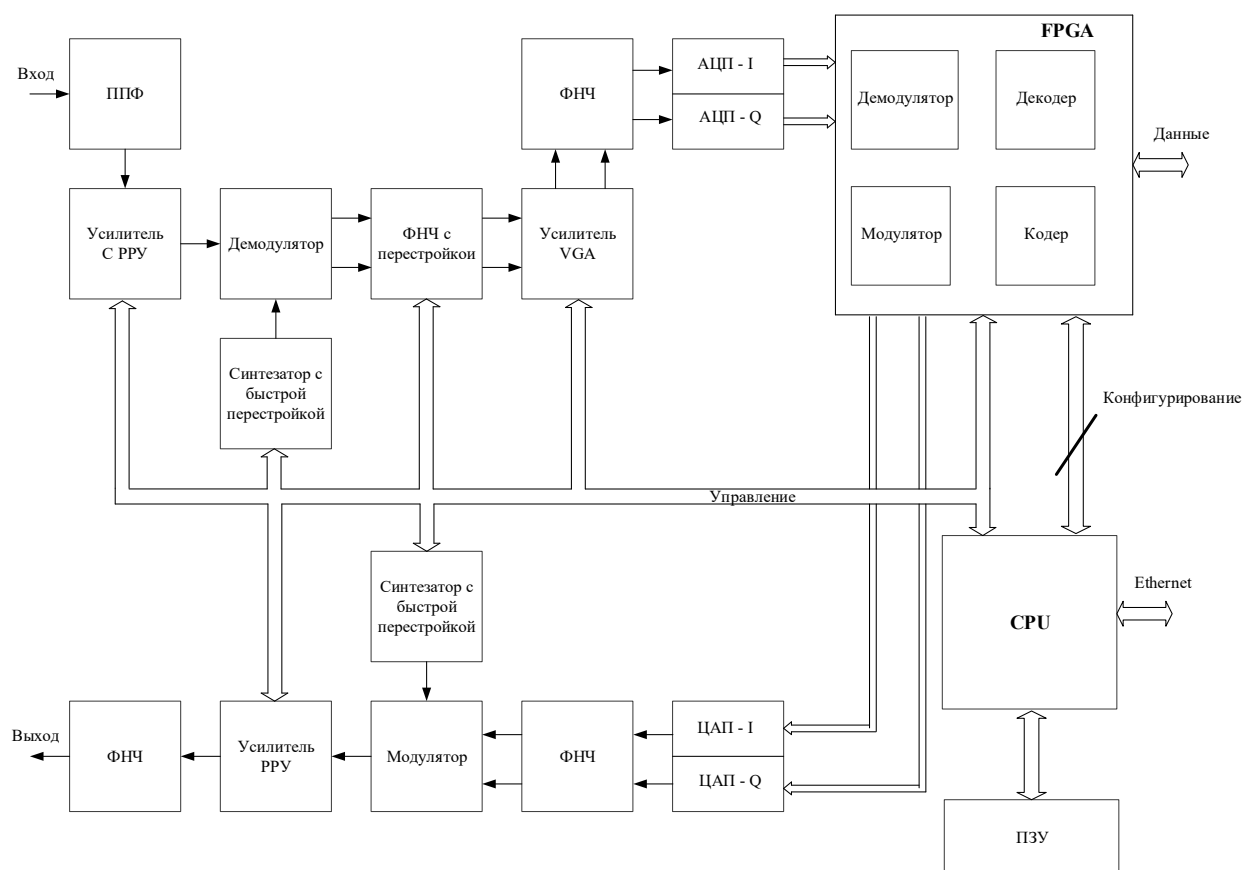


Рисунок 1.6 – Обобщённая структурная схема модема станций спутниковой или тропосферной связи

С использованием ПЛИС формируется цифровой сигнал, который затем с помощью ЦАП преобразуется в аналоговый и подаётся на квадратурный модулятор,

который при помощи синтезатора частот переносит сигнал в высокочастотную область. Далее сигнал подвергается фильтрации и регулировки усиления.

В приёмнике высокочастотный сигнал подаётся на квадратурный демодулятор, который при помощи синтезатора частот переносит сигнал в область нижних частот или преобразует в видеосигнал. Затем АЦП преобразуют сигнал в цифровой вид и передаёт его в ПЛИС, где в соответствии со встроенным программным обеспечением осуществляется демодуляция и декодирование сигнала.

Программное обеспечение ПЛИС и сигнального процессора находится в многократно перепрограммируемом ПЗУ. После подачи на схему питания, процессор загружается и загружает программу ПЛИС. При необходимости ввести новые режимы работы, виды модуляции, произвести модернизацию модема, изменяется лишь программный код, содержащийся в ПЗУ. Изменение программного обеспечения происходит через линию *Ethernet*, по которой осуществляется управление. Изменение программного обеспечения может быть произведено и с помощью системы автоматизированного управления станции, в том числе и удалённо.

Таким образом, эксплуатационные параметры радиооборудования могут быть изменены на уровне программного обеспечения.

1.4 Выводы по главе 1

1. Наилучшими по спектральной эффективности и помехоустойчивости сигналами для линейных трактов спутниковых станций связи являются сигналы *NQPSK* и *NOQPSK*. Для линейных трактов с недостаточно «чистыми» несущими целесообразно иметь ещё и режим *NBPSK*.

2. Для нелинейных трактов с целью повышения спектральной эффективности можно рекомендовать сигналы *BPSK* с плавным изменением фазы на интервале около 0,3 от длительности информационного символа.

3. Технология *OFDM* представляет наибольший интерес для систем тропосферной связи, позволяя эффективно бороться с селективными замираниями и обеспечивая высокую спектральную эффективность, скорость и достоверность передачи информации, устойчивость к узкополосным помехам и МСИ.

4. Для защиты от преднамеренных помех спутниковых и тропосферных станций связи перспективны шумоподобные сигналы с фазовой модуляцией и с псевдослучайной перестройкой рабочих частот, а также с комбинированным видом модуляции ФМ-ШПС/ППРЧ.

5. В качестве перспективных вариантов помехоустойчивого кодирования в модемах спутниковых и тропосферных систем связи можно рекомендовать коды Рида-Соломона, свёрточные коды (в сочетании с кодированием Рида-Соломона), турбо коды.

6. Использование *SDR*-технологий в станциях спутниковой и тропосферной связи весьма перспективно, т.к. позволяет создавать системы с гибкой архитектурой, которая может изменяться при помощи программного обеспечения.

ГЛАВА 2. ПОМЕХОЗАЩИЩЁННОСТЬ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ С ШУМОПОДОБНЫМИ СИГНАЛАМИ

В настоящей главе представлены результаты исследования помехозащищённости широкополосных систем связи с шумоподобными сигналами. В разделе 2.1 дана оценка запаса помехоустойчивости, определяющего рациональный выбор сигнально-кодовой конструкции. В разделе 2.2 проведён сравнительный анализ методов цифровой модуляции шумоподобных сигналов с использованием многопозиционной фазовой и частотной модуляции. Там же рассмотрены методы расширения спектра в помехозащищённых системах с шумоподобными сигналами и проведён анализ помехозащищённости систем с такими сигналами. Раздел 2.3 посвящён использованию корректирующих кодов для повышения помехозащищённости широкополосных систем связи.

2.1 Запас помехоустойчивости широкополосных систем связи

Помехозащищённость систем связи определяется тремя факторами, определяющими рациональный выбор сигнально-кодовой конструкции. Это база B сигналов, пороговое значение $h_{\min}^2$ отношения сигнал/шум на входе демодулятора и аппаратные потери в системе $L_{\text{сист}}$. Численной мерой помехозащищённости служит запас помехоустойчивости $K_{\text{п}} = P_{\text{п}}/P_{\text{с}}$, под которым понимается предельно допустимое отношение помеха/сигнал, соответствующее пороговому значению $h_{\min}^2$ и требуемой достоверности приёма (вероятность битовой ошибки P_b). Запас помехоустойчивости, выраженный в децибелах, связан с указанными параметрами соотношением[43]:

$$K_{\text{п}} = B - h_{\min}^2 - L_{\text{сист}}. \quad (2.1)$$

При фиксированном частотном ресурсе с увеличением скорости передачи информации база сигнала уменьшается. Соответственно снижается запас помехоустойчивости. Если, например, для помехозащиты используется полоса частот 400 МГц, то при изменении скорости передачи от 1 до 100 кбит/с база сигнала изменяется от $4 \cdot 10^5$ до $4 \cdot 10^3$ (от 56 дБ до 36 дБ).

Пороговое значение $h_{\min}^2$ отношения сигнал/шум на входе демодулятора (отношение энергии информационного бита к спектральной плотности мощности шума E_b/N_0) определяется структурой применяемых сигналов, способом их приёма и эффективностью помехоустойчивого кодирования.

В случае применения ППРЧ-ШПС с малым периодом переключения рабочих частот применение информационной модуляции *BPSK* затруднено из-за невозможности когерентного приёма. В этих условиях целесообразно применение многопозиционных ортогональных сигналов, которые уступают в помехоустойчивости двоичным сигналам с когерентным приёмом 1–2 дБ [33]. При некогерентном приёме ортогональных сигналов с использованием эффективного помехоустойчивого кодирования вероятность битовой ошибки 10^{-5} может быть достигнута при отношении сигнал/шум $h_{\min}^2 = (3,5–4)$ дБ [17].

Аппаратурные потери $L_{\text{сист}}$ в системе определяются:

- потерями пропускной способности канала на реализацию служебных функций: синхронизацию, регулировку излучаемой мощности, передачу сигналов взаимодействия и др. (около 0,5 дБ);
- реализационными потерями, связанными с ограничениями разрядности вычислений, неточностью синхронизации, погрешностью аналого-цифрового преобразования и др. (около 0,5 дБ);
- потерями при некогерентном накоплении (от 0,5 до 4,5 дБ относительно когерентного накопления).

2.2 Методы цифровой модуляции и расширения спектра в помехозащищённых системах с ШПС

Известен ряд методов преобразования сигнала, обеспечивающих расширение и сжатие его спектра. Наибольшее применение для защиты от преднамеренных помех и снижения разведдоступности получили шумоподобные сигналы с фазовой модуляцией, с псевдослучайной перестройкой рабочих частот и с комбинированным видом широкополосной модуляции (ППРЧ-ФМ).

2.2.1 Методы цифровой модуляции в широкополосных помехозащищённых системах с ШПС

Проведём оценку возможности использования M -ичных сигналов для информационной модуляции шумоподобных сигналов. Как уже отмечалось, помехозащищённость канала при использовании ШПС определяется базой сигнала, равной отношению ширины полосы частот радиосигнала к полосе информационного сигнала. Чем шире полоса ШПС, тем больше выигрыш в системе, определяемый расширением и сжатием спектра сигнала.

При многопозиционной фазовой ($MPSK$) и частотной ($MFSK$) модуляции скорость передачи символов и битов связаны уравнением:

$$R_s = \frac{R}{\log_2 M} = \frac{R}{k}. \quad (2.2)$$

С учётом (2.2) минимальная полоса частот информационного сигнала при фазовой модуляции $MPSK$ определяется как

$$W_{\text{инф}} = \frac{1}{T_s} = R_s = \frac{R}{k}, \quad (2.3)$$

где T_s – время передачи символа.

Таким образом, применение фазовой модуляции $MPSK$ приводит к сокращению полосы информационного сигнала по сравнению с $BPSK$ в $k = \log_2 M$ раз.

Используя (2.2), (2.3), находим отношение

$$\frac{R}{W_{\text{инф}}} = k = \log_2 M, \quad (2.4)$$

характеризующее частотную эффективность при фазовой модуляции $MPSK$.

При частотной модуляции $MFSK$ минимальная полоса частот информационного сигнала в M раз превышает полосу одного частотного канала, численно равную скорости передачи символов:

$$W_{\text{инф}} = \frac{M}{T_s} = MR_s, \quad (2.5)$$

а отношение

$$\frac{R}{W_{\text{инф}}} = \frac{k}{M} = \frac{\log_2 M}{M}. \quad (2.6)$$

Как видно из (2.5), применение частотной модуляции *MFSK* приводит к увеличению полосы информационного сигнала по сравнению с двоичной ЧМ в M раз. В такое же число раз частотная эффективность *MPSK*-сигнала выше, чем *MFSK*-сигнала (2.6).

Оценим энергетическую эффективность *MPSK* и *MFSK*-сигналов. С учётом равных априорных вероятностей $p_k = 1/M$ сигналов для вероятности ошибки при когерентном приёме можем записать [33]:

$$P_{\text{ош}} = P_{\text{ош}k} \cong \sum_{i=1, \neq k}^M P_{\text{ош}ik} = \sum_{i=1, \neq k}^M \left[1 - \Phi\left(h_s \sqrt{1 - r_{ik}}\right) \right]. \quad (2.7)$$

где $P_{\text{ош}k}$ – вероятность ошибки при условии, что принятая реализация содержит сигнал $s_k(t)$ (k – любое из M);

$P_{\text{ош}ik}$ – условная вероятность ошибки, т. е. вероятность перепутывания сигналов $s_i(t)$ и $s_k(t)$;

$\Phi(x)$ – табулированный интеграл вероятности [30];

$h_s = \sqrt{E_s / N_0}$ – отношение сигнал/помеха на интервале T_s информационного символа;

$E_s = kE_b$ – энергия информационного символа;

r_{ik} – коэффициент корреляции сигналов $s_i(t)$ и $s_k(t)$.

При высоких требованиях к достоверности передачи информации ($P_{\text{ош}} \ll 1$) применима аппроксимация интеграла вероятности [30]:

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt \approx 1 - \frac{\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)}{\sqrt{2\pi}x}. \quad (2.8)$$

Используя (2.8), формулу (2.7) можно представить в виде

$$P_{\text{ош}} \approx \sum_{i=1, \neq k}^M \frac{\exp\left(-\frac{h_s^2(1-r_{ik})}{2}\right)}{\sqrt{2\pi}h_s\sqrt{1-r_{ik}}}. \quad (2.9)$$

Формула (2.9) обеспечивает приемлемую для приложений точность при $P_{\text{ош}} < 10^{-2}$. При $M \gg 1$ использование формулы (2.9) при произвольных значениях коэффициентов корреляции r_{ik} также затруднительно. В этом случае можно использовать верхнюю границу для вероятности ошибки [33]:

$$P_{\text{ош}} \leq (M-1) \left[1 - \Phi\left(h_s\sqrt{1-r_{\max}}\right) \right] \approx (M-1) \frac{\exp\left(-\frac{h_s^2(1-r_{\max})}{2}\right)}{\sqrt{2\pi}h_s\sqrt{1-r_{\max}}}, \quad (2.10)$$

где $r_{\max}$ – максимальное значение коэффициента корреляции по всем парам сигналов $s_i(t)$ и $s_k(t)$.

При частотной модуляции *MFSK* коэффициенты корреляции r_{ik} по всем парам сигналов $s_i(t)$ и $s_k(t)$ ($i, k=1,2,\dots,M, i \neq k$) равны нулю, так как сигналы ортогональны (при частотном разнесе равном $1/T_s$). Точная и приближённая формулы (2.7) и (2.9) для вероятности ошибки принимают соответственно вид

$$P_{\text{ош}} = (M-1) \left[1 - \Phi(h_s) \right], \quad (2.11)$$

$$P_{\text{ош}} \approx (M-1) \frac{\exp\left(-\frac{h_s^2}{2}\right)}{\sqrt{2\pi}h_s}. \quad (2.12)$$

В таблице 2.1 приведены результаты оценки спектральной эффективности *MPSK* и *MFSK* сигналов с использованием соотношений (2.2)–(2.6) для скорости передачи данных 13 Мбит/с. Там же представлены показатели энергетической эффективности E_b/N_0 для вероятности битовой ошибки $P_b=10^{-5}$, рассчитанные с использованием формул (2.7)–(2.12). Как видно из таблицы, при использовании *M*-ичных сигналов или достигается выигрыш по полосе частот ценой проигрыша по энергетике, как это имеет место при фазовой модуляции *MPSK*, или же – выигрыш по энергетике, ценой ухудшения спектральной эффективности (при *MFSK*).

При фиксированном частотном ресурсе W увеличение объёма алфавита M от 2 до 32 в случае MPSK увеличивает базу ШПС на $10\lg k=7$ дБ и в то же время увеличивает пороговое значение $h_{\min}^2$ отношения сигнал/шум на 12.8 дБ. Это приводит к снижению помехозащищённости на 5.8 дБ по сравнению с BPSK. При тех же условиях ($M = 32$) в случае MFSK уменьшает базу ШПС на $10\lg(32/5)=5$ дБ, но зато уменьшает и значение $h_{\min}^2$ на 2.2 дБ. Так что и в этом случае имеет место проигрыш в помехозащищённости на 2.8 дБ по сравнению с BPSK.

Таблица 2.1 – Спектральная эффективность MPSK и MFSK сигналов

M	k	R , Мбит/с	R_s , сим- вол/с	MPSK Ми- нимальная полоса, МГц	MPSK R/W	MPSK E_b/N_0 , дБ для $P_b=10^{-5}$	MFSK Ми- нимальная полоса, МГц	MFSK R/W	MFSK E_b/N_0 , дБ для $P_b=10^{-5}$
2	1	13	13	13	1	9,6	26	1/2	13,4
4	2	13	6,5	6,5	2	9,6	26	1/2	10,6
8	3	13	4,3	4,3	3	13	34,4	3/8	9,1
16	4	13	3,25	3,25	4	17,5	52	1/4	8,1
32	5	13	2,6	2,6	5	22,4	83,2	5/32	7,4

Таким образом, сокращение полосы информационного сигнала, как это имеет место при MPSK, приводит к проигрышу в энергетике, т.е. увеличению отношения $h_{\min}^2$. В то же время, чем меньше отношение $h_{\min}^2$, тем больше запас помехоустойчивости (2.1). И в том и другом случаях, в соответствии с (2.1) будет иметь место проигрыш в помехозащищённости по сравнению с BPSK.

2.2.2 Помехозащищённость систем с шумоподобными ФМ-сигналами

При защите канала от преднамеренных помех с использованием ФМ-ШПС в качестве информационной модуляции обычно применяется дифференциальная бинарная фазовая модуляция DBPSK (ОФМ). Она хорошо сочетается с широкополосной ФМ в реализационном плане и обеспечивает совместно с эффективным кодированием достаточно высокую помехоустойчивость приёма. В случае, когда реализация когерентного приёма затруднена, применяются и другие методы модуляции (в частности, ортогональные сигналы с кодовым разделением).

В тракте передачи информационный ФМ-сигнал перемножается с псевдослучайной рекуррентной последовательностью, тактовая частота которой превышает информационную скорость $R_{\text{инф}}$ в B раз. Соответственно, в B раз увеличивается ширина спектра сигнала $W = BR_{\text{инф}}$. В приёмном тракте сумма сигнала, шума, а также преднамеренных помех умножается на такую же рекуррентную последовательность, сфазированную с принимаемым сигналом. При корреляционной обработке происходит сжатие спектра до информационной полосы $R_{\text{инф}}$. Благодаря тому, что для свёртки сигнала в приёмном тракте требуется фазирование его с точностью до долей элементарной посылки (чипа) ФМ-ШПС, демодулятор оказывается нечувствительным к структурным помехам (ретранслированным и др.) при относительном запаздывании на длительность чипа и более. В частности, при так называемой «помехе вслед» при тактовой частоте 1 МГц запаздывание помехи на 1 мкс делает её неэффективной.

Вместе с тем, синхронизация при свёртке сигнала на приёме не может быть абсолютно точной. В результате неидеальной синхронизации по задержке и частоте при приёме сигнала возникают потери энергии сигнала «на свёртку». Спектр шума приёмного тракта при свёртке сигнала не изменяется, оставаясь равномерным. Таким образом, по отношению к шумам приёмника ФМ-ШПС преобразование не даёт выигрыша в помехоустойчивости. Более того, с учётом реализационных потерь оно приводит даже к некоторому проигрышу, величина которого зависит от скорости ФМ-ШПС преобразования и может достигать 1 дБ [43].

Сосредоточенные по частоте помехи в результате ФМ-ШПС преобразования декоррелируются, т. е. их спектральная плотность в полосе W становится близкой к равномерной. При этом для эффективного подавления сигнала помеха должна иметь в полосе W спектральную плотность мощности, равную или превышающую СПМ свёрнутого сигнала. Ширина спектра ФМ-ШПС превышает ширину спектра информационного сигнала в B раз. Поэтому для подавления сигнала мощность помехи должна быть увеличена в B раз по сравнению с мощностью, требуемой для подавления узкополосного сигнала.

Высокая помехозащищённость достигается при больших значениях базы B , что требует увеличения тактовой частоты ФМ-ШПС и преодоления связанных с этим реализационных трудностей. К их числу относятся трудности получения необходимого быстродействия, требуемой линейности тракта и сложности построения системы синхронизации.

Рассмотрим применение ФМ-ШПС с дифференциальной бинарной фазовой модуляцией *DBPSK*. Запас помехозащищённости канала связи характеризуется отношением мощности помехи к мощности сигнала станции или же ретранслятора и определяется формулой (2.1). При этом требуемое значение $h^2_{\min}$ необходимо определять с учётом потерь на свёртку, которая, как показала практика, составляет не более 1 дБ.

Для цифровой модуляции *DBPSK* при когерентном детектировании вероятность битовой ошибки определяется выражением [17]:

$$P_b = \Phi\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \left[1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)\right]. \quad (2.13)$$

На рисунке 2.1 приведены зависимости вероятности ошибки P_b от отношения сигнал/шум $h^2 = E_b/N_0$ для цифровой модуляции *BPSK* и *DBPSK*. Как видно из рисунка, для обеспечения вероятности ошибки $P_b < 10^{-6}$ при модуляции *DBPSK* отношение сигнал/шум $h^2 = 10.8$ дБ, что на 0.25 дБ превышает требуемое значение для *BPSK*. На практике из-за эффекта Доплера, влияния параметров фильтров, фазовых шумов гетеродинов и других элементов трактов передачи и приёма информации требуемое значение $h^2_{\min}$ необходимо выбирать с запасом в 1-2 дБ, т. е. полагать $h^2_{\min} = E_b/N_0 \approx 12$ дБ.

К достоинствам ФМ-ШПС как способа защиты от преднамеренных помех следует отнести:

- большую сложность постановки эффективной помехи без увеличения её мощности в B раз, в частности, «помехи вслед»;

- отсутствие необходимости введения в информационный сигнал вспомогательных сигналов, снижающих помехозащищённость (исключение составляют пилот-сигналы для работы в условиях нелинейности тракта и наличия амплитудно-фазовых искажений в канале распространения);
- достаточную скрытость сигнала, возможность работы в стволах, полностью загруженных узкополосными станциями без создания им заметных помех (при наличии энергетического ресурса);
- возможность применения различных методов модуляции и способов приёма сигнала, в том числе и когерентного приёма.

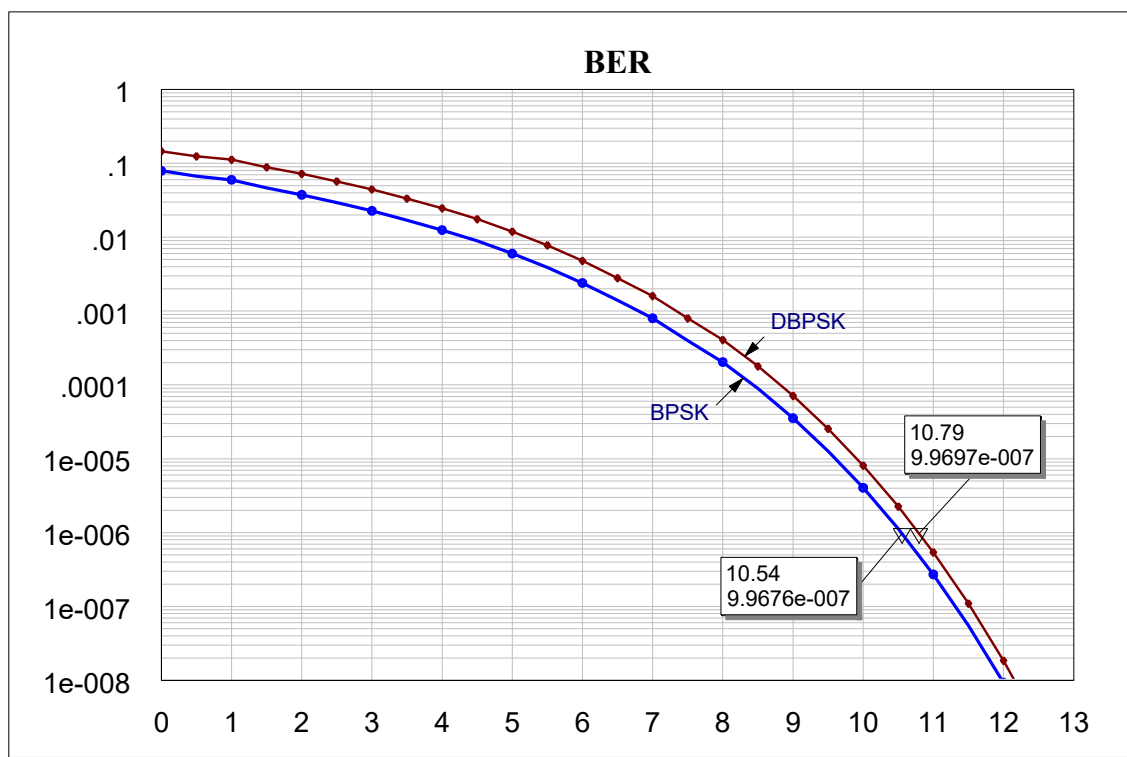


Рисунок 2.1 – Зависимость вероятности ошибки P_b
от отношения сигнал/шум $h^2 = E_b/N_0$

К недостаткам ФМ-ШПС следует отнести:

- сложность обеспечения высокой помехозащищённости из-за реализационных трудностей, связанных в первую очередь с требованием большого значения тактовой частоты ФМ-ШПС;

- высокие требования к линейности приёмного тракта демодулятора, обусловленные тем, что нелинейность тракта вызывает специфическую помеху типа «коробочка»;

- повышенная сложность построения системы кодовой синхронизации, обусловленная высокими требованиями к точности (до долей чипа ПСП) и априорной неопределённостью задержки сигнала на трассе распространения радиоволн (особенно для ряда подвижных станций).

Например, при тактовой частоте ФМ-ШПС $F_T = 19,2$ МГц и скорости передачи информации $R=2048$ кбит/с база сигнала составит $F_T/R = 9,38$. Уровень помехозащиты при значении $h^2 = 4-5$ дБ (предполагается, что используются наиболее эффективные коды, например, *LDPC* или же турбо код), составит: $P_n/P_c = 9,4$ дБ – $(4...5)$ дБ = $4,4...5,4$ дБ. Увеличение F_T до значения $38,4$ МГц приведёт к росту уровня помехозащиты до $7,4...8,4$ дБ. В этом случае для реализации системы синхронизации по фазе ПСП при цифровой обработке на приёмной стороне частоту опорного генератора необходимо выбирать как минимум в 10 раз выше тактовой частоты ПСП, т.е. не менее 384 МГц.

Полоса рабочих частот, выделяемая для систем спутниковой и тропосферной связи, может достигать $200-400$ МГц и выше. Для получения максимальной помехозащищённости естественно использовать всю имеющуюся полосу. В случае ФМ-ШПС необходимо использовать тактовую частоту ПСП, примерно равную полосе рабочих частот. Реализация демодулятора с такой тактовой частотой находится на границе возможности современной элементной базы. Она достижима для уникальных устройств и связана с высоким потреблением энергии и вызываемым им снижением надёжности, приводит к заметному возрастанию реализационных потерь. Кроме того, в настоящее время чрезвычайно беден выбор элементов с требуемым быстродействием, пригодных для эксплуатации в космических условиях. Для предотвращения возникновения упомянутых осложнений желательно выбирать тактовую частоту ФМ-ШПС до 50 МГц.

2.2.3 Помехозащищённость систем с использованием ППРЧ-ШПС

Весьма эффективным методом защиты от преднамеренных помех широкополосных систем спутниковой и тропосферной связи является псевдослучайная перестройка рабочей частоты или, по иностранной терминологии, *frequency hopping* (FH). Помехозащищённость при ППРЧ-ШПС, как и при ФМ-ШПС, определяется базой сигнала, равной отношению ширины используемой полосы рабочих частот к ширине спектра информационного сигнала.

Эффективность использования данного метода определяется рядом преимуществ ППРЧ-ШПС перед ФМ-ШПС, главным из которых является то, что расширение полосы рабочих частот в меньшей мере связано с повышением требований к быстродействию применяемых элементов и ограничено лишь частотным ресурсом системы. Метод ППРЧ позволяет использовать полосы частот до нескольких ГГц, что намного превышает допустимое расширение полосы при ФМ-ШПС.

Вместе с тем, обеспечить когерентность частот при ППРЧ в такой полосе частот является нелёгкой задачей. Поэтому в таких системах применяется, как правило, некогерентная демодуляция сигналов, что позволяет сохранить устойчивость радиолиний в условиях ионизированных образований.

При использовании ППРЧ необходимо учитывать возможность постановки так называемой «помехи вслед». Эффективным способом борьбы с такой помехой является уменьшение периода смены рабочих частот.

Произведём оценку уровня помехозащищённости широкополосных систем спутниковой и тропосферной связи при ППРЧ.

Вероятность ошибки в приёме одного информационного бита (при однократном повторении) определяется формулой [18]:

$$P_1 = pP'_b + (1 - p)P''_b, \quad (2.14)$$

где $p = k/N$ – вероятность поражения частотной позиции помехой;

k – число частотных позиций, поражённых помехой;

N – общее число независимых (непересекающихся) частотных позиций;

P'_b – вероятность ошибки при приёме символа мощностью P_c при мощности помехи P_n и мощности шумов $P_{ш}$;

P''_b – вероятность битовой ошибки при мощности помехи $P_n=0$.

Вероятность битовой ошибки при двоичной ЧМ и некогерентном приёме в отсутствие преднамеренной помехи определяется формулой [33]:

$$P''_b = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{h^2}{2}\right), \quad (2.15)$$

где $h^2=E_b/N_0$ – отношение сигнал/шум на интервале одного бита.

Выражение (2.15) можно преобразовать к виду

$$P''_b = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{P_c}{2N_0W_{\text{инф}}}\right), \quad (2.16)$$

где $W_{\text{инф}}$ – полоса пропускания фильтра демодулятора (равная скорости передачи).

Используя (2.16), для вероятности ошибки P'_b запишем

$$P'_b = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{P_c}{2\left(\frac{P_n}{k} + N_0W_{\text{инф}}\right)}\right), \quad (2.17)$$

Подставив (2.16), (2.17) в (2.14), находим

$$P_1 = \frac{k}{2N} \exp\left(-\frac{P_c}{2\left(\frac{P_n}{k} + P_{ш}\right)}\right) + \left(1 - \frac{k}{N}\right) \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{P_c}{2P_{ш}}\right), \quad (2.18)$$

где $P_{ш}=N_0W_{\text{инф}}$ – мощность шума в полосе демодулятора.

Преобразуем формулу (2.18) относительно отношения помеха/сигнал по мощности:

$$\frac{P_n}{P_c} = \frac{k \left[\frac{1}{2} + \frac{P_{ш}}{P_c} \ln \frac{2N}{k} \left(P_1 - \left(1 - \frac{k}{N} \right) \exp\left(-\frac{P_c}{P_{ш}}\right) \right) \right]}{\ln \frac{k}{2N \left[P_1 - \left(1 - \frac{k}{N} \right) \exp\left(-\frac{P_c}{P_{ш}}\right) \right]}}. \quad (2.19)$$

Для учёта влияния только преднамеренных помех полагаем в (2.19) $P_{\text{ш}} = 0$:

$$\frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}} = \frac{k}{2 \ln \frac{k}{2NP_1}}. \quad (2.20)$$

Минимальное по k значение запаса помехоустойчивости (2.20)

$$\left(\frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}} \right)_{\min} = eNP_1 \quad \text{при } k = 2eNP_1, \quad (2.21)$$

где $e=2,72$ – основание натурального логарифма.

Подставив указанное значение k в формулу (2.19), находим минимальное значение запаса помехоустойчивости в общем случае (с учётом шума):

$$\left(\frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}} \right)_{\min} = \frac{2eNP_1 \left[\frac{1}{2} + \frac{P_{\text{ш}}}{P_{\text{с}}} \ln \frac{1}{eP_1} \left(P_1 - (1 - 2eP_1) \exp \left(-\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}} \right) \right) \right]}{\ln \frac{eP_1}{P_1 - (1 - 2eP_1) \exp \left(-\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}} \right)}}. \quad (2.22)$$

В качестве примера рассмотрим радиолинию магистральной сети спутниковой связи ММВ диапазона с ППРЧ-ШПС при передаче информации со скоростью 2048 кбит/с. При такой скорости передачи информации можно выбирать турбокоды со скоростью $R=1/2$ и $K \geq 1024$, обеспечивающие при некогерентном приёме помехоустойчивость $h^2 = 4 \dots 5$ дБ [92]. В этом случае электрическая скорость в радиоканале составит порядка 5 Мбит/с, и реализация синхронного режима ППРЧ при ОСБ не вызывает трудностей.

При этом в ММВ диапазоне обеспечивается весьма высокий уровень помехозащиты. Полагая, что полоса частот системы (луча) $F = 400$ МГц; полоса частот, занимаемая сигналами сети $F_{\text{с}} = 30$ МГц; полоса частот, занимаемая одним каналом $F_{\text{к}} = 5$ МГц и вероятность ошибки $P_1 = 0,1$, находим общее число частотных позиций $N=74$ и запас помехоустойчивости (2.21):

$$(P_{\text{п}}/P_{\text{с}})_{\min} = 2eNp_1 = 40 \approx 16 \text{ дБ}.$$

Таким образом, в каждой из 5 полос частот по 400 МГц можно обеспечить передачу 6 магистральных направлений по 2048 кбит/с с уровнем помехозащиты не менее 16 дБ.

Проектирование демодуляторов ШПС с высокоскоростной ППРЧ должно осуществляться с учётом обеспечения возможности работы по высокоскоростным трактам станций с меньшими скоростями информации, т.е. должен обеспечиваться режим пакетного временного уплотнения высокоскоростных трактов. При этом тракт 2048 кбит/с может уплотняться 4 сигналами по 512 кбит/с или 8 сигналами по 256 кбит/с или 16 сигналами по 128 кбит/с или 32 сигналами по 64 кбит/с.

Данный метод целесообразно использовать для передачи информации магистральных направлений в стволах ММВ диапазона, в межспутниковых линиях связи, а так же для защиты от преднамеренных помех радиолиний КА-ЗС в стволах СМВ и ММВ диапазона.

Одним из ограничений при ППРЧ является сложность реализации когерентного приёма. Для снижения уровня фазовых флуктуаций и, в первую очередь, для снижения вероятности перескоков фазы когерентного опорного колебания время усреднения должно быть достаточно большим (десятки - сотни посылок). При постоянной рабочей частоте такое усреднение не вызывает особых трудностей. В случае ППРЧ формированию когерентного опорного колебания с продолжительным временем усреднения фазы препятствуют фазовые скачки, возникающие в принятом сигнале в результате его свёртки. Эти скачки являются результатом рассинхронизации переключений частот на интервале Δt , в течение которого фаза изменяется на величину $2\pi\Delta f\Delta t$, где Δf – величина скачка рабочей частоты в момент переключения. При полосе рабочих частот 400 МГц величина скачка Δf может достигать примерно такой же величины. Для того чтобы в этих условиях скачок фазы свёрнутого сигнала не превышал 30 градусов, допустимое время Δt рассинхронизации составляет около 0,1 нс. Реализация такой точности синхронизации скачков рабочей частоты является весьма проблематичной.

Возможность фазовой подстройки на каждой рабочей частоте связана с уменьшением скорости переключения частот (увеличением времени пребывания на каждой частоте), а это, в свою очередь, вызовет снижение уровня помехозащиты.

Возможен вариант с квазикогерентным приёмом, при котором производится запоминание (в цифровом виде) фрагментов принимаемого на каждой из частот сигнала. Затем для каждого из фрагментов производится подбор наиболее благоприятной фазы квазикогерентного напряжения и осуществляется приём сигнала с опорой на эту фазу. При малых размерах фрагмента полученная квазикогерентная фаза имеет достаточно большую случайную составляющую, поэтому применение этого метода может привести даже к проигрышу по отношению к автокорреляционному приёму. Однако уже при длине фрагмента в 10 – 20 посылок этот метод приёма превосходит автокорреляционный. Такой вариант следует считать вполне реализуемым в случае применения цифровой обработки сигналов, но конкретные схемные проработки по нему пока не производились.

Поскольку когерентная фаза в рассматриваемом варианте на каждой рабочей частоте формируется заново, в начало кадра, передаваемого на каждой частоте, должна быть введена посылка для определения начальной фазы.

Альтернативным когерентному приёму является вариант с автокорреляционным приёмом. Для него также необходима одна дополнительная посылка в начале кадра, но он проигрывает когерентному приёму в помехоустойчивости почти 3 дБ, а квазикогерентному приёму 1–2 дБ [18].

При ППРЧ можно также рассматривать применение ортогональных сигналов в сочетании с некогерентным приёмом.

В отличие от демодуляторов ФМ-ШПС, синхронизация которых может производиться с использованием как корреляторов, так и согласованных фильтров, для поиска ППРЧ-ШПС можно использовать только корреляторы. Однако вследствие того, что длительность каждой частотной посылки при ППРЧ существенно превышает длительность элементарной посылки ФМ-ШПС, шаг поиска при ППРЧ может быть существенно больше и соответственно время начальной синхронизации существенно меньше, чем при ФМ-ШПС.

Применение ППРЧ в качестве расширяющей спектр модуляции целесообразно, например, для радиолиний спутниковой связи ЗС-КА ММВ диапазона сетей ПСС, РАТС и МС. Для радиолиний КА-ЗС наиболее перспективно применение ФМ-ШПС при когерентном приёме сигналов и ППРЧ-ШПС с ОФМ информационной модуляцией при некогерентном приёме.

2.2.4 Помехозащищённость систем с использованием комбинированной модуляции ФМ-ШПС/ППРЧ

При совместном использовании ФМ-ШПС и ППРЧ в информационном сигнале после ФМ-ШПС преобразования производится перестройка частоты несущей с помощью непериодической кодовой последовательности. Для выравнивания спектральной плотности сигнала во всей полосе рабочих частот шаг перестройки частоты должен быть в несколько раз меньше ширины спектра ФМ-ШПС. Дополнительное расширение спектра ШПС за счёт ППРЧ даёт возможность увеличения базы сигнала до значения $B = W / W_{\text{инф}}$, где W – полоса, в которой производится перестройка частоты; $W_{\text{инф}}$ – ширина спектра информационного сигнала.

На приёмном конце радиолинии сигнал с преобразованием ФМ-ШПС/ППРЧ сначала подвергается свёртке ППРЧ и переносится на одну несущую. Затем производится сжатие спектра полученного ФМ-ШПС.

Для сжатия спектра принимаемого ФМ-ШПС должна быть обеспечена синхронность его с опорной ПСП. При первоначальном вхождении в связь в случае, когда согласованные фильтры не применяются, необходимая синхронность обеспечивается за счёт поиска фазы ПСП, как это производится в случае применения просто ФМ-ШПС (без ППРЧ). Такты ФМ-ШПС преобразования привязаны к тактам перестройки частоты, что позволяет одновременно производить и более грубую синхронизацию по тактам ППРЧ. Благодаря этому введение ППРЧ не увеличивает времени начальной синхронизации, а с учётом снижения требований к тактовой частоте ФМ-ШПС время поиска даже уменьшается. Естественно, время фазового поиска не зависит и от диапазона перестройки рабочих частот.

Применение согласованных фильтров для начальной синхронизации ФМ-ШПС/ППРЧ позволяет существенно сократить время поиска. При этом оно может быть даже меньше, чем при ППРЧ-ШПС. Это достигается благодаря тому, что наличие свёртки при ФМ-ШПС фиксируется легче, чем наличие узкополосного сигнала при ППРЧ-ШПС, и время анализа в первом случае может быть меньше.

Запас помехоустойчивости при использовании ФМ-ШПС/ППРЧ представляет собой сумму запасов, реализуемых за счёт применения двух широкополосных видов модуляции.

Формула (2.21) для запаса помехоустойчивости преобразуется в этом случае к виду:

$$\left(\frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}} \right)_{\text{min}} = eNB_{\text{фм}}P_1, \quad (2.23)$$

где $B_{\text{фм}} = W_{\text{фм}} / W_{\text{инф}}$ – база ФМ-ШПС, $W_{\text{фм}}$ – ширина спектра ФМ-ШПС;

N – число независимых частотных позиций сигналов ФМ-ШПС при ППРЧ.

При фиксированном частотном ресурсе W запас помехоустойчивости при использовании ФМ-ШПС/ППРЧ и ППРЧ-ШПС практически одинаков (без учёта потерь в 1 дБ на свёртку ФМ-ШПС).

Применение для помехозащиты сигнальных преобразований ФМ-ШПС/ППРЧ позволяет:

- использовать для защиты от преднамеренных помех всю имеющуюся полосу частот без чрезмерного повышения требований к быстродействию элементной базы и связанных с этим увеличением веса и потребляемой мощности, снижением надёжности аппаратуры;
- исключить возможность постановки широкополосному сигналу помехи типа «коробочка» (постановка такой помехи требует знания точного значения частоты несущей ФМ-ШПС, а ППРЧ препятствует определению этой частоты);
- ограничить возможность постановки «помехи вслед», поскольку организатору помехи необходимо преодолеть защиту, обеспечиваемую за счёт ФМ-ШПС;

- увеличить период перестройки рабочих частот по сравнению с вариантом чистой ППРЧ и таким образом снизить потери из-за некогерентного приёма и введения в информационный сигнал дополнительных посылок;
- обеспечить скрытость сигнала, превышающую скрытость ФМ-ШПС.

Практически полная возможность исключить постановку «помехи вслед» путём введения маскирующего излучения обусловлена следующим. При чистой ППРЧ для снижения эффективности «помехи вслед» до уровня обычной шумовой помехи уровень маскирующего излучения должен превышать уровень внеполосного излучения станции в базу $B = N$ раз и благодаря введению ФМ-ШПС он может быть снижен в $B_{\text{фм}}$ раз (базу ФМ-ШПС).

Высокая скрытость сигнала с комбинированной широкополосной модуляцией определяется тем, что для обнаружения ФМ-ШПС под шумами и другими сигналами требуется достаточно длительный анализ спектра, а ППРЧ препятствует длительному анализу каждой из частотных позиций. В целом спектр ФМ-ШПС/ППРЧ при малом шаге ППРЧ оказывается практически равномерным, схожим со спектром белого шума. Спектральная плотность мощности его очень мала из-за большого используемого диапазона частот, что затрудняет его обнаружение на фоне шумов и других сигналов.

Ухудшение помехоустойчивости из-за вынужденного отказа от когерентного приёма при комбинированном способе помехозащиты может быть скомпенсировано применением многопозиционных ортогональных сигналов. Но применение многопозиционных сигналов, как показано ранее в п. 2.1.2, приводит к снижению помехозащищённости из-за уменьшения базы сигнала.

Важнейшей характеристикой комбинированного метода широкополосной модуляции на основе ППРЧ и ФМ-ШПС является скорость переключения рабочих частот. С точки зрения помехозащищённости и скрытости сигналов желательно увеличение скорости переключения, затрудняющее постановку помехи «вслед» и анализ отдельных частотных позиций (сокращается время анализа). Однако чрезмерное сокращение периода переключения при низких значениях информацион-

ной скорости приводит к необходимости многократного накопления энергии символов. Поскольку накопление может производиться только не когерентно, то при многократном накоплении (при низком отношении сигнал/шум) возрастают потери по отношению к когерентному накоплению и снижается достижимый уровень помехозащищённости.

Кроме того, сокращение периода переключения частот влечёт увеличение тактовой частоты ФМ-ШПС, а это увеличивает реализационную сложность аппаратуры и ограничивает возможность работы в полосе частот, состоящей из отдельных полос, или в полосе, содержащей поражённые участки.

Оценим взаимосвязь частоты $F_{\text{прч}}$ переключения рабочих частот и диапазона информационных скоростей, реализуемых в системе.

Если для передачи информации применить ортогональные (M -ичные) сигналы и на каждой частотной позиции передавать один символ из ансамбля, содержащего $2k$ реализаций и несущего k бит информации, то электрическая (базовая) скорость передачи информации равна $k F_{\text{прч}}$ кбит/с. Уменьшение скорости относительно базового значения может производиться путём повторения одних и тех же символов на разных частотах и последующего некогерентного сложения сигналов. Потери от не когерентности при небольшой кратности сложения оказываются незначительными, но с увеличением кратности возрастают. Сложение сигналов, передаваемых на разных частотах, в качестве полезного эффекта потенциально приводит к увеличению помехозащищённости связи, скрытости и устойчивости в условиях канала с замираниями.

Увеличение скорости передачи информации по отношению к базовой может быть не связано с увеличением $F_{\text{прч}}$ и осуществляться за счёт:

- увеличения частоты передачи символов;
- использования на одной станции одновременно нескольких кодовых каналов;
- увеличения скорости кодирования (уменьшения избыточности кода).

Увеличение скорости передачи информации путём повышения частоты передачи символов может осуществляться при соответствующем увеличении тактовой

частоты ФМ-ШПС. Такой подход связан с усложнением реализации аппаратуры и с ограничением возможности работы в частотных диапазонах, состоящих из отдельных разрешённых полос, или содержащих запрещённые (поражённые) участки.

Увеличение скорости передачи символов без увеличения тактовой частоты ФМ-ШПС приводит к уменьшению базы ФМ-ШПС, вследствие чего уменьшается допустимое число кодовых каналов.

Поскольку увеличение скорости передачи информации без изменения полосы частот сопровождается уменьшением общей базы сигнала, то помехозащищённость канала при этом уменьшается. В свою очередь, повышение скорости передачи в этих условиях требует увеличения мощности сигнала, поэтому значение мощности минимальной эффективной помехи остаётся практически тем же, что и при меньшей скорости передачи.

Таким образом, оба метода увеличения скорости передачи символов (с увеличением тактовой частоты ФМ-ШПС и без него) оказываются практически равноценными, и выбор одного из них определяется возможностями технической реализации демодулятора.

Увеличение скорости передачи информации за счёт одновременного использования нескольких кодовых каналов не имеет существенных отличий от способа с повышением частоты передачи символов. Изменение базы в каждом из используемых (парциальных) каналов в этом случае не происходит, и мощность минимальной эффективной помехи не изменяется. Мощность сигнала в каждом из парциальных каналов также не изменяется и, следовательно, общая мощность увеличивается пропорционально скорости передачи (числу каналов), как и в предыдущем варианте. Некоторое отличие при одновременном использовании нескольких каналов состоит в том, что в радиотракте суммарный сигнал имеет большее значение пикфактора, что сказывается на максимальном значении мощности, отдаваемой передатчиком.

2.3 Использование корректирующих кодов для повышения помехозащищённости широкополосных систем

Требования, предъявляемые к кодированию при использовании ФМ-ШПС и ППРЧ-ШПС, не имеют существенных различий. Некоторое повышение требований к длине кодовых блоков при ППРЧ наблюдается в тех случаях, когда на одной частотной позиции передаётся достаточно большой объем информации. Это вызвано тем, что при поражении помехой нескольких близких по времени частотных позиций возникает длинный пакет ошибок.

Помехоустойчивое кодирование в каналах, защищённых от преднамеренных помех при помощи ФМ-ШПС, снижает эффективность импульсных помех, а также помех пакетного вида. Помехоустойчивое кодирование позволяет исправлять редкие ошибки и вынуждает постановщика импульсной помехи снижать её скважность, т.е. увеличивать среднюю мощность, что делает такую помеху неэффективной. За счёт введения кодирования помимо повышения помехоустойчивости приёма происходит усреднение воздействия помехи на определённом отрезке сигнала (при блочном кодировании на кодовом блоке).

Увеличение длительности отрезка сигнала, на котором происходит усреднение результатов воздействия помех, без изменения параметров кодирования может быть реализовано путём введения операций перемежения/деперемежения. Перемежение даёт положительный одинаковый эффект как при блочных кодах, так и при свёрточных. Поэтому рассмотрим его применение на примере блочных кодов.

Задачей перемежения является увеличение времени передачи кодового блока за счёт поочерёдной передачи по одному символу из нескольких блоков. При этом пачка ошибок распределяется между этими блоками и число ошибок в каждом из них уменьшается. Соответственно уменьшается и вероятность возникновения некорректируемого блока.

Перемежение сигнала осуществляется путём формирования на передающем конце канала в запоминающем устройстве матрицы, содержащей S строк и N столбцов. Число N выбирается равным числу символов в кодовом блоке. Величина S

называется глубиной перемежения и определяет степень распределения пачки ошибок. В каждой строке матрицы записаны символы одного кодового блока или часть символов двух соседних кодовых блоков.

Считывание информации осуществляется по столбцам, благодаря чему в выходном потоке при S строках в матрице каждому из кодовых блоков принадлежит только каждый S -й символ. Благодаря этому пачка ошибок распределяется на S блоков и, соответственно, в каждый блок попадает в S раз меньше ошибок.

На приёмном конце канала перед декодированием должна быть восстановлена первоначальная последовательность символов (произведено деперемежение). С этой целью снова формируется та же матрица, но теперь запись в неё производится по столбцам, а считывание по строкам.

Введение перемежения неизбежно связано с увеличением задержки, но правильный выбор структуры построения запоминающей матрицы позволяет минимизировать величину вносимой задержки. Если кодовые блоки разместить в матрице таким образом, что начала всех блоков будут находиться в одном столбце, то первый символ первой строки будет храниться в матрице по крайней мере до тех пор, пока не будет записан первый символ последней строки, а передадутся они практически одновременно.

Заметим, что деперемежение на приёмном конце канала может при соответствующей организации временных кадров совсем не вносить дополнительной задержки. Это объясняется тем, что одновременно с чтением матрицы на передающем конце канала (если не учитывать время распространения) на приёмном конце формируется точно такая же матрица и к моменту времени, когда передаваемая матрица полностью считана, на приёмном конце оказывается сформированной точно такая же.

При передаче методами ФМ-ШПС и ППРЧ в качестве кодов используются как корректирующие коды, так и метод повторения, который можно рассматривать как частный случай корректирующего кода. Вероятность ошибки при приёме бита информации при декодировании определяется следующими выражениями [65]:

для метода повторений:

$$P_b = \sum_{i=\frac{y+1}{2}}^y \binom{y}{i} p^i (1-p)^{y-i} \quad (2.24)$$

для корректирующих блочных кодов:

$$P_b = \frac{1}{n} \sum_{j=t+1}^n \binom{n}{j} p^j (1-p)^{n-j} \quad (2.25)$$

где p - вероятность ошибки при приёме элемента сигнала;

y - число повторений бита информации;

i - число искажённых элементов сигнала, при котором бит информации при мажоритарном декодировании будет принят неправильно;

t - максимальное число гарантировано корректируемых ошибок на кодовое слово;

n - общее число бит в кодовом слове;

j - число ошибок в блоке (кодовом слове), состоящем из n символов.

Из выражений (2.24), (2.25) следует, что вероятность битовой ошибки при избыточном кодировании определяется эффективностью кода по исправлению ошибок, характеризуемой параметром t для корректирующих кодов или i – при мажоритарном декодировании. В свою очередь параметры t и i зависят от избыточности кода или кодовой скорости n/k и от эффективности кода по исправлению ошибок, которая определяется параметром d – кодовым расстоянием или расстоянием между векторами сигналов.

Для максимально возможной помехозащищённости канала необходимо выбирать коды, обладающие наибольшим расстоянием d при минимальной избыточности. Критерием при выборе сигнально-кодовой конструкции является выигрыш по энергетике, т.е. минимальное значение отношения сигнал/шум $h_{\min}^2$.

При передаче методом ППРЧ в качестве кодов часто используют метод повторения, который можно рассматривать как корректирующий код с параметрами (n, k) .

Метод многократного повторения битов информации основывается на многократном (3; 5; ...у) повторениях одного бита или же блока битов информации на разных частотах выделенного для ППРЧ диапазона частот. При этом если вероятность ошибки при приёме элемента составляет p , то вероятность ошибки при приёме бита информации для варианта мажоритарного декодирования на приёме определяется формулой (2.24).

Для кода (7,1), т. е для 7-кратного повторения бита информации для вероятности битовой ошибки $P_b = 10^{-3}$ необходимо, чтобы $p = 7,8 \cdot 10^{-2}$. Таким образом, если помехой поражено 7,8% полосы частот ППРЧ, то обеспечивается вероятность $P_b = 10^{-3}$. Достигается это ценой 7-кратного расширения полосы частот, хотя и обеспечивается использование простейшего декодера мажоритарной выборки.

Проведём оценку помехозащищённости радиолинии ЗС-КА при использовании ППРЧ на основе повторений информации в сетях ПСС и радио-АТС, при использовании в сети МС – метода ППРЧ с кодом БЧХ с параметрами $R = 1/2$, $(n, k) = (15, 7)$.

Полосы пропускания индивидуальных каналов для сигналов с информационными скоростями 1,5; 6; 12 кбит/с рассчитаны на электрические скорости 15, 60, 120 кГц, соответственно, с частотной добавкой, рассчитанной на нестабильность параметров радиоэлементов индивидуальных трактов и на нестабильность частоты в радиолинии ЗС-КА.

Частотный разнос между соседними индивидуальными трактами составляет величину, равную 6 электрическим скоростям и, соответственно, равен 90, 360, 720 кГц. Полоса частот, занимаемая групповым спектром 20 сигналов со скоростью 6 кбит/с (электрическая скорость 60 кбит/с) и 51 сигнала со скоростью 1,5 кбит/с (электрическая скорость 15 кбит/с), равна $\Delta F_r = 13,77$ МГц. Такая же сигнальная структура используется и для сетей РАТС и ПСС.

Полагаем, что в сети МС используется ППРЧ с кодированием БЧХ (15,7). При этом в одном луче обеспечивается 6 направлений с пропускной способностью 2048 кбит/с, каждое из которых передаётся на скорости 2304 кбит/с. Тогда с учётом кодирования электрическая скорость $C_{эл}$ в радиоканале будет составлять порядка

5000 кбит/с. Полагаем, что частотный разнос между соседними индивидуальными трактами составляет величину $F_p = 6C_{эл} = 30$ МГц. Таким образом, общая полоса частот сигналов одного луча составляет $\Delta F_{МС} = 6F_p = 180$ МГц, а полоса частот, занимаемая групповыми спектрами сигналов сетей ПСС, РАТС и МС

$$\Delta F_T = \Delta F_{МС} + \Delta F_{РАТС} + \Delta F_{ПСС} = 180 + (2 \cdot 13,77) = 207,54 \text{ МГц.}$$

Расстановку частотных каналов необходимо осуществлять таким образом, чтобы центр полосы частот одного канала, совпадал с краями полосы частот (с нулями спектров) двух соседних каналов [18].

Тогда для ортогональности частотных позиций ППРЧ для сети МС необходимо выбирать полосу канала $F_k = 0,5 F_p$. В этом случае число частотных каналов (см. п. 2.2)

$$N = \frac{(F - F_c)}{F_k} = \frac{(F - \Delta F_T)}{0,5 F_p} = \frac{400 - 207,54}{0,5 \cdot 30} = 13.$$

Полагаем, что используется кодирование на основе кода БЧХ (15,7). При этом вероятность ошибки на элемент в соответствии с (2.25) равна $p = 2,2 \cdot 10^{-2}$ для вероятности битовой ошибки $P_b = 10^{-3}$. Тогда уровень помехозащиты сети МС составит:

$$\left(\frac{P_n}{P_c} \right)_0 = 2eNp = 2 \cdot 2,72 \cdot 13 \cdot 2,2 \cdot 10^{-2} = 1,55 = 2 \text{ дБ.}$$

Оценим помехозащищённость сетей РАТС и ПСС.

Для канальной скорости 1,5 кбит/с (электрическая скорость 15 кбит/с) число частотных каналов $N = (400 - 207,54) / 0,5 \cdot 0,09 = 4277$.

В данном случае используется кодирование в виде 7-кратного повторения. Вероятность ошибки на элемент в соответствии с (2.24) равна $p = 7,8 \cdot 10^{-2}$ для вероятности битовой ошибки $P_b = 10^{-3}$. Тогда помехозащищённость

$$\left(\frac{P_n}{P_c} \right)_0 = 2eNp = 2 \cdot 2,72 \cdot 4277 \cdot 7,8 \cdot 10^{-2} = 1815 = 33 \text{ дБ.}$$

При частотном разноре $F_p = 4C_{эл} = 20$ МГц полоса частот, занимаемая групповыми спектрами сигналов сети МС $\Delta F_T = \Delta F_{МС} + \Delta F_{ПСС} = 6F_p + \Delta F_{ПСС} = 120 + 13,77 = 134$ МГц, а число частотных каналов и запас помехоустойчивости составляют:

$$N = \frac{(F - \Delta F_r)}{0,5F_p} = \frac{400 - 134}{0,5 \cdot 20} = 27,$$

$$\left(\frac{P_n}{P_c}\right)_0 = 2eNp = 2 \cdot 2,72 \cdot 27 \cdot 2,2 \cdot 10^{-2} = 3,23 = 5 \text{ дБ}.$$

В таблице 2.2 приведены значения уровней помехозащищённости радиоканалов сетей ПСС, РАТС и МС для частотного разнеса $F_p = 6C_{эл}$ и $F_p = 4C_{эл}$ при их одновременном функционировании в каждом из лучей в режимах ППРЧ ЕССС-2.

Таблица 2.2 – Уровни помехозащищённости радиоканалов сетей

Тип сети	ПСС		РАТС			МС	
B , кбит/с	1,5	6,0	1,5	6,0	12,0	2304	144
F_p , кГц	$6C_{эл}$						
P_n/P_c , дБ	33	27	33	27	24	2,0	12,0
F_p , кГц	$4C_{эл}$						
P_n/P_c , дБ	36	30	36	30	27	5,0	15,0

Как видно из таблицы, при реализации частотного разнеса $4C_{эл}$ уровень помехозащиты возрастёт на 3 дБ относительно значения при частотном разнесе $6C_{эл}$.

Если в луче обеспечивается функционирование только сети МС (сети ПСС и РАТС выключены), то степень помехозащищённости направлений МС возрастает всего на 0,3 дБ.

Таким образом, применение в радиолинии ЗС-КА метода ППРЧ с кодированием на основе 7-кратного повторения в сетях ПСС и РАТС и на основе кода БЧХ (15,7) в сетях МС (код БЧХ аналогичен коду, используемому в сетях узловой связи ЕССС-2) не обеспечивает достаточный уровень защиты от помех направлений магистральной связи с максимальной скоростью 2 Мбит/с.

Основными причинами невысокой помехозащищённости для этого варианта кодирования являются:

- малое значение N для каналов магистральной связи, обусловленное недостаточно эффективным использованием полосы частот (частотный разнос между соседними индивидуальными трактами $4C_{эл}$ предпочтительнее);

- высокая избыточность кодирования (2-х кратная) в направлении магистральной связи;
- неэффективное использование полосы частот при 7-ми кратном кодировании сигналов в сетях ПСС и РАТС;
- большая величина вероятности ошибки на элемент сигнала P при требуемой вероятности $P_b = 10^{-3}$ при декодировании.

Очевидно, что нельзя рассчитывать на частотный разнос между каналами МС менее $4C_{эл}$, но можно снизить $C_{эл}$ за счёт использования более эффективного кодирования.

При использовании алгебраических блочных кодов, если декодер исправляет до t ошибочных бит включительно, то такой декодер называется декодером с ограниченным расстоянием. Вероятность ошибки в декодированном бите P_b зависит от конкретного кода и декодера, но приближённо её можно выразить формулой (2.25). Наименьший элемент множества расстояний между всеми парами кодовых слов в пространстве кодовых слов характеризуется весовым коэффициентом Хэмминга или же расстоянием Хэмминга d (кодированное расстояние или расстояние между векторами сигналов).

Способность кода к исправлению ошибок характеризуется параметром [65]:

$$t = \left\lfloor \frac{d_{\min} - 1}{2} \right\rfloor,$$

определяющим максимальное количество гарантировано корректируемых ошибок на кодовое слово ($[x]$ – наибольшее целое, не превышающее x).

Для каждого кода существует некоторая величина r такая, что все ошибки кратности $(r-1)$ и менее в одном кодовом слове полностью исправляются. Если не принимать во внимание способность кода исправлять некоторые ошибки более высокой кратности, чем $j = (r-1)$, то значение вероятности ошибки в приёме бита информации (вероятность ошибки на выходе декодера) определяется приближенной формулой [65]:

$$P_b \approx \binom{n}{r} P^r = \frac{n(n-1)\dots(n-r+1)}{1 \cdot 2 \dots r} P^r \approx n^r P^r. \quad (2.26)$$

В (2.26) принимается $r = j+1 = t+1$. Полагаем, что в канале возникает $j = t$ ошибок. Например, если код исправляет одну ошибку ($t = 1$), то $r = 2$ и т.д.

На рисунке 2.2 представлены графики зависимости $P_b = f(p)$ для кодов Хэмминга, Голея, а также кодов БЧХ при различных значениях (n,k) [92].

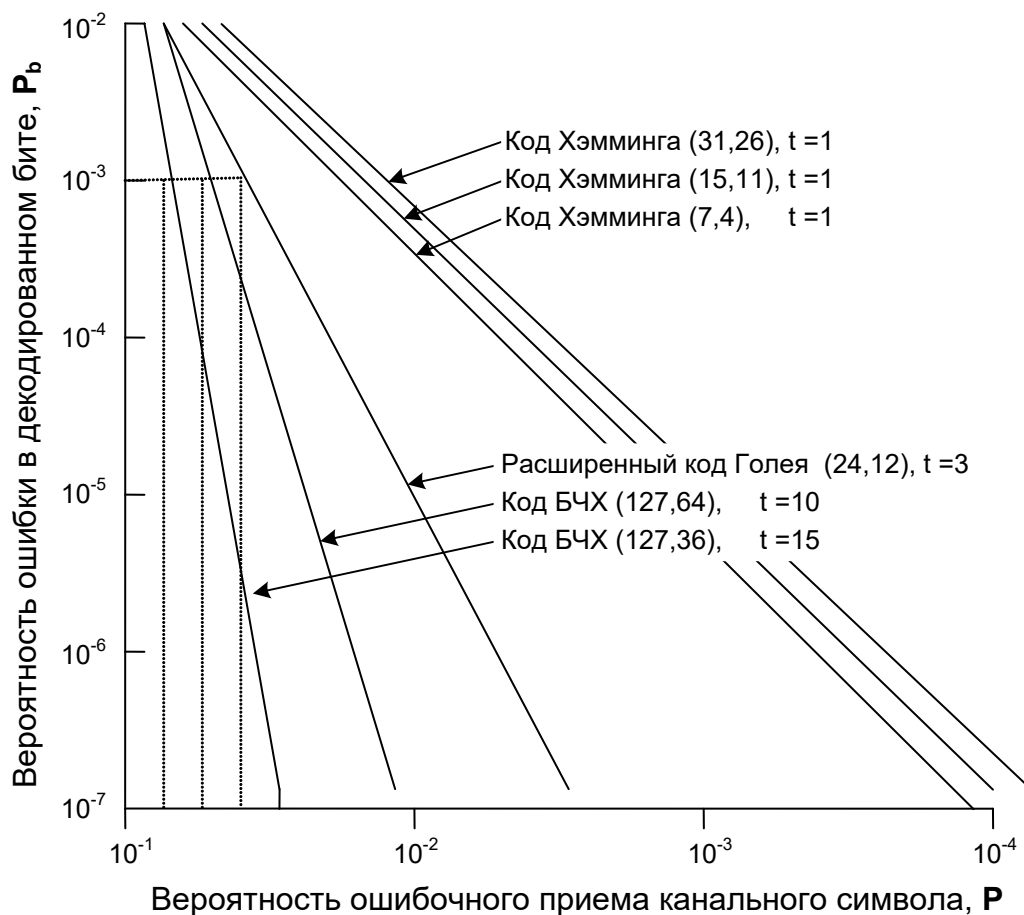


Рисунок 2.2 – Зависимость вероятности P_b битовой ошибки от вероятности p ошибки

В таблице 2.3 приведены основные параметры кодов, которые можно рекомендовать для режима ППРЧ в спутниковых и тропосферных системах [92]. Анализ характеристик кодов БЧХ, представленных на графиках рисунка 2.2 и в таблице 2.3, свидетельствует, что код БЧХ (15,5) обеспечивает исправление 3-х ошибок, в то время, как код БЧХ (15,7) исправляет только 2 ошибки. Поэтому можно рекомендовать для применения в сетях ПСС в качестве метода помехозащиты ППРЧ с БЧХ (15,5).

Таблица 2.3 – Основные параметры кодов для режима ППРЧ

Тип кода	(n,k)	$(n-k)/k$, %	k/n	Степень рас- ширения по- лосы n/k	d	$t = (d-1)/2$	P_b	P
БЧХ	7,4	76	1/2	2	3	1	10^{-3}	$7 \cdot 10^{-3}$
	15,7	114	1/2	2	5	2		$2,2 \cdot 10^{-2}$
	31,16	94	1/2	2	7	3		$2,5 \cdot 10^{-2}$
	63,36	75	1/2	2	11	5		$2,6 \cdot 10^{-2}$
	127,64	98	1/2	2	21	10		$7 \cdot 10^{-2}$
	15,11	36	2/3	1,5	3	1		$5 \cdot 10^{-3}$
	31,21	48	2/3	1,5	5	2		$7 \cdot 10^{-3}$
	63,25	152	2/5	2,5	7	3		$6 \cdot 10^{-3}$
	15,5	200	1/3	3	7	3		$4 \cdot 10^{-2}$
	31,11	182	1/3	3	11	5		$6 \cdot 10^{-2}$
	63,24	163	1/3	3	15	7		$6,2 \cdot 10^{-2}$
	63,18	250	1/4	4	21	5		$7 \cdot 10^{-2}$
	63,10	530	1/5	5	27	13		$9 \cdot 10^{-2}$
	63,16	294	1/4	4	23	11		$8 \cdot 10^{-2}$
	127,8	1600	1/16	16	63	31		$8 \cdot 10^{-1}$
	127,36	252	1/4	3,5	31	15		$7,5 \cdot 10^{-2}$
РК* Голя	24,12	100	1/2	2	5	3		$6 \cdot 10^{-2}$

Примечание: РК* – расширенный код Голя.

Код БЧХ (127,36) имеет избыточность 3,53. Код позволяет исправить 15 ошибок ($t=15$). Вероятность битовой ошибки $P_b=10^{-3}$ обеспечивается при $P=0,09$. Но использование кодов большой избыточности позволяет уменьшить вероятность ошибки на элемент сигнала P в 1,5 раза в сравнении с кодом Голя. При этом число ортогональных частотных позиций сократиться в 1,765 раза, т.е. усложнение кода не даёт заметного увеличения помехозащиты. Это означает, что необходимо крайне осторожно пользоваться кодами большой избыточности, так как выигрыш в вероятности ошибки на элемент сигнала полностью не компенсируется в проигрыше по полосе частот.

Отметим, что по мере увеличения избыточности кода (и снижения степени кодирования) сложность реализации этого кода повышается, особенно для высокоскоростных устройств. Поэтому, хотя такие коды, как БЧХ (127,64) или БЧХ (127,36) и обеспечивают $t=10$ и $t=15$, соответственно, но возможность их

практического использования должна быть многократно оценена с точки зрения сложности аппаратуры.

Оценим возможности применения для помехоустойчивого кодирования кодов Рида-Соломона (RS), относящихся к классу систематических блочных кодов. Блок этого кода состоит из информационной части, представляющей собой кодируемую информацию без каких-либо изменений и добавочной проверочной части. Элементами кода являются не биты, а символы. Символ считается ошибочным независимо от числа ошибочных бит в нем.

Основными параметрами блочного кода является длина блока и кратность исправляемых или обнаруживаемых ошибок при заданной избыточности. Преимуществом кода RS перед другими блочными кодами является возможность реализации большой длины блока и высокой кратности исправляемых или обнаруживаемых ошибок, что обеспечивает высокую эффективность кода при небольшой избыточности. Кроме того, код RS позволяет варьировать в широких пределах длину блока и кратность исправляемых или обнаруживаемых ошибок. Благодаря этим особенностям код RS получил широкое применение во многих системах связи.

Коды Рида-Соломона – это недвоичные циклические коды, символы которых представляют собой m -битовые последовательности ($m > 1$). Коды $RS(n, k)$ определены на m битовых символах при всех n и k , для которых $0 < k < n < (2^m + 2)$, где k – число информационных битов, подлежащих кодированию, n – число кодовых символов в кодируемом блоке.

Для большинства свёрточных кодов $RS(n, k)$ параметры $n = 2^m - 1$ и $k = 2^m - 1 - 2t$, где t – число ошибочных битов в символе, которые может исправить код, $(n - k) = 2t$ – число контрольных символов.

Для кода RS минимальное расстояние $d_{\min} = n - k + 1$, а параметр

$$t = \left\lfloor \frac{d_{\min} - 1}{2} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{n - k}{2} \right\rfloor.$$

Коды RS эффективны для исправления пакетов ошибок, т.е. для каналов с памятью. Особенностью кода RS является то, что к коду длины n можно добавить два информационных символа, не уменьшая при этом минимального расстояния.

Такой расширенный код имеет длину $(n+2)$ и то же количество символов контроля чётности, что и исходный код. Расширенный код RS можно получить при $n=2^m$ или $n=(2^m+1)$, но не более того.

Вероятность P_b ошибки в декодированном символе можно выразить через вероятность P ошибки в канальном символе [65]:

$$P_b = \frac{1}{n} \sum_{j=t+1}^n j \binom{n}{j} p^j (1-p)^{n-j} \quad (2.27)$$

Вместо вероятности P_b ошибочного приёма бита иногда удобнее использовать вероятность ошибочного приёма символа P_e .

Для некоторых типов модуляции вероятность битовой ошибки можно ограничить сверху вероятностью символьной ошибки. Например, для модуляции $MFSK$ связь между вероятностями P_b и P_e выражается формулой:

$$\frac{P_b}{P_e} = \frac{2^{m-1}}{2^m - 1} \cdot P_b = P_e \frac{2^{m-1}}{2^m - 1} = \frac{P_e}{2} (1 - 1/2^m) \quad (2.28)$$

При $m \ll 1$ верхняя граница, определяемая данной формулой, практически совпадает со значением $P_b = 0,5P_e$.

Для модуляции $MPSK$ связь между вероятностями P_b и P_e выражается формулой:

$$P_b = \frac{P_e}{\log_2 M} = \frac{P_e}{m} \quad \text{для } P_e \ll 1. \quad (2.29)$$

В частности, при $M=2$ (ФМ-2) из формулы (2.29) следует $P_b = P_e$.

Выигрыш в помехоустойчивости за счёт кодирования оценивают по критерию средней вероятности ошибки в приёме бита информации на выходе декодера.

На рисунке 2.3 представлены графики зависимости $P_b = f(p)$ при ППРЧ для ортогональных кодов RS с коррекцией t бит и $n=32$ [92].

В таблице 2.4 представлены параметры кода RS при $t=1, 2, 4, 8$ и $n=32$. Результаты оценки уровня помехозащищённости радиоканалов сетей ПСС, РАТС и МС для ППРЧ с кодом RS , имеющим параметр избыточности $n/k=2$ и 1,33 приведены в таблицах 2.5 и 2.6 соответственно.

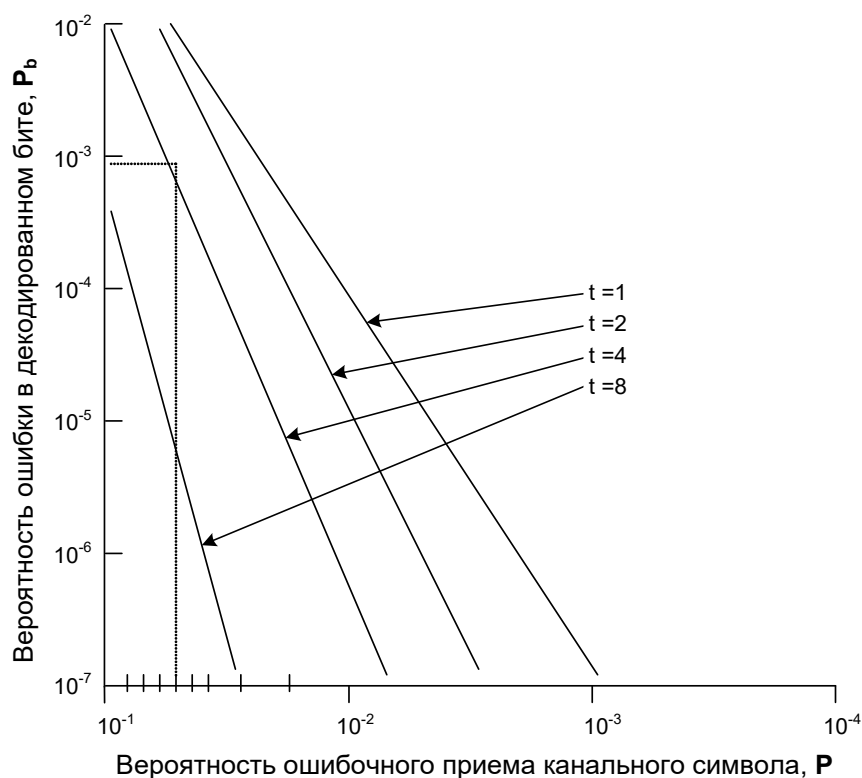


Рисунок 2.3– Зависимость вероятности P_b битовой ошибки от вероятности p ошибки

Таблица 2.4 – Параметры кода RS

t	1	2	4	8	Примечание
d_{min}	3	5	9	17	Код РС, $n=32$
k	30	28	24	16	
n/k	1,10	1,14	1,33	2,00	

Таблица 2.5 – Уровень помехозащищённости радиоканалов сетей ПСС, РАТС и МС для ППРЧ с кодом RS , имеющим параметр избыточности $n/k = 2$

Тип сети	ПСС		РАТС			МС	
B , бит/с	3	6,0	1,5	6,0	12,0	2304	144
F_p , кГц	4Сэл						
P_n/P_c , дБ	39,2	36,2	42,2	36,2	33,2	11,8	23,8

Таблица 2.6 – Уровень помехозащищённости радиоканалов сетей ПСС, РАТС и МС для ППРЧ с кодом RS , имеющим параметр избыточности $n/k = 1,33$

Тип сети	ПСС		РАТС			МС	
B , бит/с	3	6,0	1,5	6,0	12,0	2304	144
F_p , кГц	4Сэл						
P_n/P_c , дБ	38,8	35,8	41,8	35,8	32,8	11,4	23,4

Анализ результатов, представленных в таблицах, показывает:

1. Помехозащищённость радиолинии ЗС-КА при использовании кода RS с $n/k=2$ на 2,2 дБ выше, чем при использовании расширенного кода Голея с такой же избыточностью, и на 6,4 дБ – относительно кода БЧХ (15,7).

2. При использовании в режиме ППРЧ кода RS (32,24) с избыточностью 1,33 проигрыш в помехозащищённости относительно кода RS (32, 16) не превышает 0,4 дБ.

С учётом широкого распространения БИС для кодов RS их использование для кодеров и декодеров в станциях спутниковой и тропосферной связи представляется целесообразным.

Обратимся к применению турбо кодов (ТК). Турбо код представляет собой систематический код (т.е. информационная и проверочная группа представлены отдельно), в котором проверочная группа образуется из проверочных символов, генерируемых двумя кодерами рекурсивных свёрточных кодов (РСК), причём информационная последовательность подаётся в кодер РСК1 непосредственно, а в кодер РСК2 через устройство перемежения.

Использование турбо кодов позволяет получить большие значения энергетического выигрыша от кодирования (ЭВК), существенно превосходящие ЭВК других систем кодирования при умеренной сложности устройств декодирования. В работах [118–120] показана возможность получения с помощью турбо кодирования вероятностей ошибки на бит около 10^{-5} при отношении сигнал/шум (ОСШ) на бит всего на 0,7 дБ больше, чем предельное ОСШ (по Шеннону), равное минус 0,6 дБ. Т.е. при ТК предельное значение отношения сигнал/шум $E/N_0=0,1$ дБ.

Причина столь высокой корректирующей способности турбо кодов скрывается в удачной комбинации особенностей рекурсивных свёрточных кодов и эффекта разнесения, даваемого устройством перемежения. При этом оказывается, что если какую-либо комбинацию ошибок невозможно исправить с помощью одного из составных РСК (по причине его плохих дистанционных свойств в этом случае), то это почти наверняка можно сделать с помощью другого РСК и наоборот.

Выбор оптимальных составных РСК для параллельной каскадной схемы кодирования с перемежением, т.е. для турбо кода, является важнейшей задачей.

Решение задачи поиска РСК с хорошими свойствами сводится к нахождению РСК с таким значением длины памяти v (число ячеек в регистре сдвига) и такими видами полиномов прямой $p(D)$ и обратной $d(D)$ связи, что обеспечивается выполнение условий получения достаточного ЭВК для большого диапазона значений вероятности ошибки на бит.

Для систем связи, требующих использования систем кодирования с большим ЭВК лучше всего использовать в качестве составных кодов РСК с длиной памяти $v=5$. Что касается конкретного вида полиномов прямой и обратной связи для таких РСК, то было показано[118], что близкими к оптимальным по критерию эффективного свободного расстояния являются значения $p(D) = 33_8$ (для прямой связи) и $d(D) = 31_8$ (для обратной связи). Результаты моделирования для случая использования турбо кода с данным РСК в системе связи с частотной манипуляцией (ансамбль из двух ортогональных сигналов) и некогерентным приёмом, свидетельствуют о том, что ОСШ на бит, требуемое для достижения вероятности ошибки на бит 10^{-5} , лишь на 1,2 дБ больше, чем предельное ОСШ по Шеннону для этого случая[120]. Отметим также попутный результат важный для практики, полученный в работах для некогерентной системы с турбо кодированием. Оптимальная скорость турбо кода в некогерентных системах оказывается близкой к значению $1/2$ по критерию максимального ЭВК, т.к. при меньших скоростях ЭВК уменьшается по причине возрастания потерь из-за некогерентного накопления, а при больших скоростях ЭВК уменьшается по причине недостаточного объёма проверочной группы турбо кода.

Устройство перемежения (далее – перемежитель), используемое в составе кодера турбо кода, является важной составной частью турбо кода, от которой в значительной степени зависит ЭВК турбо кода.

Увеличение объёма передаваемого информационного пакета K будет также приводить к снижению вероятности ошибки.

Кроме того, увеличение K выгодно также по причине возрастания ЭВК турбо кода за счёт более высокой величины разнесения и использования перемежения.

По этим причинам необходимо стремиться использовать турбо коды с возможно большими значениями объёма информационного пакета K .

Для декодирования турбо-кодов в настоящее время широко применяется концепция итеративного декодирования[118], основанного на использовании так называемого декодера с мягким входным и выходным сигналами (SISO - Soft In Soft Out) 1-го и 2-го РСК.

Несмотря на то, что концепция итеративного декодирования применяется в настоящее время при использовании любых методов декодирования турбо кодов, методы построения SISO-декодеров различаются и практически сводятся к использованию двух различных алгоритмов декодирования РСК, способных вырабатывать мягкие выходные решения о передаваемых информационных символах:

- алгоритм BCJR (L.R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, J. Raviv);
- алгоритм Витерби с мягким входным и выходным сигналом (Soft In Soft Out Viterbi Algorithm - SOVA).

BCJR алгоритм в чистом виде не применяется, т.к. требует большого количества операций умножения и деления при реализации. Поэтому используют более удобный для реализации вариант этого алгоритма, называемый log-BCJR или log-MAP (Maximum A Posteriori Probability - максимум апостериорной вероятности), в котором оперируют не с вероятностями событий, а с их логарифмами. Существует также упрощенный и как следствие значительно более быстродействующий вариант log-BCJR алгоритма, так называемый max-log-BCJR (или max-log-MAP) алгоритм. Данный алгоритм проигрывает log-BCJR алгоритму в ЭВК только 0,2 – 0,3 дБ при использовании в турбо декодере.

SOVA представляет собой модернизацию широко известного алгоритма Витерби для декодирования свёрточных кодов. Целью её является возможность вырабатывать мягкие решения для каждого декодированного информационного бита, пропорциональные надёжности декодирования данного символа. В отличие от BCJR алгоритма, который оптимален для декодирования по критерию минимума средней вероятности ошибки на бит, SOVA оптимален по критерию минимума средней вероятности ошибки всего информационного пакета. По этой причине

SOVA всегда проигрывает BCJR алгоритму, когда целью поставлено достижение возможно меньшей вероятности ошибки на бит. Практически SOVA проигрывает до 0,5 дБ BCJR алгоритму (при реализации в режиме обратного слежения). По вышеизложенным причинам в настоящее время для построения SISO декодеров широко используется max-log-BCJR алгоритм, в то же время в системах связи с дорогой энергетикой канала находит применение и log-BCJR алгоритм.

В дальнейшем будем ориентироваться на применение max-log-BCJR алгоритма, как оптимального решения по критерию «характеристики помехоустойчивости-быстродействие» для большинства систем связи.

Характеристики помехоустойчивости такой СКК в виде зависимостей средней вероятности ошибки на бит P_b от ОСШ на бит E_b/N_0 могут быть получены либо экспериментальным путём, либо для отдельных случаев теоретически.

Значительное число исследований, проводимых в последнее время в области турбо кодирования, касаются именно вопросов теоретической оценки зависимостей $P_b(E_b/N_0)$. Однако с практической точки зрения прогресс, достигнутый к настоящему времени в этой области, нельзя признать удовлетворительным по двум причинам:

- удобные для практического использования соотношения получены лишь для случая использования турбо кодов совместно с ФМ-2;
- эти соотношения получены для случая использования в турбо коде перемежителя случайного типа. Второе обстоятельство существенно снижает ценность достигнутого, т.к. случайные перемежители в настоящее время не используются в практических конструкциях турбо кодеров.

Поэтому основная задача теоретических методов оценки – получение зависимостей $P_b(E_b/N_0)$ для малых значений P_b не может быть решена из-за сильной расходимости характеристик турбо кодов со случайными и оптимизированными типами перемежителей в этой области.

Поэтому, практически все характеристики СКК на основе турбо кодов получают в настоящее время экспериментально, в том числе и для малых уровней P_b , даже если это связано с большими временными затратами на моделирование.

На рисунке 2.4 приведены зависимости вероятности P_b битовой ошибки от отношения сигнал/шум на бит E_b/N_0 для случая использования указанного выше турбо кода совместно с ФМ-2 в канале связи с АБГШ и независимыми ошибками (без квантования выходного сигнала демодулятора) [92].

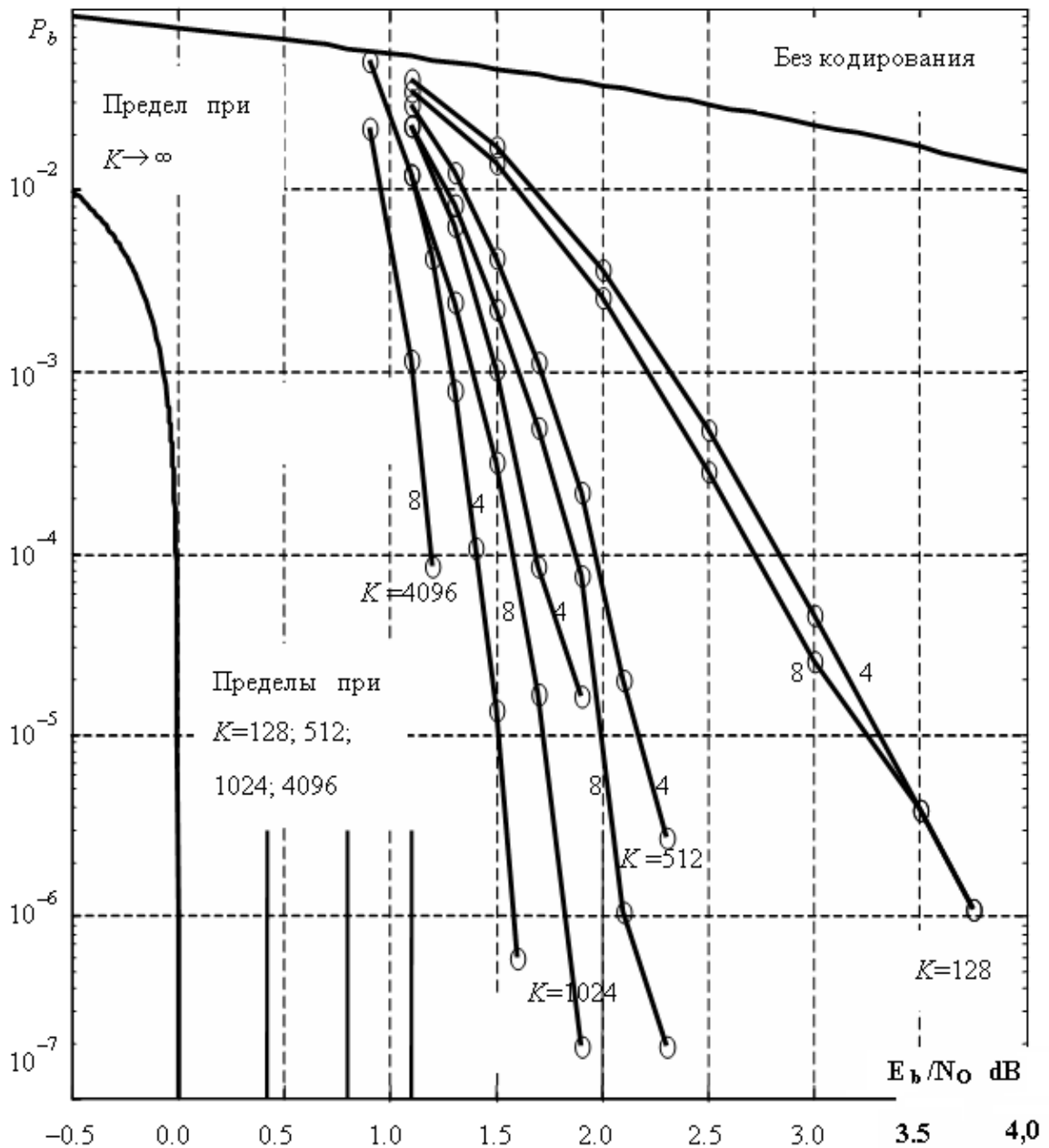


Рисунок 2.4— Зависимости вероятности P_b битовой ошибки от отношения сигнал/шум на бит E_b/N_0

Цифры около каждой кривой указывают количество итераций для каждой длины информационного пакета. В качестве SISO алгоритма декодирования составных РСК использовался max-log-BCJR алгоритм. Число информационных бит, передача которых моделировалась, для большинства точек на графиках составило 10^7 , что гарантирует получение достаточно точных результатов при $P_b > 10^{-5}$. Из рисунка следует, что ЭВК турбо кода существенно увеличивается с ростом длины информационного пакета. Так при увеличении длины пакета в 32 раза (4096 вместо 128) ЭВК увеличивается более чем на 2 дБ при одинаковом числе итераций (для $P_b = 10^{-6}$). При больших длинах пакета увеличение числа итераций также оказывается энергетически выгодным. Для $K=128$ увеличение числа итераций в два раза приводит к возрастанию ЭВК в среднем только на 0,1 – 0,2 дБ, в то время как при $K=4096$ это увеличение уже составляет около 0,3 дБ.

Из теории помехоустойчивости Шеннона следует, что нижнюю границу вероятности ошибки на бит P_b в зависимости от ОСШ на бит (E_b/N_0) для данной скорости кода R и при неограниченной длине информационного блока K можно найти из решения уравнения[33]:

$$P_b \log_2 P_b + (1 - P_b) \log_2 (1 - P_b) = \frac{1}{2R} \log_2 (1 + 2R(E_b / N_0)) - 1. \quad (2.30)$$

Формула (2.30) применима для канала с АБГШ и сигналом переносчиком информации в виде гауссовского случайного процесса (при этом достигается наибольшая пропускная способность).

Зависимость вероятности P_b от отношения E_b/N_0 , рассчитанная с использованием (2.30) для $R=1/2$, представлена на рисунке 2.4 (кривая «Предел при $K \rightarrow \infty$ »). Соответствующие предельные ОСШ для случая ограниченных длин блоков 128, 512, 1024 и 4096 бит также приведены на рисунке 2.4 для $P_b = 10^{-5}$ в виде прямых сплошных линий под названием «Пределы при $K=128; 512; 1024; 4096$ ».

Для $K=4096$ помехоустойчивость рассматриваемой СКК всего лишь на 1,2 дБ хуже теоретически достижимого значения для любых типов СКК (при $P_b = 10^{-4}$ и 8 итерациях). Если же сравнивать помехоустойчивость данной бинарной СКК с теоретически предельно достижимыми значениями помехоустойчивости для

класса бинарных СКК (около 0,2 дБ), то разница составит уже около 1 дБ. Если же производить сравнение, учитывая конечную длину информационного блока, то разница уменьшается приблизительно до 0,8 дБ.

На рисунке 2.5 представлены зависимости $P_b(E_b/N_0)$ для $K=1024$ для числа итераций от 1 до 8 [92]. Из рассмотрения представленных зависимостей следует, что для данного значения K увеличение числа итераций свыше значения 6 малоэффективно в смысле увеличения общего ЭВК турбо кода.

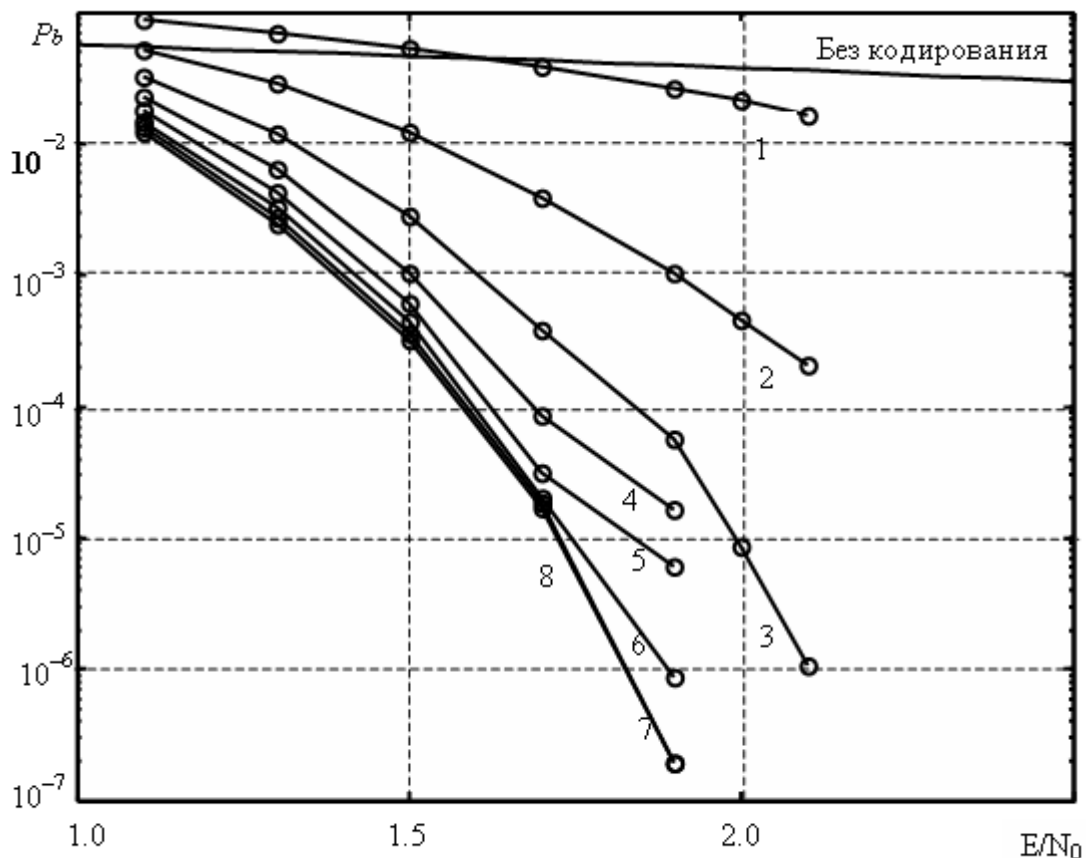


Рисунок 2.5 – Зависимости вероятности P_b битовой ошибки от отношения сигнал/шум на бит E_b/N_0 при $K=1024$

Приведённые на рисунке 2.6 зависимости $P_b(E_b/N_0)$ для рассматриваемого турбо кода, получены экспериментальным путём для 8 итераций процесса декодирования, длины информационного пакета 1024 бита при использовании тонкой и грубой обработки в блоке выработки мягких решений (БВМР) [92]. Здесь же приведены аналогичные зависимости для системы без кодирования и с кодированием

3-дуальным кодом. 3-дуальный код (кодовая скорость $1/2$), относящийся к классу свёрточных k -дуальных кодов (dual- k codes), был найден А.Ж. Витерби в процессе поиска небинарных кодов, оптимальных для каналов с 8 ортогональными сигналами и некогерентным приёмом.

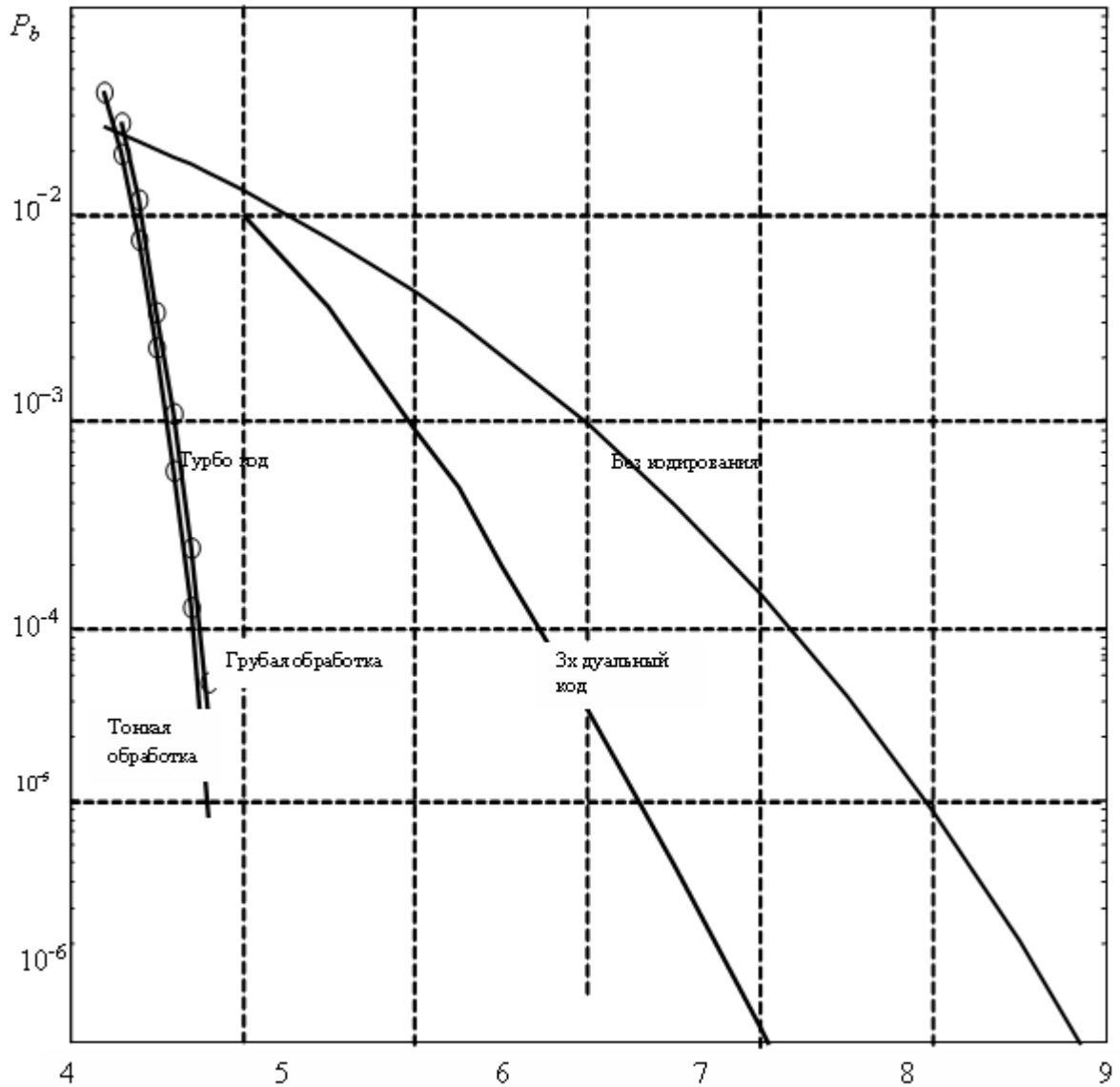


Рисунок 2.6 – Зависимости вероятности P_b битовой ошибки от отношения сигнал/шум на бит E_b/N_0 при $K=1024$

Сравнение представленных на рисунке 2.6 зависимостей позволяет сделать вывод о преимуществе использования турбо кодов перед другими достаточно мощными типами кодов, в том числе и в некогерентных системах. При $P_b=10^{-6}$ исполь-

зование турбо кода позволяет улучшить энергетику канала связи на 3 дБ по сравнению со случаем использования 3-дуального кода и на величину около 5 дБ по сравнению с системой без кодирования. Столь высокие значения ЭВК являются очень хорошим достижением именно для некогерентных систем. В то же время можно заметить, что использование тонкой обработки в блоке выработки мягких решений увеличивает ЭВК всей сигнально-кодовой конструкции лишь на 0,1 дБ. Столь незначительный выигрыш оптимальной обработки перед неоптимальной позволяют существенно упростить построение аппаратной части кодека и повысить его быстродействие особенно при использовании для передачи информации ансамблей ортогональных сигналов большого объёма.

Таким образом, использование турбо кодов является эффективным методом получения энергетического выигрыша в радиолинии. Это эффективный код, обеспечивающий повышение помехозащищённости радиолинии при ППРЧ, что определяется используемым методом перемежения, обеспечивающего защиту от пакетов ошибок, характерных для режима ППРЧ.

Вместе с тем, необходимо учитывать принципиально присущую для данного метода кодирования вводимую задержку на K бит. Данная задержка мало значима на больших скоростях передачи информации, а также в системах ПД, но ухудшает характеристики каналов в режиме ТЛФ связи на скоростях 1,5–12 кбит/с. Поэтому в сетях РАТС и ПСС, исходя из данного соображения, в режиме ППРЧ можно рассматривать использование информационных пакетов с $K \leq 128$. В этом случае время задержки сигнала только за счёт кодирования составит 170 мс для скорости 1500 бит/с; 85 мс для скорости 3000 бит/с; 43 мс для скорости 6000 бит/с; 21 мс для скорости 12 кбит/с [92].

2.4 Выводы по главе 2

1. Применение ФМ-ШПС для защиты от преднамеренных помех обеспечивает достаточную скрытность сигнала, возможность работы в стволах, полностью загруженных узкополосными станциями без создания им заметных помех, возможность применения различных методов модуляции и способов приёма сигнала, в том числе и когерентного приёма.

2. Помехозащищённость систем с ФМ-ШПС ограничена реализационными трудностями при больших значениях тактовой частоты, а, следовательно, и базы сигнала.

3. Помехозащищённость систем с ППРЧ выше, чем систем с ФМ-ШПС, поскольку при ППРЧ может быть использована более широкая полоса частот. Необходимым условием достижения высокой эффективности при ППРЧ является обеспечение выигрыша при кодировании при высоких значениях вероятности ошибки приёма бита информации, вплоть до 10^{-1} .

4. В системах с ППРЧ затруднительно использовать когерентный приём, в силу чего применяется некогерентная демодуляция.

5. При совместном использовании ФМ-ШПС и ППРЧ во многом нивелируются недостатки каждого из методов, что даёт возможность увеличения базы сигнала, а, следовательно, и помехозащищённости системы.

6. Режим ППРЧ наиболее совместим с использованием избыточного кодирования и ФМ (ОФМ) сигналов. При этом необходимо принимать все меры по эффективному использованию спектра частот радиосигнала за счёт минимальной избыточности кода и формирования модулирующих последовательностей.

7. Применение сигналов с многопозиционной фазовой и частотной модуляцией приводит к снижению помехозащищённости систем. Сигналы MFSK обеспечивают существенный выигрыш по энергетике. В то же время при их использовании существенно расширяется информационная полоса частот, что приводит к сокращению базы ШПС, а, следовательно, к снижению помехозащищённости системы связи. Сигналы MPSK обладают высокой частотной эффективностью, но

проигрывают в отношении сигнал/шум h_{min}^2 , а значит, не могут быть рекомендованы для энергетически напряжённых радиолиний.

8. С точки зрения спектральной эффективности наиболее перспективно использование турбо продукт кодирования, при котором вероятность ошибки $P_{ош} = 10^{-6}$ достигается при отношении сигнал/шум $h^2 = 3,4$ дБ на скорости кода 3/4. Ширина спектра при этом составляет всего 0,67 от скорости передачи информации для модуляции QPSK. Применение турбо свёрточного кодирования целесообразно для борьбы с преднамеренными помехами, например, при ППРЧ.

9. Для радиолиний сети магистральной связи должны использоваться эффективные СКК, отвечающие требованиям высокой помехоустойчивости в условиях воздействия естественного белого шума и высокой помехозащищённости каналов со скоростью от 64 кбит/с до 2048 кбит/с при воздействии преднамеренных помех. Такие СКК должны основываться на использовании многофазных сигналов типа ФМ-4 и ФМ-8 с мощным кодированием, включая каскадное кодирование на основе турбо кодов, кодов LDPC и PC. При этом параметр помехоустойчивости E_b/N_0 при ФМ-4 должен быть не менее 3,5 дБ без применения сигнальной помехозащиты и не более 4 дБ при применении сигнальной помехозащиты.

ГЛАВА 3. МОДЕМЫ ЦИФРОВЫХ СТАНЦИЙ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

В этой главе рассмотрены вопросы построения модемов цифровых станций спутниковых систем связи с использованием *SDR*-технологий. В разделе 3.1 дано описание применения указанной технологии на примере использования ПЛИС большого объёма. Раздел 3.2 посвящён исследованию и выбору эффективных сигнально-кодowych конструкций для спутниковых систем связи. В разделе 3.3 проведён анализ информации по спутниковым модемам зарубежных и отечественных фирм, а также рассмотрены примеры реализации современных модемов спутниковых станций связи.

3.1 Особенности разработки аппаратуры цифровых станций связи на современном этапе

Технология разработки аппаратуры связи на предприятии АО «НПП «Радиосвязь» (особенно в приёмно-демодулирующей части) базируется на использовании ПЛИС большого объёма фирмы Xilinx и цифровой обработки, начиная с ПЧ-1 (950...2150) МГц или ПЧ-2 (140 или 70) МГц. Общая схема такого интегрального ПЧ-модуля показана на рисунке 3.1.

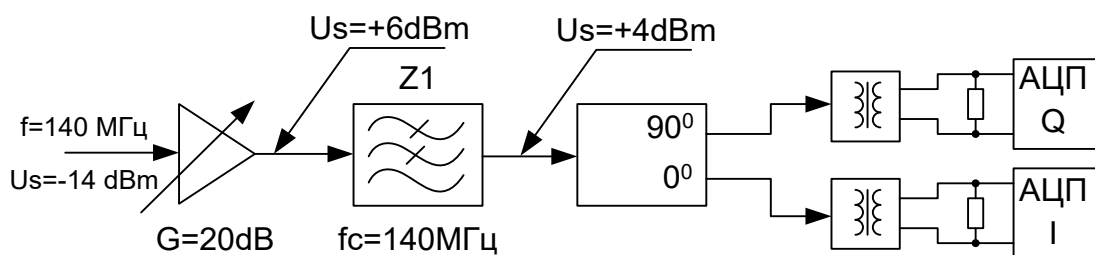


Рисунок 3.1 – Структурная схема входного тракта приёмного модуля

При выборе конкретного значения промежуточной частоты (ПЧ) необходимо иметь её минимально возможной, чтобы снизить частоту квантования АЦП, от которой зависит потребление мощности АЦП. Значение ПЧ и частота квантования зависят от полосы принимаемого сигнала, чтобы обеспечивалось хорошее подавление

зеркальной полосы цифрового преобразования селективными элементами и отсутствие наложения множественных спектров квантованного сигнала друг на друга.

Современные станции связи имеют много режимов работы, в том числе такие, в которых применяется расширение спектра наложением ПСП. Поэтому используются универсальные модемы, работающие со многими типами сигналов, в том числе и широкополосными с полосой 40...50 МГц. Исходя из этого определено компромиссное значение промежуточной частоты, равное 140 МГц. При полосе 50 МГц требуется довольно высокая ПЧ и более высокая частота квантования, чтобы избежать наложения спектров квантованного сигнала друг на друга.

Частотный план при полосе сигнала 50 МГц и $f_{ПЧ} = 140$ МГц изображён на рисунке 3.2.

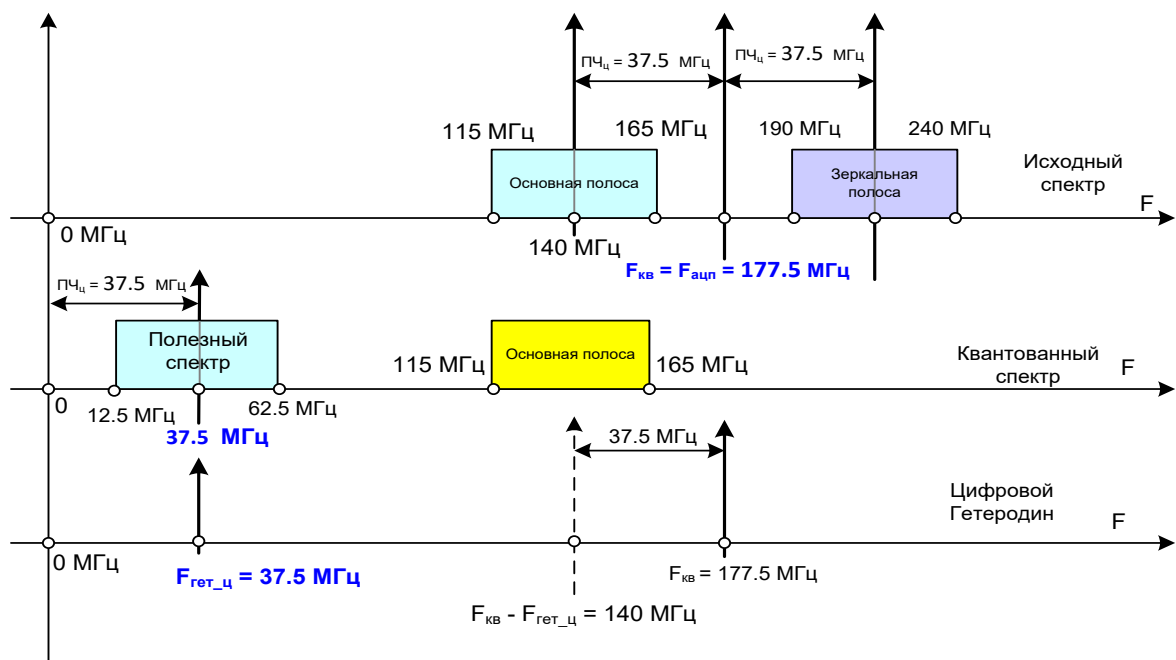


Рисунок 3.2 – Частотный план при полосе сигнала 50 МГц и $f_{ПЧ} = 140$ МГц

Частота квантования $f_{кв}$ должна быть больше верхней частоты f_v полосы сигнала, так чтобы элементом селекции по ПЧ можно было подавить зеркальную полосу частот цифрового преобразования, нижнее значение которой должно удовлетворять условию: $f_{зп} = f_v + 2(f_{кв} - f_v)$. Для достаточно хорошего подавления зеркальной полосы частота квантования должна выбираться из условия: $f_{кв} = f_v + \Delta f/4$. При

полосе $\Delta f = 50$ МГц и $f_{\text{пч}} = 140$ МГц имеем $f_{\text{кв}} = 165 + 12.5 = 177.5$ МГц. Преобразованный за счёт квантования и ближайший к нулевой частоте спектр занимает полосу $(177.5 - 140) \pm 25 = (37.5 \pm 25)$ МГц или $(12.5 \div 62.5)$ МГц. Видно, что преобразованный спектр далеко отстоит от исходного спектра (140 ± 25) МГц, который также присутствует в квантованном сигнале, и после преобразования в видеочастоту он легко отфильтровывается в ПЛИС, например, фильтром СИС третьего порядка. Более точное значение частоты квантования определяется при разработке схем цифровой обработки внутри ПЛИС. Понятно, что более высокая частота квантования потребует более быстродействующих АЦП. В этом диапазоне тактовых частот 10-ти, 12-ти разрядные АЦП с сигнальной полосой до 500 МГц потребляют не более 400 мВт, что вполне приемлемо.

Квантование входного сигнала производится быстродействующим АЦП. Цифровой сигнал поступает в ПЛИС, где с помощью квадратурных преобразователей производится перенос его спектра с рабочей цифровой ПЧ на видеочастоту. Далее выполняются операции фильтрации, демодуляции и декодирования. Для демодуляции формируется когерентная опора с помощью петли ФАПЧ. Тактовая частота синхронизируется под приходящую информацию, выполняется поиск по частоте в диапазоне нестабильности с использованием БПФ, захват и сопровождение частоты, осуществляется АРУ, формируются сервисные сигналы и индикации. Все эти операции производятся с использованием высоко интегрированной библиотеки перепрограммируемых элементов. В той же ПЛИС осуществляется и операция декодирования.

Примеры станций спутниковой связи, разработанных предприятием АО «НПП «Радиосвязь» с использованием описанной технологии, представлены на рисунке 3.3.

а)



б)



Рисунок 3.3 – Станции спутниковой связи:

а – станция «Фореитор»; б – станции Р-444-ПТН, Р-444-НЛ

3.2 Эффективные сигнально-кодовые конструкции для спутниковых систем связи

Важнейшими показателями спутниковых систем связи являются помехоустойчивость и спектральная эффективность. Помехоустойчивость характеризуется зависимостью вероятности $P_{\text{ош}}$ ошибочного приёма бита информации от отношения энергии E_b бита сигнала к спектральной плотности N_0 мощности шума. Спектральная эффективность оценивается как процентное отношение мощности полезной части спектра к полной мощности излучаемого сигнала. 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 вероят-

ности ошибок. Эти компромиссы достигаются применением различных типов модулированных сигналов и помехоустойчивого кодирования. Данный раздел посвящён обзору и анализу известных сигналов и кодов, а также выработке соответствующих рекомендаций по улучшению параметров спутниковых станций связи.

В разработанных предприятием АО «НПП «Радиосвязь» станциях спутниковой связи используется 2 типа сигналов с фазовой манипуляцией: ФМ-2 и ФМ-4.

Манипуляция ФМ-2 используется для широкого диапазона информационных скоростей: от 1,2 кбит/с до 600 кбит/с. Среди них – скорости, кратные 1,2 кбит/с и 1,5 кбит/с. Большинство станций имеет тракт передачи с жёстким ограничением, что не позволяет формировать спектр передатчика фильтровым способом. Манипуляция с разрывом фазы приводит к неэффективному использованию частотного ресурса из-за большого количества слабо подавленных боковых лепестков спектра. Для уменьшения этого эффекта манипуляция ФМ-2 производится без разрыва фазы с плавным изменением фазы на 180 градусов за время, равное 0,3 от длительности передаваемого символа. Это обеспечивает подавление верхних боковых лепестков манипулированного сигнала, начиная с 3-го. При этом подавление сохраняется при нелинейном тракте передачи. Приём таких сигналов с приемлемым проигрышем относительно оптимального обеспечивается в демодуляторе применением так называемых CIC-фильтров (по сути интеграторов за длительность принимаемого символа).

Помехоустойчивость ФМ-сигналов с плавным изменением фазы не отличается от помехоустойчивости сигналов с разрывом фазы. Для вероятности битовой ошибки $P_{\text{ош}} = 10^{-5}$ типовое значение отношения энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума $h^2 = E_B / N_0$ хуже теоретического значения на 0,5÷1,5 дБ в зависимости от скорости информации, т.е. составляет 10,5÷11,5 дБ [92]. Эти значения реализуются при наличии только дифференциального кодирования.

Для повышения помехоустойчивости в каналах связи с манипуляцией ФМ-2 используется свёрточное кодирование со скоростью $R=1/2$ и кодовым ограничением $k = 5, 7$ или 9. На приёмном конце производится декодирование по алгоритму Витерби. Кодирование приводит к двоякому эффекту: расширяется спектр в $1/R$

раз, но при этом h^2 при том же значении ошибки уменьшается на 4,1 дБ для $k = 5$ или 5,0 дБ для $k = 7$ [92]. Параметр h^2 в системе связи обычно более значимый, поэтому режим с кодированием широко используется.

Таким образом, можно заключить, что для нелинейных передатчиков выбранный тип сигнала является оптимальным.

Во многих станциях связи, разработанных АО «НПП «Радиосвязь» и имеющих линейный передающий тракт, применяется сигнал ФМ-4, соответствующий по структуре сигналу стандарта спутниковой связи IESS-309, служба INTELSAT Business Services (IBS), закрытые сети. Диапазон скоростей – от 64 кбит/с до 2048 кбит/с. Для повышения помехоустойчивости используется свёрточное кодирование со скоростью $R=3/4$ и кодовым ограничением $k = 7$.

Для повышения спектральной эффективности используется скругление символов таким образом, что сквозной спектр канала связи формируется по закону «приподнятого косинуса». АЧХ и дельта ГВЗ на передаче и приёме – в соответствии со стандартом. Ширина спектра по уровню -40 дБ равна $1,5R_{\text{сим}}$. В соответствии с классификацией в разделе 1.3 – это сигнал с квадратурной ФМ со скруглением по Найквисту ($NQPSK$ - *Nyquist*, $M=4$).

Таким образом, с точки зрения спектральной эффективности, используемые виды модуляции ФМ-2 с плавным изменением фазы и ФМ-4 со скруглением символов являются оптимальными соответственно для нелинейных и линейных передатчиков.

Дальнейшее повышение эффективности может рассматриваться для параметра помехоустойчивости. Эта задача в настоящее время решается путём применения в станциях связи различного вида кодирования. Для борьбы с негрупповыми ошибками широко используется свёрточное кодирование со скоростями $R=3/4$ и $1/2$ и кодовым ограничением $k = 5, 7$ и 9 . При этом исправляются и сравнимые с кодовым ограничением групповые сбои, однако длинные пачки ошибок наоборот размножаются. Для устранения этого недостатка (а вернее, его уменьшения) можно применять перемежение-деперемежение символов или внешнее блочное кодиро-

вание, например Рида-Соломона, которое даёт дополнительно около 2 дБ выигрыша. Однако более целесообразным решением является применение турбо кодирования, которое кодирует пакеты и использует перемежение, т.е. борется и с групповыми ошибками.

Существуют два общих класса Турбо Кодов – Турбо Сверточные Коды (ТСС), и Турбо Продукт Коды (ТРС). Наиболее помехоустойчивые режимы с Турбо Продукт Кодом со скоростью 0,495 ($\approx 1/2$) не позволяют получить отношение $h^2 = E_b/N_0$ для $P_{\text{ош}} = 10^{-5}$ менее 3,0 дБ [118]. Значения h^2 на уровне 0,5...1,5 дБ можно получить только применив турбокодирование типа ТСС, которое может быть реализовано в ПЛИС.

С точки зрения спектральной эффективности желательно применение турбо кодирования со скоростью $R=1/2$, а для повышения помехоустойчивости желательно иметь скорости 1/3, 1/4, или 1/5. Необходимо сравнить параметры помехоустойчивости для свёрточного и турбо кодирования, чтобы оценить возможный выигрыш. Кривые $P_{\text{ош}}(E_b/N_0)$ для декодера свёрточного кода по алгоритму Витерби для $R = 1/2$, $k=7$ и $k=3$ приведены на рисунке 3.4 [92].

Зависимости вероятности $P_{\text{ош}}$ от отношения E_b/N_0 для турбо декодера со скоростями 1/2, 1/3, 1/4, 1/5, длиной блока 122 и 12282 и количеством итераций 5 приведены на рисунке 3.5 [92]. При вероятности $P_{\text{ош}} = 10^{-5}$ значение $h^2 = E_b/N_0$ для декодера Витерби при $k=7$ равно 4.3 дБ, а для турбо декодера с $R = 1/2$ и размером блока 122 при 5-ти итерациях равно 3.5 дБ. Т.е. выигрыш равен всего 0.8 дБ, а относительно декодера Витерби при $k=9$ выигрыш составляет только 0.6 дБ.

Если же размер блока равен 12282, то выигрыш составит уже $(4.3 - 0.42) = 3.9$ дБ. Однако турбо декодер гораздо более эффективно работает на высоких скоростях 1/3, 1/4 и 1/5: дополнительный выигрыш относительно скорости $R=1/2$ составляет соответственно 0.63, 0.87 и 1 дБ. Турбо декодер имеет дополнительное преимущество относительно свёрточного декодера. Если свёрточный декодер исправляет ошибки только с нормальным распределением, и пропускает пакеты ошибок, то турбо декодер, благодаря наличию в нем перемежения, исправляет и пакеты ошибок.

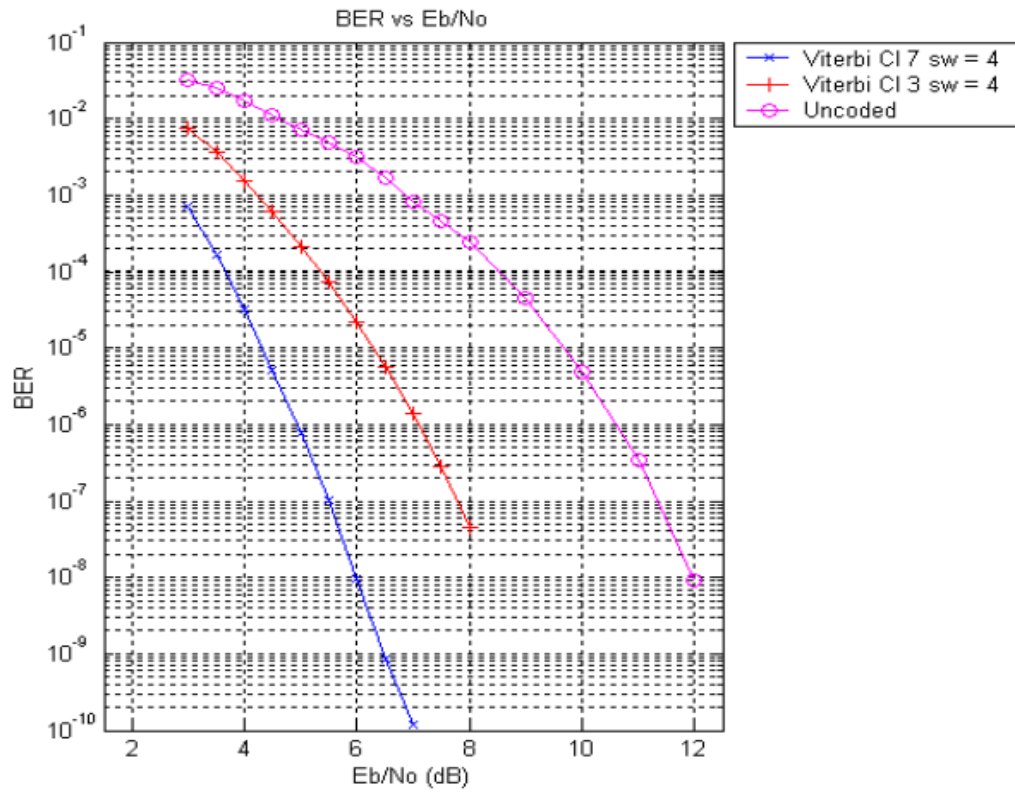


Рисунок 3.4 – Зависимости вероятности $P_{\text{ош}}$ от отношения E_b/N_0 для декодера Витерби

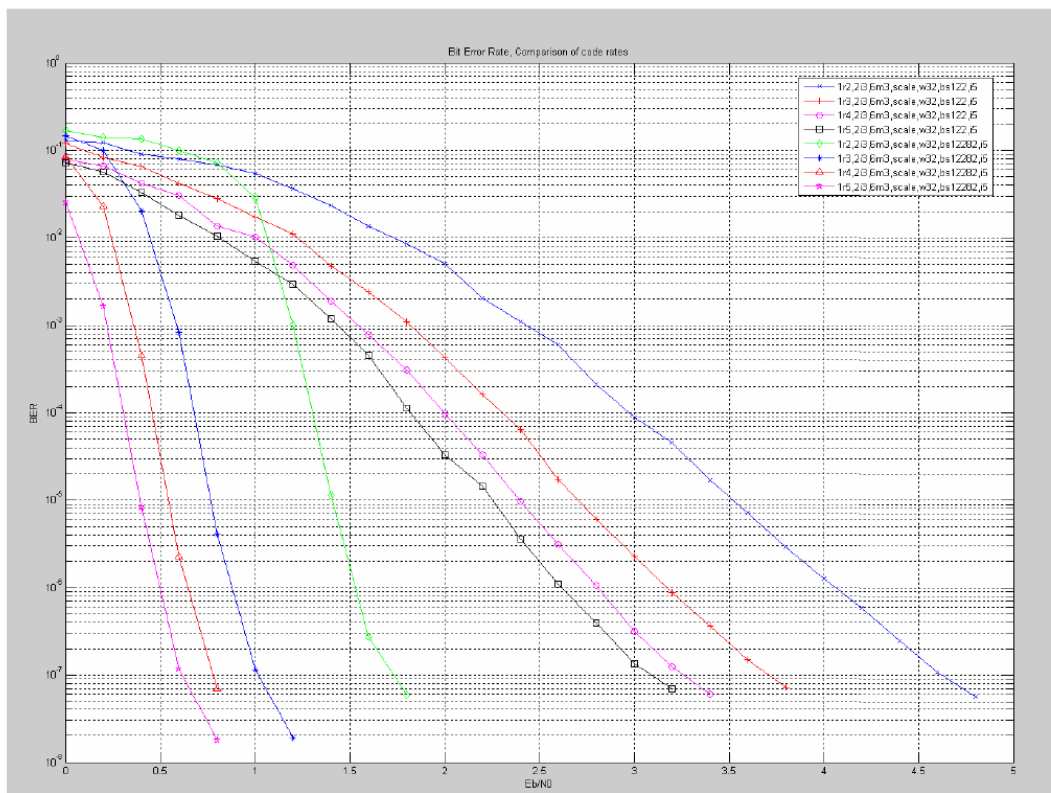


Рисунок 3.5 – Зависимости вероятности $P_{\text{ош}}$ от отношения E_b/N_0 для турбо декодера

Из рисунка 3.5 видно, что достижение значений $h^2 = E_B / N_0$ в диапазоне 0,5...1,5 дБ для $P_{\text{ош}} = 10^{-5}$ возможно для следующих параметров турбо кодирования:

- 0,4 дБ – для (1r5, 2i3, scale, w32, bs 12282, i5), в скобках условно обозначены: 1r5 – скорость кода $R = 1/5$; 2i3 – представление входа - 2 входных целых бита и 3 дробных; scale – max scale algorithm; w32 – размер окна 32; bs – размер блока 12282; i5 – количество итераций 5;

- 0,505 дБ – скорость кода $R = 1/4$, остальные параметры прежние;

- 0,75 дБ – скорость кода $R = 1/3$, остальные параметры прежние;

- 1,4 дБ – скорость кода $R = 1/2$, остальные параметры прежние.

Понятно, что при таком кодировании расширяется полоса как минимум в 5, 4, 3 и 2 раза соответственно. Кроме того, большая величина блока порождает большую задержку декодирования. Однако из графика видно, что увеличение блока в 100 раз (со 122 до 12282) даёт выигрыш около 2 дБ для всех скоростей кода. Также переход от скорости $R = 1/2$ к $R = 1/3$ приводит к выигрышу 0,7...0,8 дБ.

Свёрточное и турбо кодирование в принципе сильно отличаются по организации, в результате чего простой переход с одного на другой может оказаться малоэффективным. Основные различия указанных способов кодирования заключаются в следующем.

1. Свёрточный кодер потоковый, он кодирует информацию независимо от её содержания ровно в соотношение скоростей, например 1/2.

2. Турбо кодер в принципе пакетный, он кодирует определённый пакет информации, добавляя на каждый символ (систематический) пакета 1, 2, 3 или 4 проверочных бита, а затем добавляет ещё 6 выходных “tail-bits”. Таким образом, число передаваемых кодовых битов всегда на 6 больше, чем число битов в кодируемом пакете информации, умноженное на скорость кода.

3. В свёрточном кодере входная информация с устройства уплотнения никак не связана с синхронизацией кодера, т.е. кодер-декодер синхронизируется отдельно от устройства уплотнения.

4. Турбо декодер согласно стандартам в принципе сделан для работы совместно с устройством уплотнения: пакет турбо кодера содержит один или несколько пакетов устройства уплотнения, поэтому у них общая кадровая синхронизация. Однако турбо декодер должен синхронизироваться до того, как начнёт работать система разуплотнения каналов, т.е. сигналы кадровой синхронизации должны передаваться в незакодированном виде.

Вероятность ошибки по символам на входе декодера может быть очень большой (близка к 0.4), поэтому обычные синхро-вставки, применяемые в устройствах уплотнения для декодированного сигнала с высокой достоверностью, не подходят. Поэтому для передачи синхросигналов должно быть предусмотрено дополнительное время наряду с “tail”-битами, а приёмник должен иметь эффективное устройство поиска этих сигналов при вероятности ошибки в канале порядка 0.4.

Чтобы информация с устройства уплотнения и кодированная были кратны, что облегчает их взаимную синхронизацию, все дополнительные биты предусматриваются в кадре аппаратуры временного уплотнения за счёт служебных битов, и, возможно, части уплотняемых каналов. Это могут быть один, несколько синхробитов или несколько пустых битов в конце кадра (пакета), в которые потом турбо кодер запишет свои “tail”- биты.

Если же турбо декодер встраивается в систему с уже существующим устройством уплотнения, менять что-либо в котором крайне нежелательно, то символы синхронизации придётся вставлять вместо некоторого числа поверочных битов. Как было сказано выше, весьма нежелательно делать это для некодированных (систематических) битов.

5. «Выкусывание» (puncture) поверочных битов в свёрточном и турбо кодерах происходит тоже по-разному. В свёрточном кодере все символы поверочные, поэтому их все разрешается выкусывать так, чтобы средняя частота выкусывания по всем кодовым генераторам была одинакова. В турбо кодере нельзя выкусывать систематические биты, а “tail”-биты выкусываются специальным способом, где биты по «систематическим» выходам тоже нельзя выкусывать. В противном случае

как минимум будет ухудшаться средняя исправляющая способность кода, а как максимум – уменьшаться устойчивость к пакетам ошибок.

Таким образом, при введении турбо кодирования надо решать вопросы выбора скорости кода: $1/2$, $1/3$, $1/4$ или $1/5$, а также способов передачи “tail” – битов и синхро-вставок.

Поскольку предполагается применение автономных устройств уплотнения, не связанных с турбо кодированием, то приходится использовать встраивание битов синхронизации на место кодированных проверочных символов, чтобы сохранить кратность соотношения исходной и кодированной скоростей. Это приводит к некоторой потере помехоустойчивости.

Рациональный выбор параметров кодированного сигнала производится с учётом следующих соображений.

1. Повышение эффективности декодера может компенсировать проигрыш демодуляции за счёт влияния ПЧМ гетеродинов, особенно в ММВ диапазоне.

2. Для малых скоростей передачи информации полосу опорного тракта нельзя сделать намного меньшей основной полосы информации. Требование узкой полосы вытекает из необходимости иметь большое отношение с/ш в опорном тракте демодулятора для исключения его пересинхронизации, что при турбо кодировании неизбежно вызовет появление групп ошибок. Уменьшению же полосы препятствует наличие ПЧМ в радиолинии, которая не отслеживается при узкой полосе, поэтому её приходится расширять. В результате при широкой полосе опорного тракта $\Delta f_{\text{оп}}$ шумы и информация больше возбуждают опорный тракт, когерентность приёма нарушается и демодулятор выдаёт группы ошибок. Если повысить скорость кодированного потока, то шумы в той же полосе опорного тракта лучше нормализуются и он меньше будет давать групповых сбоев, так как соотношение $\Delta f_{\text{симв}} / \Delta f_{\text{оп}}$ при той же полосе опоры увеличивается.

3. Задача поиска сигнала по частоте и фиксации захвата при низких отношениях с/ш на входе демодулятора могут быть решены применением анализа в частотной области с помощью БПФ. Выбором частоты отсчётов и их количества

можно установить нужную разрешающую способность и отношение с/ш для частотной дискретности.

4. Величину пакета турбо кодирования выгодно увеличивать, чтобы исправлять групповые ошибки опорного тракта.

5. По всей видимости, не будет возможности использовать уплотнение для целей синхронизации (оно не всегда есть), а “tail”-биты и синхро-вставки необходимо передавать за счёт равномерно выкусываемых дополнительных поверочных битов так, чтобы процент выкусывания по всем кодовым генераторам был одинаков.

Для сетей с зональным обслуживанием, чтобы выполнить требование по величине отношения с/ш $h^2 = 0,5 \dots 1,5$ дБ для $P_{\text{ош}} = 10^{-5}$, можно рекомендовать использовать сигналы NBPSK, NQPSK и NOQPSK с турбо кодированием типа ТСС (турбо свёрточные коды). Применяемое в зарубежных модемах турбо кодирование типа ТРС (Turbo Product Code) не позволяет получить h^2 менее 3 дБ при $P_{\text{ош}} = 10^{-5}$ [92]. Рекомендуется применять турбо кодирование типа ТСС со скоростью 1/2, длиной пакета не менее 12000, с количеством итераций не менее 5 для больших скоростей информации, где нежелательно большое расширение спектра за счёт увеличения скорости кода. Такие параметры турбо кодирования обеспечивают h^2 не более 1,5 дБ для $P_{\text{ош}} = 10^{-5}$, приемлемое расширение спектра и приемлемую задержку декодирования. Для уменьшения h^2 до 0,4...0,8 дБ необходимо иметь более высокую скорость кода – 1/3, 1/4 или 1/5 и такой же размер пакета. Возможность увеличения скорости кода для больших скоростей при этом определяется частотным ресурсом РТР. Для малых скоростей рекомендуется большая скорость кода – 1/4, 1/5, но меньшая длина пакета для получения приемлемой задержки декодирования. Так при $R = 1/5$ и пакете 122 достигается h^2 не более 2,25 дБ [92].

Синхронизация турбо декодера является одной из важных задач при выборе параметров кодированного сигнала. Программные пакеты библиотечных турбо декодеров, продаваемые для ПЛИС фирмы “Xilinx”, в отличие от декодера Витерби, не имеют встроенных устройств и индикаторов синхронизации. Поэтому они должны быть введены в схему разработчиком. Вариантом наиболее эффективных

синхро-вставок для являются «мигающая» точка или «мигающий» код, когда в конце каждого пакета передаётся меняющийся полярность бит или группа битов.

Информация между пакетами скремблируется так, чтобы избежать ложных «мигающих» точек внутри пакета. Если для каждой из позиций пакета и синхро-вставок сделать свой ОЗУ-накопитель (сумматор), причём знак суммирования менять на противоположный после каждого пакета, то накопление будет происходить только в канале с «мигающей» точкой. При первом превышении установленного порога определяется конец кадра.

Индикация состояния синхронизации может определяться стандартными для аппаратуры уплотнения средствами, поскольку при правильной работе декодера ошибки в канале информации отсутствуют или очень малы. Конечно, при большой длине пакета система ОЗУ-накопителей не только будет занимать солидный объём, что приемлемо для больших ПЛИС, но и длительное время.

Возможны и другие варианты, когда для сокращения времени синхронизации могут использоваться метки, получаемые другим путём, в том числе и секундные метки системы единого времени. Данный вопрос требует дополнительной проработки.

3.3 Модемы спутниковых станций связи нового поколения

В этом разделе проведён анализ информации по спутниковым модемам зарубежных и отечественных фирм, а также рассмотрены примеры реализации современных модемов спутниковых станций связи.

3.3.1 Спутниковые модемы зарубежных фирм

Наиболее широкое применение в зарубежных аналогах спутниковых модемов находят сигналы ФМ-2 (BPSK), ФМ-4 (QPSK) и ФМ-4 со сдвигом (OQPSK). Гораздо реже используется фазовая модуляция ФМ-8 (8PSK). В качестве примеров можно указать модемы CDM-550T фирмы Comtech EF Data, DMD2401 LB/ST фирмы Raydyne ComStream и CDM-600 фирмы Comtech EF Data [92]. Характерным для указанных модемов является применение кодирования/декодирования: свёрточное – Витерби, Витерби + Рида-Соломона и турбо кодирование типа Турбо Продукт Код.

Первые два типа кодирования имеют набор скоростей кодирования 1/2, 3/4, 7/8. Турбо кодирование дополнительно к указанным имеет также скорости 0,793 и 0,95.

Фирмой Comtech EF Data разработан собственный турбо кодек - TURBO PRODUCT CODEC, который при скорости кодирования $R=3/4$ обеспечивает хороший выигрыш в помехоустойчивости (5,9 дБ при $P_b = 10^{-5}$) и ширину спектра в режиме QPSK всего 0,66 от информационной скорости. Он также имеет небольшую задержку декодирования (менее 80 мс).

На основе анализа информации по спутниковым модемам различных зарубежных фирм можно сделать следующие выводы:

1) Спектры сигналов компактны и соответствуют стандартам IESS-308, IESS-309 (приподнятый косинус). Этим достигается хорошая спектральная эффективность, но тракт передатчика должен быть линейным.

2) В основном применяются известные виды сигналов: BPSK, QPSK, OQPSK и 8PSK.

3) Используется несколько методов помехоустойчивого свёрточного кодирования/декодирования: Витерби, последовательное, треллис, а также турбо кодирование.

С учётом сказанного можно сформулировать рекомендации по принципам построения модемов магистральных спутниковых станций связи:

1. Сигналы BPSK, QPSK и OQPSK без кодирования имеют одинаковую помехоустойчивость и различаются тем, что BPSK имеет вдвое более широкий спектр, но «терпит» большую величину ПЧМ, т.е. может использоваться с более «грязными» несущими. QPSK и OQPSK имеют близкую ширину спектра, но OQPSK несколько терпимее к нелинейности тракта. Очевидно, станция связи должна иметь, по крайней мере, режимы BPSK и QPSK, а подключение нужного режима – в зависимости от условий работы.

2. Применение различного вида кодирования одновременно с выигрышем в помехоустойчивости даёт расширение полосы занимаемых частот, причём, чем больше выигрыш, тем шире полоса. Очевидно, станция связи должна иметь, по крайней мере, кодек Витерби со скоростями 1/2, 3/4, 7/8; (Витерби + внешний код

Рида-Соломона) со скоростями $1/2$, $3/4$, $7/8$; турбо кодек. Применение же конкретного режима может определяться, исходя из ситуации путём размена выигрыш/проигрыша.

3. Наиболее целесообразно в модемах спутниковых станций использование Турбо Продукт Кодирования, при котором достаточно малое значение h^2 достигается при малой полосе спектра сигнала. Так в модеме CDM-600 вероятность ошибки $P_{\text{ош}} = 10^{-6}$ достигается при $h^2 = 3,4$ дБ на скорости кода $3/4$ [92]. Полоса спектра при этом всего $0,67$ от скорости информации для манипуляции QPSK. Худший на $0,3$ дБ результат получается при кодировании Витерби с внешним кодом Рида-Соломона, но со скоростью кода $1/2$, что даёт полосу спектра $1,12$ от скорости информации. Дополнительно увеличивается задержка. Поэтому в зарубежных спутниковых модемах применяется только Турбо Продукт Кодирование. Турбо Свёрточное Кодирование 3GPP2 разработано для сотовой связи и оно хорошо борется с пакетами ошибок, что имеет место в мобильной сотовой связи. Достичь выполнения требования по помехоустойчивости $0,5 \dots 1,5$ дБ можно ценой значительного расширения полосы. По всей видимости, применение турбо свёрточного кодирования целесообразно для борьбы с преднамеренными помехами, например, при ППРЧ с турбо свёрточным кодированием, но это требует дополнительной более детальной проработки.

3.3.2 Модем цифровой станции спутниковой связи

Модем входит в состав земных станций наземного, морского и воздушного базирования, работающих как со стоянки, так и в движении через КА на ГСО и ВЭО, в режимах с обработкой сигналов ЕССС-2 и ЕССС-3. Модем осуществляет уплотнение абонентских каналов с последующим скремблированием, кодированием, перемежением и модуляцией, а также демодуляцию, деперемежение, декодирование, дескремблирование с последующим разуплотнением.

Структурная схема модема приведена на рисунке 3.6. Блок передатчика (ГПРД-С) выполняет функции синтезатора ПРД и модулятора, фильтрацию и ослабление выходного сигнала (рисунок 3.7). Блок ГПРД-С формирует выходной

сигнал в диапазоне рабочих частот прибора 950...2150 МГц с шагом 0,05 Гц. Блок приёмника ГПРМ-С выполняет функцию синтезатора частот для приёмной части. Блок формирует выходной сигнал в диапазоне рабочих частот прибора 950...2150 МГц с шагом 0,05 Гц.

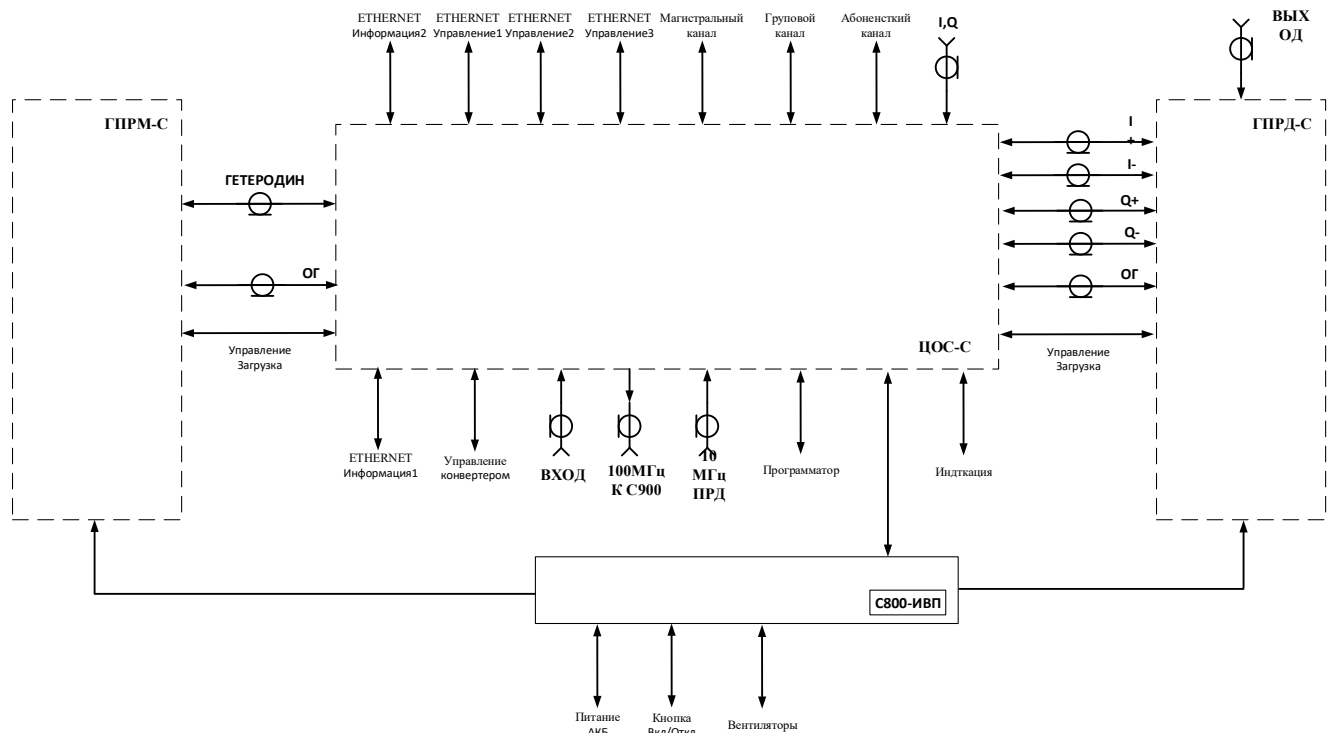


Рисунок 3.6 – Структурная схема модема

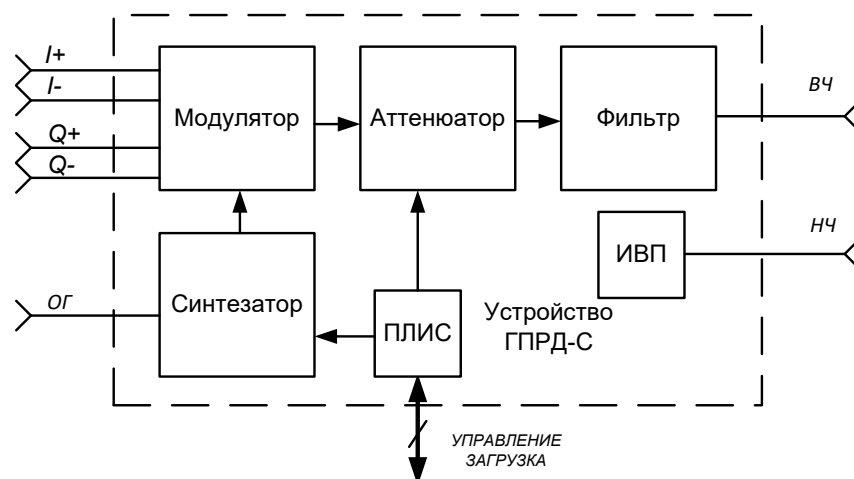


Рисунок 3.7 – Структурная схема блока ГПРД-С

В режиме ППРЧ блоки ГПРД-С и ГПРМ-С обеспечивают время перестройки с одной частотной позиции на другую не более 8 мкс и минимальное время пребывания на одной частоте 100 мкс. Управление ГПРД-С и ГПРМ-С осуществляется по синхронному интерфейсу платой ЦОС-С. Интерфейс представляет собой последовательный четырёх проводной стык. В качестве опорной частоты используется синусоидальный сигнал частотой 100 МГц. Конфигурирование ПЛИС блоков осуществляется внешним процессором в режиме Slave Serial.

Плата ЦОС-С (рисунок 3.8) выполняет следующие функции:

- усиление и фильтрацию входного сигнала;
- перенос на промежуточную частоту в трёх независимых трактах;
- фильтрацию и усиление промежуточного сигнала;
- оцифровку аналогового сигнала;
- формирование опорных частот для блоков прибора;
- модуляцию/демодуляцию сигнала;
- перемежение/деперемежение сигнала;
- кодирование/декодирование сигнала;
- приём и передачу сигнала ШПС;
- приём сигнала бортового маяка;
- приём, передачу и обработку сигнала ППРЧ;
- приём и передачу группового сигнала в режимах ОСБ и ПР;
- перепрограммирование модема.

Входной сигнал поступает с выхода конвертера в диапазоне частот 950...2150 МГц на вход прибора, где подаётся на три приёмных тракта. Первый предназначен для приёма бортового маяка, второй – для приёма сигнала ФМ-ШПС, третий – для приёма сигналов ППРЧ. Тракты выполнены по однотипной схеме с переносом частот приёма на нулевую частоту с последующей фильтрацией. Приём сигнала осуществляется в ПЛИС KINTEX7, уплотнение/разуплотнение, формирование интерфейсов осуществляется в ПЛИС ARTIX7. В KINTEX7 формируется сигнал на передачу в основной полосе, перенос на рабочую частоту в диапазон 950...2150 МГц осуществляется в блоке ГПРД-С. Процессор IMX6Q служит для управления всеми устройствами и перепрограммирования прибора.

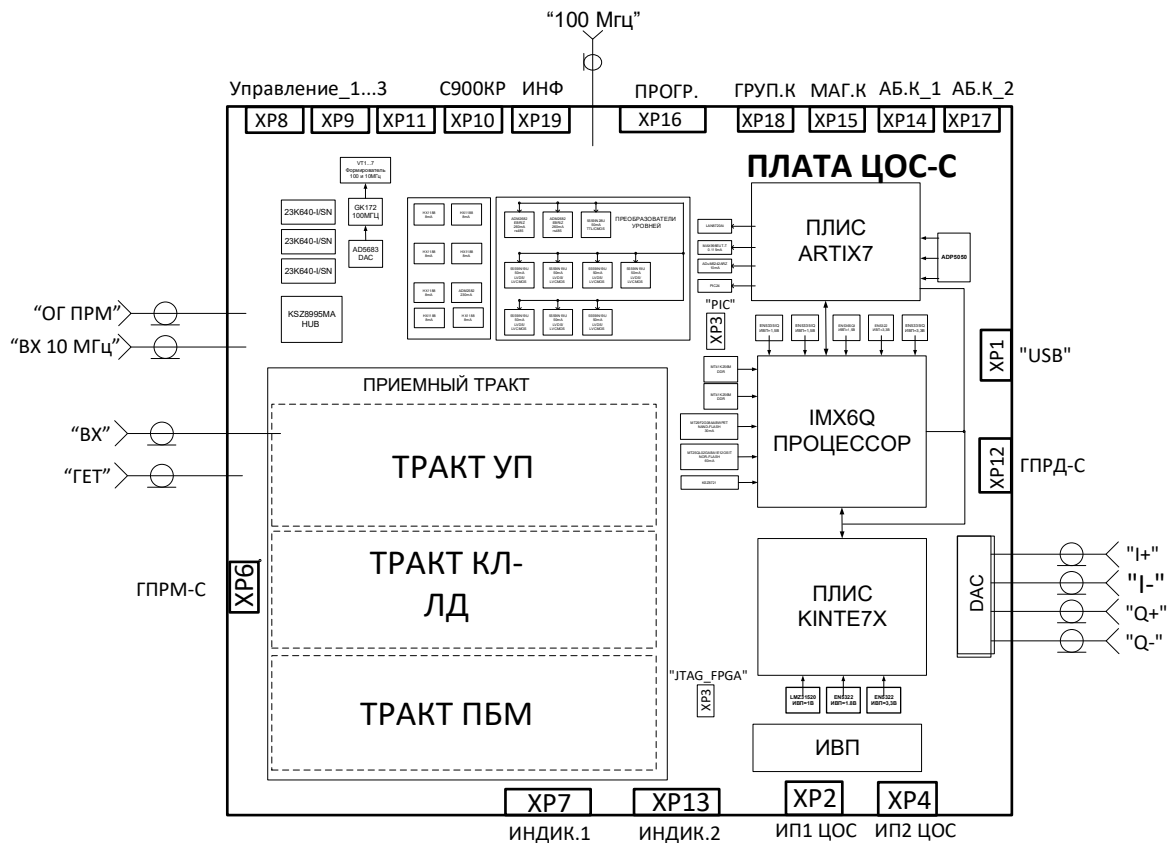


Рисунок 3.8 – Структурная схема платы ЦОС-С

Управление прибором осуществляется через интерфейс ETHERNET. Прибор поддерживает сигнально-кодовые конструкции и скорости информационного обмена, указанные в таблице 3.1.

Модем обеспечивает работу в режимах многостанционного доступа с частотным (МДЧР) и кодовым разделением (МДКР с ПКТ); ПСС ОСБ; МСС ОСБ; РУС-РАТС; ОСБ-ПР; МСС-ПР. Прибор поддерживает следующие интерфейсы:

- информационный канал по интерфейсу Ethernet 10/100-Base-T (автоматическое определение, в том числе и переполюсовка) стандарта IEEE 802.3 для цифровых каналов со скоростями 4,8-34368 кбит/с;
- групповой информационный канал в уровнях LVDS на скоростях 1,5; 3,0; 6,0; 12; 60 кбит/с на передачу (такты и данные) и на скоростях 60; 120; 300; 600 кбит/с на приём (кодировка С1-ФЛ-БИ);
- магистральный информационный канал в уровнях LVDS (такты, данные, октеты) на скоростях 1,2; 2,4; 4,8; 9,6; 16; 32; 48; 64; 96; 128; 144; 240; 256; 480; 512; 1024; 2048; 8448 кбит/с;

- 4 абонентских информационных канала в уровнях LVDS (кодировка C1-ФЛ-БИ) на скоростях 1,2; 2,4; 4,8; 9,6 и 19,2 кбит/с.

Таблица 3.1 – Основные характеристики модема

Сигнально-кодовые конструкции	Скорость информационного обмена, кбит/с
ОФМ	1,2; 2,4
	4,8 (6)...480 (600)
ФМ-ШПС с $F_T=19,2$ МГц с СК ($R=1/2$, $K=5$) с ДКВ	60...600
ФМ-2 СК ($R=1/2$, $K=5$) с ДКВ	60...600
ФМ-2 с СК ($R=1/2$, $K=7$) с ДКВ	4,8...256
ФМ-4 с СК ($R=3/4$, $K=7$) с ДКВ	64 8448
ФМ-2 с СК ($R=1/2$, $K=9$) с ДКВ	2,4-16,0 и более
ФМ-2 с ТК ТСС ($r=1/2$)	64...2048
ФМ-2+ФН с ТК ТСС ($r=1/2$)	60; 300
ФМ-ШПС с ФМ-2+ФН с ТК ТСС ($r=1/2$)	64...2048
ФМ-ШПС с ФМ-2+ФН с LDPC ($r=1/2$)	60...300
ФМ-2+ФН с каскадным кодированием LDPC+BCH ($r=1/4$, $1/3$, $2/5$, $1/2$, $3/5$, $2/3$, $3/4$)	64....34468
ППРЧ -ФМ-2+ФН с каскадным кодированием LDPC+BCH ($r=1/4$, $1/3$, $2/5$, $1/2$, $3/5$, $2/3$, $3/4$)	64....34468
ФМ-4+ФН с каскадным кодированием LDPC+BCH ($r=1/4$, $1/3$, $2/5$, $1/2$, $3/5$, $2/3$, $3/4$)	64....34468
ППРЧ-ФМ-4+ФН с каскадным кодированием LDPC+BCH ($r=1/4$, $1/3$, $2/5$, $1/2$, $3/5$, $2/3$, $3/4$)	64....34468

3.3.3 Модем цифровой мобильной станции спутниковой связи

Цифровой модем предназначен для формирования и приёма сигналов с традиционной манипуляцией ФМ-2, сигналов ФМ-2 с расширением спектра и сигналов с манипуляцией ФМ-4, а также для приёма сигналов бортового маяка ретрансляторов. Все основные операции по формированию сигналов и их обработке производятся в цифровой форме в ПЛИС. Демодулятор имеет входную аналоговую часть, а модулятор – выходную.

Модулятор с выходной частотой 140 МГц имеет три режима работы:

-узкополосный (УП) с манипуляцией ФМ-2 (BPSK) и ограничением паразитных боковых составляющих спектра за счёт манипуляции без разрыва фазы (такие сигналы могут использоваться в нелинейных трактах без существенного изменения спектра);

- режим с манипуляцией ФМ-2 с расширением спектра (ШПС), обеспечивающий скрытность и помехозащищённость системы;

- режим с манипуляцией ФМ-4 (QPSK) с параметрами в соответствии со стандартом IESS-309, в котором используются сигналы со столообразным спектром типа "приподнятый косинус" (экономия спектрального ресурса без ухудшения помехоустойчивости).

Функциональная схема модулятора приведена на рисунке 3.9.

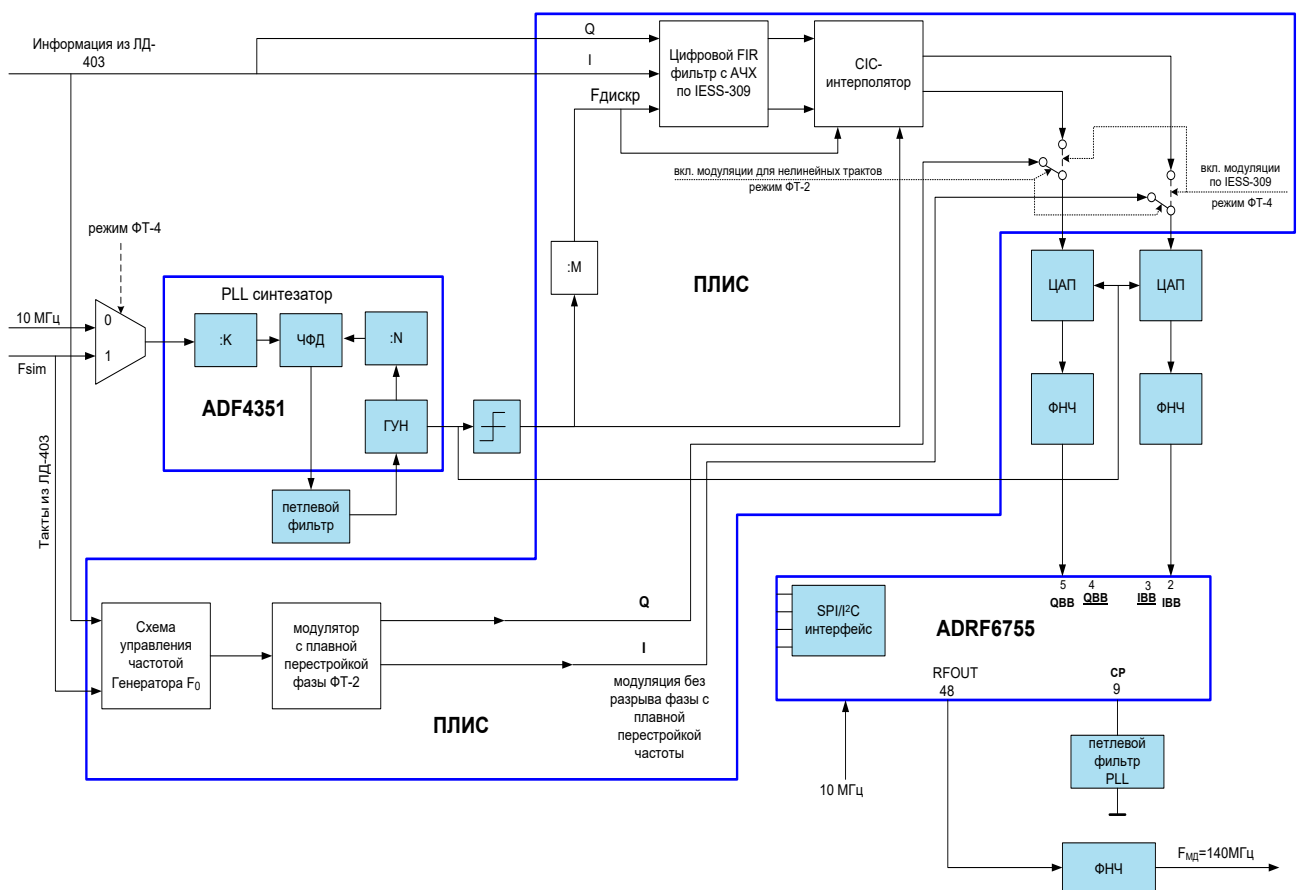


Рисунок 3.9 – Функциональная схема модулятора

Выходная частота 140 МГц, манипулированная информационными сигналами, формируется с помощью интегральной микросхемы ADRF6755. Последняя

имеет внутренний встроенный PLL-генератор и аналоговый квадратурный перемножитель, на который подаются входной информационный сигнал в комплексной аналоговой форме и два сигнала PLL 140 МГц, сдвинутые на 90 градусов. Генератор PLL имеет широкий диапазон перестройки и позволяет реализовать модулятор и на других желаемых частотах.

Аналоговые модулирующие сигналы формируются с помощью ЦАП (DAC), на которые поступают многоразрядные цифровые сигналы, образованные в ПЛИС.

Модулятор ФМ-2 в режимах УП и ШПС реализован полностью в ПЛИС. Для получения манипуляции без разрыва фазы в режиме УП используется следующий алгоритм. В течение $1/6$ посылки информации, поступающей из устройства уплотнения, несущая частота плавно изменяется на ΔF по закону косинуса, а затем таким же образом возвращается к номинальному значению. В результате за время $1/3$ посылки фаза изменяется на 180 градусов в соответствии со знаком посылки, при этом подавляются боковые лепестки спектра, начиная с пятого лепестка. Такой сигнал сохраняет форму спектра при резкой нелинейности тракта, что приносит энергетический выигрыш в мощности передатчика. Диапазон скоростей информации в режиме УП от 1.2 кбит/с до 600 кбит/с.

Передаваемый информационный сигнал режима УП подвергается скремблированию, дифференциальному и свёрточному кодированию с параметрами $k=5, 7$ и 9 и $R=1/2$ или турбо кодированию с $R=1/2$ и в режиме ФМ-4 – свёрточному кодированию с параметрами $k=7, R=3/4$ или турбо кодированию с $R=3/4$.

В режиме ШПС манипуляция производится без подавления боковых лепестков спектра, так как спектр расширяется в базу раз.

В режиме ФМ-4 по IESS-309 необходимо изменять спектр модулирующих символов, т.е. из спектра вида $\sin(x)/x$ необходимо получить "приподнятый косинус" введя в полезной полосе коррекцию типа $x/\sin(x)$ и подавив все боковые составляющие. Это реализуется с помощью цифрового FIR-фильтра и интерполирующего CIC-фильтра, подавляющего паразитные спектры. В качестве частоты квантования используется умноженная на 8 символьная частота, полученная из частоты PLL-генератора на микросхеме ADF4351, который подстраивается петлёй ФАПЧ

под входную символьную частоту, используемую как опорная. Частота PLL-генератора используется также и как частота квантования для СИС-фильтра. Полученный в ПЛИС цифровой модулирующий сигнал поступает на ЦАП, где преобразуется в аналоговую форму и поступает на микросхему ADRF6755. После фильтрации полезного сигнала модулированный сигнал поступает на выход платы.

В режиме ФМ-2 с модуляцией без разрыва фазы вначале производится модуляция на вспомогательной низкой несущей частоте F_0 путём плавного изменения частоты. При этом за $1/6$ длительности символа производится изменение частоты в сторону повышения (или понижения), а затем за $1/6$ символа в обратную сторону так, чтобы суммарный набег фазы за $1/3$ символа составил 180 градусов. Модуляция выполняется на синусной и косинусной составляющих несущей частоты F_0 (рисунок 3.10). Затем на квадратурном смесителе полученный сигнал смешивается с неизменной частотой F_0 , в результате чего выделяются синусная и косинусная составляющие на нулевой частоте, которые поступают на соответствующие ЦАП. С выходов ЦАП сигналы подаются на микросхему ADF4351, где смешиваются с выходной частотой модулятора $F_{\text{вых}}$, которая в результате приобретает модуляцию ФМ-2 без разрыва фазы.

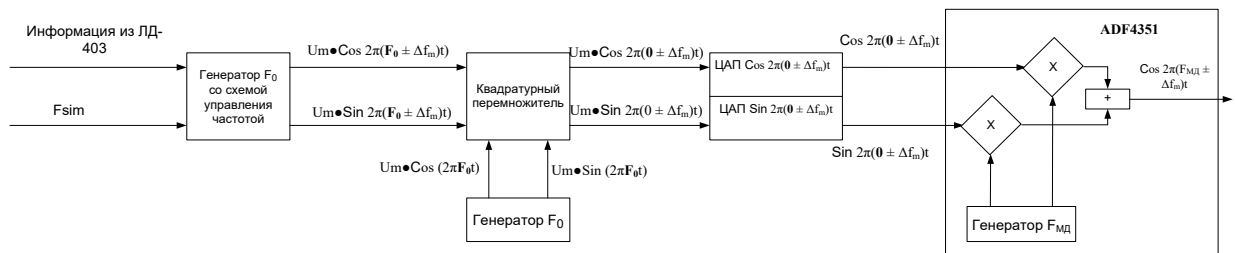


Рисунок 3.10 – Функциональная схема модулятора УП ФТ-2 и ФТ-4

Функциональная схема аналоговой части демодулятора показана на рисунке 3.11. Входной сигнал промежуточной частоты 140 МГц поступает с выхода малошумящего тракта усиления, обеспечивающего на входе демодулятора спектральную плотность шума (СПШ) не выше $75 \text{ дБк}T_0$, где k - постоянная Больцмана, $T_0 = 293^\circ\text{К}$. Входной аналоговый фильтр имеет полосу 50 МГц. После него тракт раздваивается на два практически идентичных тракта: для сигналов УП и сигналов

ШПС. Особенностью тракта ШПС является наличие на входе узла наложения вспомогательной ПСП "помехи", необходимой для работы демодулятора ШПС.

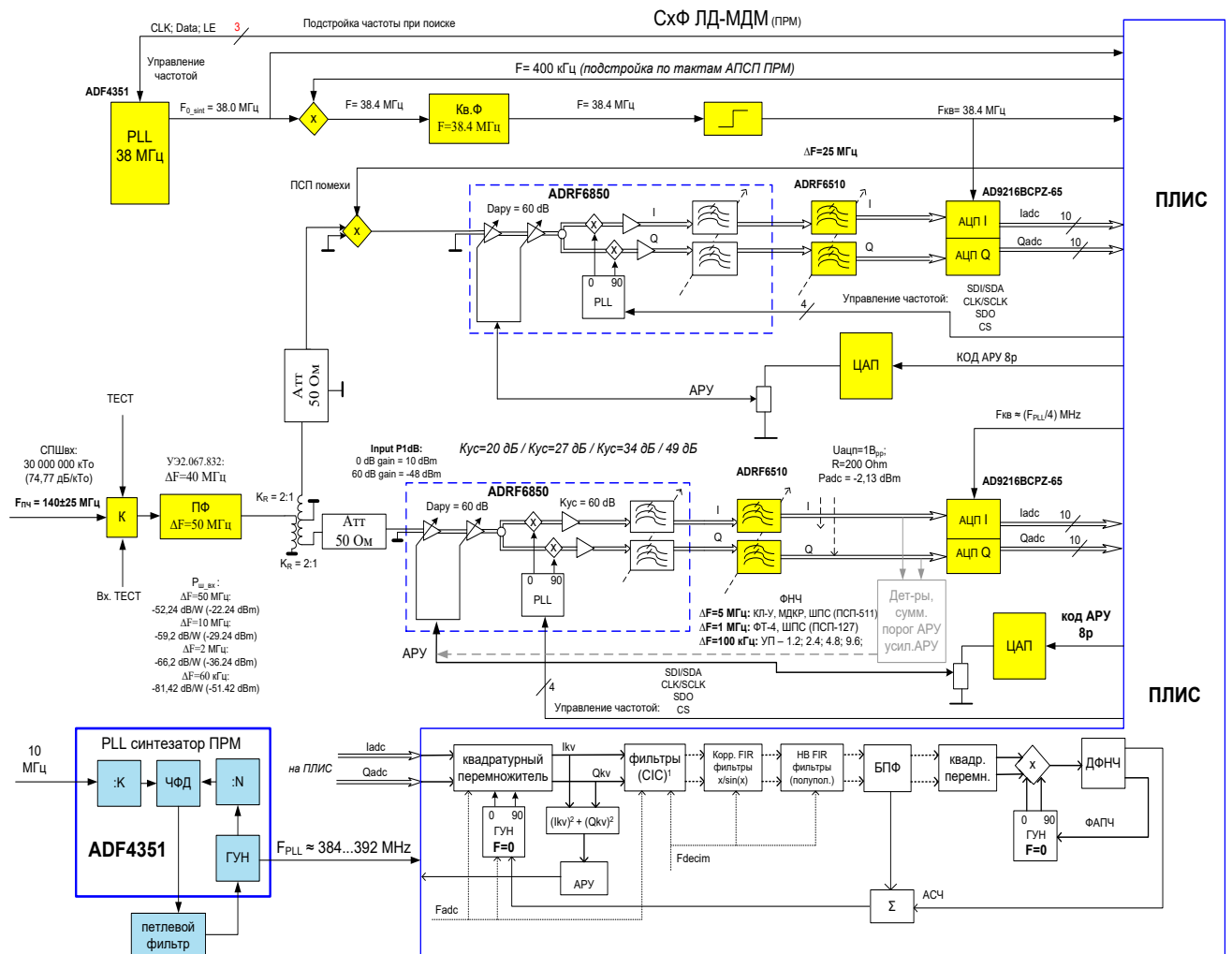


Рисунок 3.11 – Функциональная схема аналоговой части демодулятора

Тракт для сигналов УП одновременно является и трактом для приёма сигналов бортового маяка РТР. Основным узлом усиления, АРУ и преобразования в видео частоту является микросхема ADRF6850, которая содержит входной регулятор АРУ с диапазоном 60 дБ, тракт преобразования и усиления с коэффициентом усиления 60 дБ, квадратурный перемножитель для переноса сигнала входной ПЧ-140 МГц в видео диапазон. Она также содержит встроенный PLL-генератор с квадратурными выходами и ФНЧ с переключаемой полосой пропускания. Управление регулятором АРУ, частотой PLL-генератора и переключение полосы пропускания

ФНЧ производится из ПЛИС. С квадратурных выходов ADRF6850 сигналы поступают на переключаемые ФНЧ (микросхема ADRF6510), а затем на сдвоенный АЦП AD9216BCPZ-65. С выходов последнего квадратурные сигналы поступают в ПЛИС для выполнения необходимых для демодуляции операций.

В режиме УП ФМ-2 оптимальная фильтрация выполняется с помощью СИС-фильтров 1-го порядка, согласованных по спектру с принимаемым сигналом. В режиме УП ФМ-4 оптимальная фильтрация выполняется с помощью СИС-фильтров 3-го порядка с коррекцией АЧХ специальным FIR-фильтром, что обеспечивает достаточное соответствие требованиям стандарта IESS-309. В обоих режимах используются: цифровая АРУ, схема поиска по несущей на базе БПФ, схема ФАПЧ на нулевой частоте, полный набор декодеров Витерби для режима УП ФМ-2, выходы на декодер Витерби для режима ФМ-4 и турбо декодеры.

Демодулятор формирует также 16-ти разрядный сигнал для наведения антенн и сигналы наличия захвата по ПЧ и ТЧ.

Приёмник бортового маяка предназначен для приёма сигналов ЧМ-2 с разном 20 кГц, манипулированной информацией со скоростью 50 Бод, которые несут информацию о номере РТР. Сигнал ЧМ-2 на ПЧ-140 МГц имеет нестабильность ± 80 кГц. Для быстрого поиска используется БПФ. Приёмник бортового маяка формирует сигнал для наведения антенны и индикацию правильной работы.

3.4 Выводы по главе 3

1. Наилучшими по спектральной эффективности и помехоустойчивости для модемов спутниковых систем связи являются сигналы BPSK, QPSK и OQPSK. В отсутствие кодирования они имеют одинаковую помехоустойчивость и различаются тем, что BPSK имеет вдвое более широкий спектр, но менее чувствительна к паразитной ЧМ. Сигналы QPSK и OQPSK имеют близкую ширину спектра, но OQPSK несколько терпимее к нелинейности тракта.

2. Применение кодирования одновременно с выигрышем в помехоустойчивости даёт расширение полосы занимаемых частот, причём, чем больше выигрыш, тем шире полоса. Очевидно, станция связи должна иметь, по крайней мере, кодек

Витерби со скоростями $1/2$, $3/4$, $7/8$; (Витерби + внешний код Рида-Соломона) с теми же скоростями и турбо кодек. Применение же конкретного режима может определяться, исходя из ситуации путём размена выигрыш/полоса.

3. Для сетей с зональным обслуживанием следует использовать сигналы NBPSK, NQPSK и NOQPSK с турбо кодированием типа ТСС со скоростью кода $1/2$. Такие СКК обеспечивают пороговое значение отношения сигнал/шум не более 1,5 дБ для $P_{\text{ош}} = 10^{-5}$, приемлемое расширение спектра и приемлемую величину задержки декодирования.

4. Выбор типа кодирования, скорости кода, длины пакета должны производиться, исходя из параметров конкретной радиолинии, поскольку от выбора этих параметров зависит компромиссное соотношение «спектральная эффективность/помехоустойчивость». В частности, для малых скоростей передачи целесообразно иметь среднюю величину пакета для уменьшения задержки декодера и большую скорость кода ($1/4$ или $1/5$) для увеличения помехоустойчивости. Для больших скоростей передачи лучше увеличить длину пакета, т.к. абсолютное увеличение задержки не будет большим, но понизить скорость до $R = 1/2$, чтобы сэкономить полосу при приемлемом проигрыше в помехоустойчивости.

5. Для высокоскоростных магистральных модемов целесообразно иметь возможность выбора скорости и типа кодирования (из набора, например Витерби, Витерби + Рида-Соломона, турбо кодирования ТРС и ТСС). Выбор же конкретного режима должен диктоваться энергетикой радиолинии, помеховой обстановкой и частотными резервами КА. Такой подход позволит обеспечить гибкость системы.

ГЛАВА 4. МОДЕМЫ СТАНЦИЙ ТРОПОСФЕРНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

Настоящая глава посвящена вопросам построения модемов цифровых станций тропосферных систем связи. Рассмотрены примеры перспективных тропосферных модемов, выполненных с использованием *SDR*-технологий при непосредственном участии автора диссертационной работы. В разделе 4.1 дано описание модема тропосферно-радиорелейной станции пятого поколения, а в разделе 4.2 – модема тропосферной станции с OFDM-сигналами. В разделе 4.3 проведён анализ способов повышения скорости передачи в тропосферных системах связи: четырёхкратное пространственное разнесение, применение сигналов с многопозиционной ФМ, а также шумоподобных OFDM-сигналов.

4.1 Модем перспективной малогабаритной тропосферно-радиорелейной станции

Наиболее известным производителем модемов тропосферных станций среди зарубежных фирм является Comtech EF Data (США)[92]. Единственным разработчиком и производителем цифровых тропосферных станций в России является предприятие АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск). Перспективная станция с пропускной способностью E2 (8,448 Мбит/с) и дальностью одного интервала связи 125-150 км является цифровой высокоскоростной станцией тропосферной связи пятого поколения, разработанной с использованием процессоров, ПЛИС и другой современной элементной базы (рисунок 4.1). Станция обеспечивает режимы тропосферной, дифракционной и релейной связи.

Для тропосферной связи в станции используются сигналы с модуляцией ФМ-2 и ФМ-4 и информационной скоростью 64...2048 кБит/с в режимах с пространственным и частотным разнесением (таблица 4.1).

В качестве помехоустойчивого кодирования используется свёрточное кодирование с декодированием по алгоритму Витерби. Относительная скорость кода $R=1/2$ для режимов со скоростью до 2048 кбит/с и $R=3/4$ для скорости 2048 кбит/с.

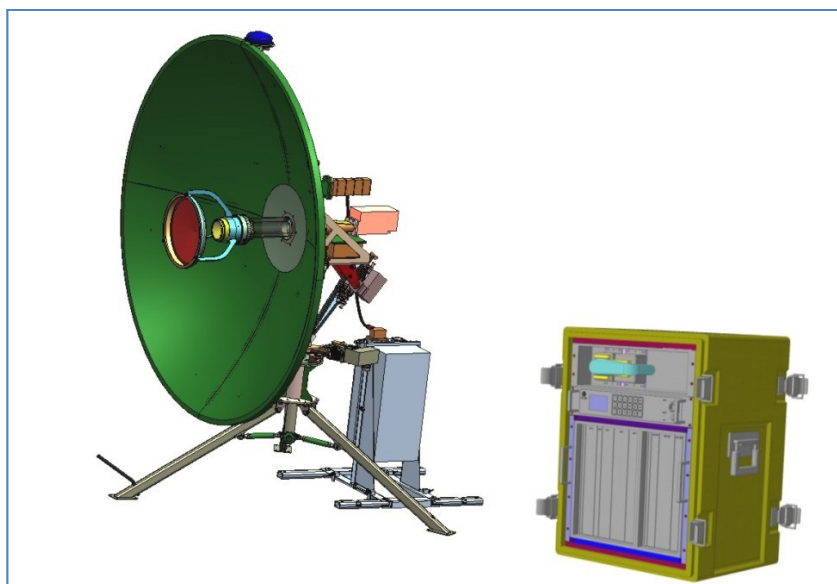


Рисунок 4.1 – Цифровая тропосферно-радиорелейная станция «Сосник-ПМ»

Для обучения адаптивных фильтров во время работы используются обучающие последовательности (ОП), представляющие собой чередующиеся во времени биты ПСП и периодического двоичного сигнала. Параметры обучающих последовательностей приведены в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Параметры обучающих последовательностей адаптивных фильтров

Режим работы	Длительность символа, нс	Интервал времени следования ОП, мкс	Объем пере- межителя
64 ФМ-2, ЧВМ-4, $R=1/2$	1728	138,266	120
256 ФМ-2, ЧВМ-4, $R=1/2$	439,9	35,195	280
512 ФМ-2, ЧВМ-4, $R=1/2$	219,9	17,597	440
2048 ФМ-4, ЧВМ-4, $R=3/4$	164,9	13,1984	880
256 ФМ-2, ПР, $R=1/2$	1759	35,195	280
512 ФМ-2, ПР, $R=1/2$	879,6	17,597	440
2048 ФМ-2, ПР, $R=3/4$	329,9	6,599	880

ПР – пространственное разнесение;

ЧВМ – частотно-временная матрица.

Структурная схема модема станции (далее прибор И249) приведена на рисунке 4.2. Она включает в себя плату И249-3, плату ИП И249 и рубидиевый стандарт частоты FE-5680A.

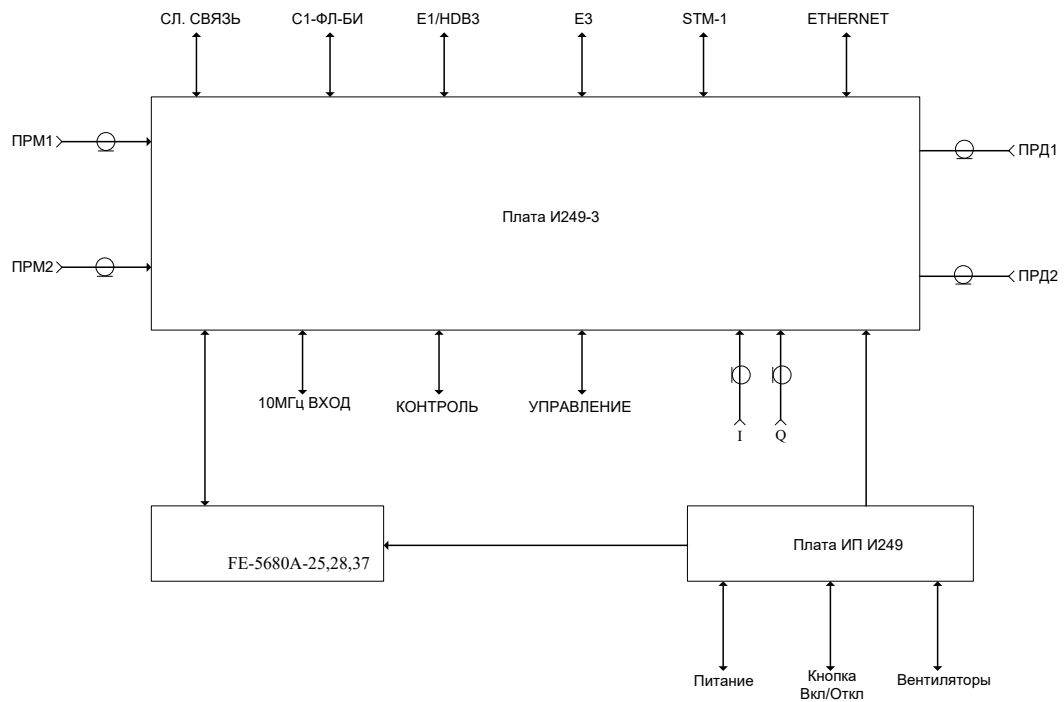


Рисунок 4.2 – Структурная схема прибора И249

Плата И249-3 выполняет следующие функции:

- усиление и фильтрацию входного сигнала;
- перенос на промежуточную частоту в двух независимых трактах;
- фильтрацию и усиление сигнала промежуточной частоты;
- оцифровку аналогового сигнала;
- модуляцию/демодуляцию сигнала;
- перемежение/деперемежение сигнала;
- кодирование/декодирование сигнала;
- уплотнение/разуплотнение группового потока;
- управление конвертерами станции (выбор диапазона частот НШ/ВШ);
- подстройку частоты ОГ относительно входа “10МГц ВХОД”;
- передачу опорного сигнала 10МГц по центральной жиле разъёма ПРМ1, ПРМ2, ПРД1, ПРД2;
- формирование отладочных сигналов на разъёмах I и Q.

Функциональная схема платы И249-3 приведена на рисунке 4.3.

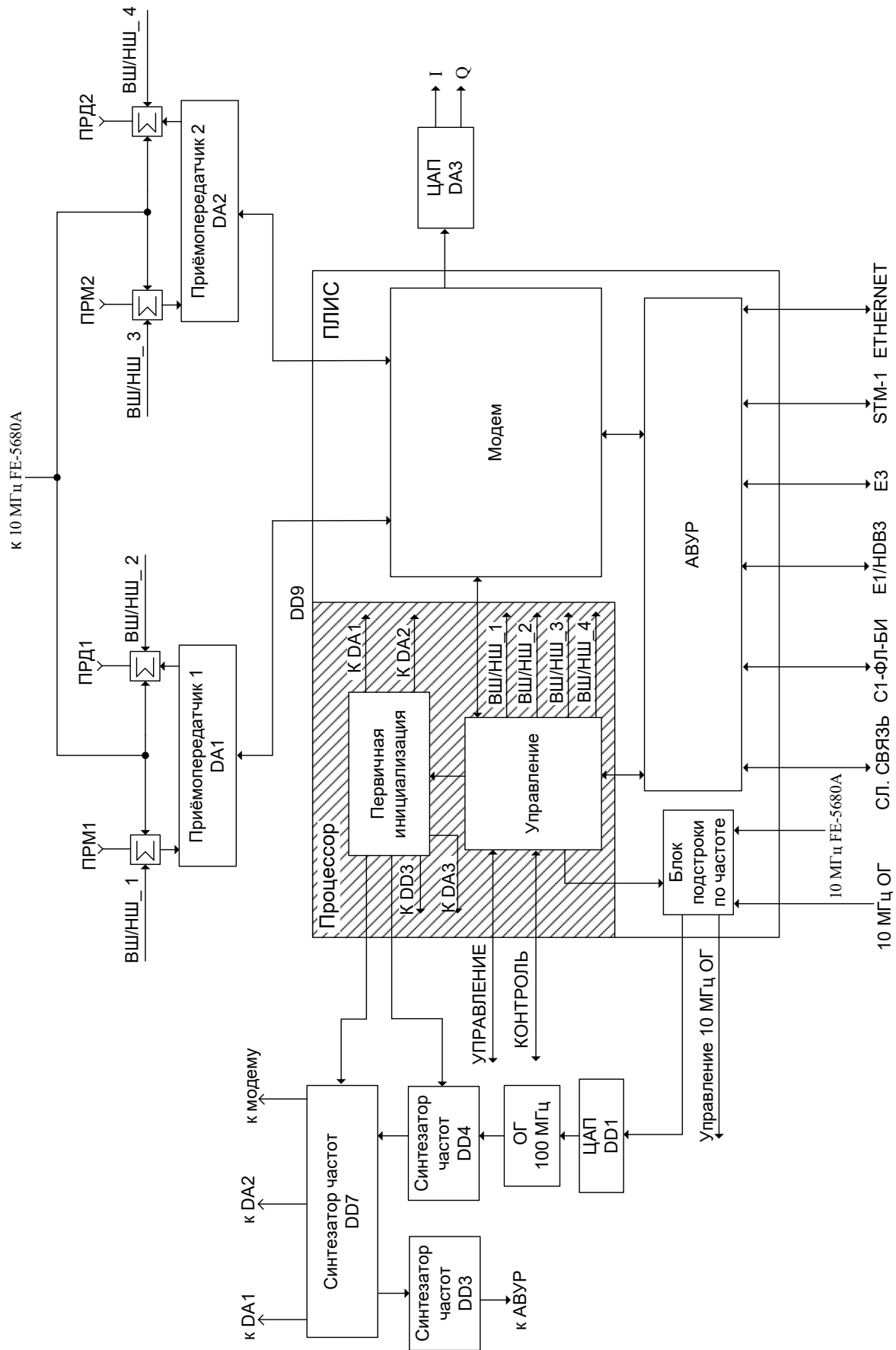


Рисунок 4.3 – Функциональная схема платы И249-3

Сигналы с выходов конвертеров в диапазоне частот 950...1180 МГц поступают через разъёмы прибора ПРМ1/ПРМ2 на приёмопередатчики 1 и 2. В приёмопередатчиках осуществляется квадратурный перенос частоты входного сигнала, фильтрация, децимирование, автоматическая регулировка усиления и аналого-цифровое преобразование. Далее из приёмопередатчиков сигнал на промежуточной частоте в цифровом виде поступает в ПЛИС.

В программном блоке МОДЕМ, расположенном в ПЛИС DD9, осуществляется перенос входного сигнала на видеочастоту, согласованная фильтрация, демпсирование и декодирование сигнала. Выделенная цифровая информация (ЦИ) поступает в блок АВУР, который передаёт ЦИ по одному из интерфейсов согласно настройкам, полученным от программного блока УПРАВЛЕНИЕ, расположенного в процессоре DD9. Формирование выходных сигналов осуществляется в обратном порядке. Блок МОДЕМ формирует выходной сигнал в полосе частот 0–100 МГц, который транслируется в приёмопередатчик. В приёмопередатчике осуществляется интерполяция сигнала с последующим квадратурным переносом на частоту 1920–2150 МГц. Далее сигналы поступают через разъёмы ПРД1 и ПРД2 на входы конвертеров станции.

На разъёмах ПРМ1/ПРМ2 и ПРД1/ПРД2 присутствует опорный сигнал 10 МГц уровня –20 дБм, а также сигналы управления конвертерами. Программный блок УПРАВЛЕНИЕ формирует сигналы НШ1, НШ2, НШ3 и НШ4, которые поступают на сумматоры ПРМ1, ПРМ2, ПРД1 и ПРД2.

Синхронизация внутреннего ОГ под сигнал “10 МГц ВХОД” осуществляется программным блоком подстройки частоты, расположенным в ПЛИС DD9. Данный блок осуществляет подстройку частоты внутреннего ОГ 10 МГц при помощи последовательного интерфейса RS-232, а также внутреннего ОГ 100 МГц при помощи цифро-аналогового преобразователя DD1.

По включению питания платы И249-3 осуществляется первичная инициализация синтезаторов частоты DD7 и DD4, приёмопередатчиков DA1 и DA2, а также ЦАП DD1 и DA3 прибора.

Плата ИП И249 выполняет следующие функции:

- гальваническую развязку;
- включение/отключение питания;
- формирование напряжения питания для платы И249-3 и для рубидиевого стандарта частоты FE5680A;
- управление вентиляторами;
- защиту от короткого замыкания;
- фильтрацию помех на входе;
- защиту от переплюсовки.

Прибор И249 обеспечивает работу в режимах тропосферной, дифракционной и релейной связи и поддерживает следующие стыки: C1-ФЛ-БИ, HDB3, E1, E3, STM-1 и ETHERNET (таблица 4.2).

Таблица 4.2 – Характеристики прибора И249

Режимы работы прибора	Интерфейс	Скорость передачи информации, кбит/с
Тропосферные режимы: – ЧВМ-4 (в двух независимых направлениях – одна антенна в каждом направлении)	C1-ФЛ-БИ	64
	1 GigE	
	C1-ФЛ-БИ	256
	1 GigE	
	C1-ФЛ-БИ	512
	1 GigE	
	HDB3(E1)	2048
– ПР (в одном направлении с двумя антеннами)	1 GigE	4096
	C1-ФЛ-БИ	256
	1 GigE	
	C1-ФЛ-БИ	512
	1 GigE	
	C1-ФЛ-БИ	2048
	1 GigE	
	1 GigE	4096
	1 GigE	8192
	1 GigE	16384
Радиорелейные режимы	HDB3(E1)	2048
	1 GigE	4096
	1 GigE	8192
	1 GigE	34368
	E3	
	1 GigE	155520
	STM-1	

4.2 Модем тропосферной станции с OFDM-сигналами

Многие зарубежные фирмы выпускают микросхемы на базе OFDM-модуляции для построения радиомодемов. Так, израильская компания Runcom Technologies производит СБИС RN200, которая поддерживает схемы модуляции QPSK, 16- и 64-QAM, турбо-коды и коды Рида-Соломона, содержит буферную схему Analog Front End (AFE), включающую АЦП 10 бит и ЦАП 10 бит [93]. При ширине канала 14 МГц СБИС обеспечивает скорость передачи данных до 56 Мбит/с. Спектральная эффективность СБИС – до 5 бит/с/Гц.

Корпорация Intel (США) выпускает ИМС Intel WiMAX Connection 2250, которая поддерживает стандарты IEEE 802.16-2004 и IEEE 802.16a-2005. В первом случае используется режим OFDM с 256 несущими частотами, а во втором – OFDMA с 512/1024 несущими частотами [94]. Применяется адаптивная модуляция (BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM). Коррекции ошибок осуществляется посредством кодирования Рида-Соломона и свёрточного кодирования.

Для режима OFDM/OFDMA канадской фирмой Wavesat представлены наборы СБИС DM 256 и NP 7256, применяемые для построения модемов системы WiMAX [85].

Французская компания Sequans Communications производит семейство СБИС SQN 1010, 1110, 1130, 1140, 2010, 2130 для радиомодемов системы WiMAX, поддерживающих стандарты IEEE 802.16-2004 и 802.16e-2005 [95].

4.2.1 Структурная схема модема с OFDM-сигналами

Модем перспективной тропосферной станции, разрабатываемой предприятием АО «НПП Радиосвязь», выполнен по принципам построения SDR-приёмников (рисунок 4.4).

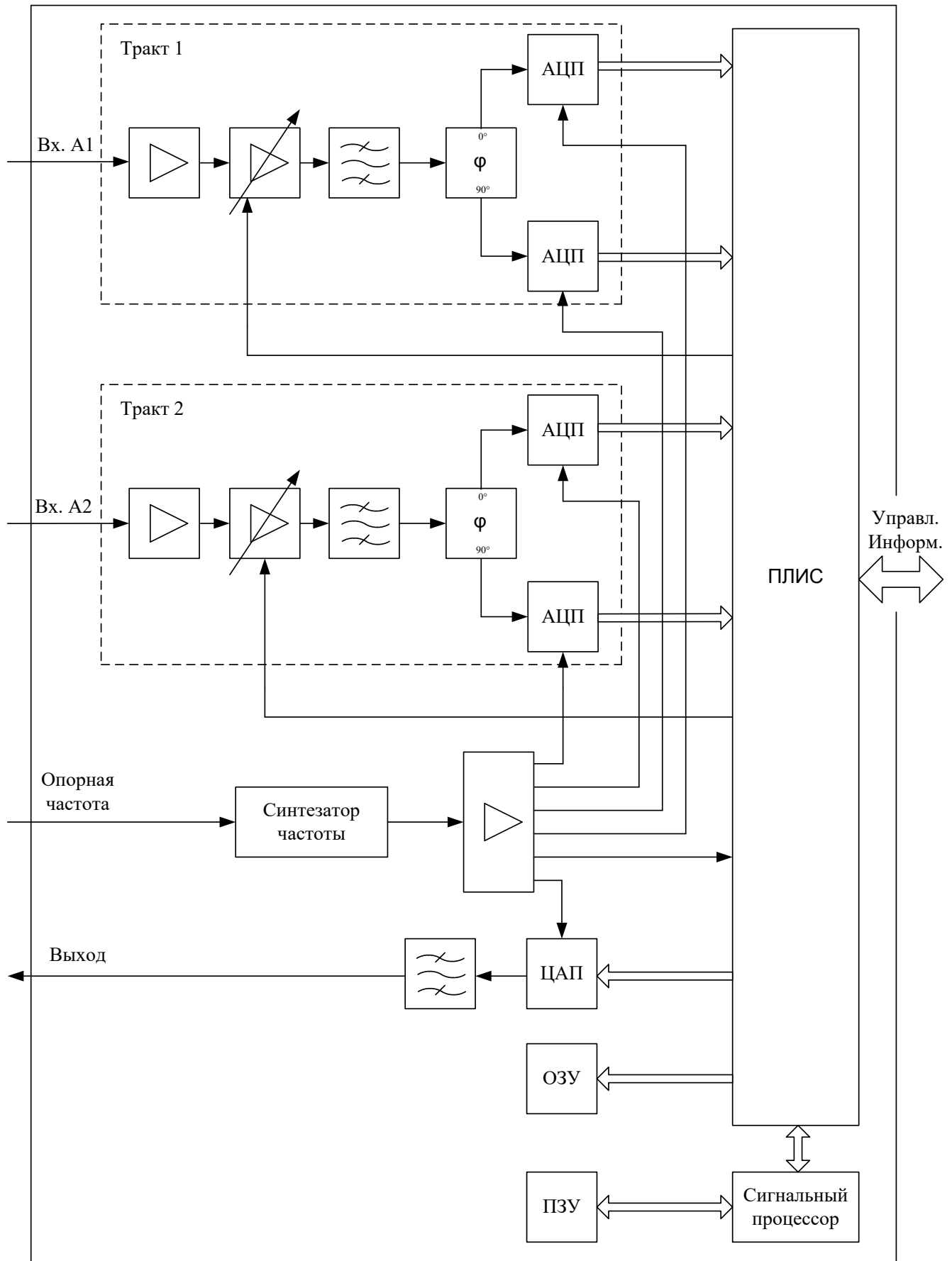


Рисунок 4.4 – Структурная схема модема станции с OFDM-сигналами

Квадратурный входной сигнал после преобразования частоты поступает на два канала высокоскоростного АЦП (квадратурный и синфазный). Затем полученный цифровой поток поступает на перепрограммируемую цифровую систему на кристалле (СНК), выполненную на базе современной мощной ПЛИС. К СНК также подключены высокоскоростные цифро-аналоговые преобразователи, используемые для формирования выходного сигнала модулятора.

Аппаратная часть модема позволяет принимать и формировать сигналы с полосой не менее 50 МГц. Программа, определяющая структуру СНК, хранится в многократно перепрограммируемом ПЗУ. Таким образом, используя несколько ПЗУ с различными программными кодами, либо используя ПЗУ большего объема с несколькими различными программами, либо перепрограммируя ПЗУ можно реализовать на используемой аппаратной базе множество различных радиосистем.

В связи со сказанным очевидна нецелесообразность использования дополнительных микросхем или систем для формирования OFDM-сигнала. На базе СНК реализуются основные преобразования OFDM приёма и передачи: модуляция и демодуляция с помощью прямого и обратного преобразований Фурье, кодирование и декодирование, перемежение и деперемежение сигнала.

4.2.2 Структура OFDM-сигнала

Использование OFDM позволяет практически полностью решить проблему многолучевого распространения сигналов за счёт введения правильно подобранного защитного интервала. Основную опасность для OFDM-сигнала представляют быстрые замирания сигнала в тропосфере (частота замираний до 100 Гц), возникающие вследствие многолучевой интерференции. В зависимости от длины трассы значения частотного интервала корреляции составляют от 2 до 5 МГц соответственно для 300 и 150 км [86].

Структуру OFDM-сигнала во-многом определяют максимальная и минимальная возможные скорости передачи на каждой поднесущей. Максимально возможная скорость передачи на каждой поднесущей OFDM-сигнала определяется

максимальной дисперсией задержки канала передачи данных и допустимыми энергетическими потерями на защитный интервал. Исходя из известных параметров тропосферной станции "Р-423-АМ" и параметров тропосферы для расстояния 230 км дисперсия задержки сигнала составит примерно 0,219 мкс [85], и, следовательно, защитный интервал должен выбираться из условия $T_d \geq 0,219$ мкс.

Если допустить энергетические потери не более 1 дБ, то длительность OFDM-символа следует выбирать из условия $T \geq 4T_d = 0,876$ мкс. Таким образом, максимально возможная скорость передачи данных для каждой поднесущей и расстояние между поднесущими будут составлять $\Delta F \leq 1,14$ МГц.

При системной полосе 50 МГц для максимально возможной скорости передачи данных на каждой поднесущей следует выбрать следующие параметры OFDM-сигнала:

- количество поднесущих 48;
- расстояние между поднесущими $\Delta F = 1,024$ МГц;
- защитный интервал $T_d = 0,244$ мкс.

Тогда полоса частот сигнала составит 49,152 МГц. При использовании 7 поднесущих в качестве пилот-сигналов, составного кодирования на базе свёрточного или турбо с $R=1/2$ и кодирования Рида-Соломона (255,239), с учётом потерь на защитный интервал скорость передачи данных составит: при BPSK – 15 Мбит/с, при QPSK – 30 Мбит/с. Спектральная плотность мощности такого сигнала представлена на рисунке 4.5. Минимально возможная скорость передачи данных на каждой поднесущей ограничена нестабильностью опорного генератора. Минимальное расстояние между поднесущими (и скорость передачи данных на каждой поднесущей) должно быть, как минимум, на три порядка больше абсолютной нестабильности частоты поднесущей. Исходя из известных параметров станции "Р-423-АМ", относительная нестабильность опорного генератора составляет 10^{-9} [86]. Тогда, с учётом рабочих частот станции (порядка 5 ГГц), можно полагать, что абсолютная нестабильность частоты составит порядка 5 Гц, а расстояние между поднесущими $\Delta F \geq 5000$ Гц.

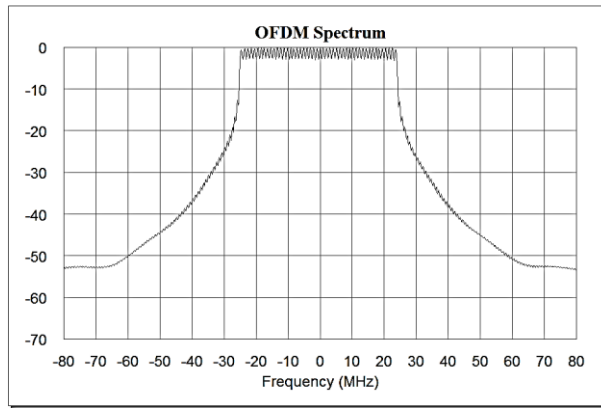


Рисунок 4.5 – Спектральная плотность мощности
OFDM-сигнала с 48 поднесущими

При системной полосе 50 МГц для минимально возможной скорости передачи данных на каждой поднесущей следует выбрать следующие параметры:

- количество поднесущих 6103;
- расстояние между поднесущими $\Delta F = 8192$ Гц.
- защитный интервал $T_d = 0,238$ мкс.

Тогда полоса частот сигнала составит 49,996 МГц. При использовании 7 поднесущих в качестве пилот-сигналов, составного кодирования на базе свёрточного или турбо с $R=1/2$ и кодирования Рида-Соломона (255,239), с учётом потерь на защитный интервал скорость передачи данных составит: при BPSK – 22,2 Мбит/с, при QPSK – 44,5 Мбит/сек. Спектральная плотность мощности такого сигнала представлена на рисунке 4.6.

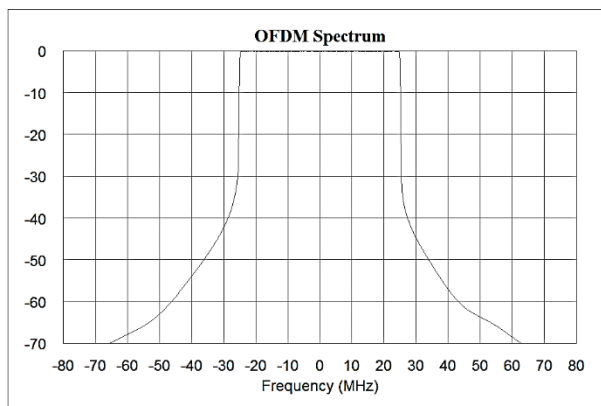


Рисунок 4.6 – Спектральная плотность мощности
OFDM-сигнала с 6103 поднесущими

Таким образом, расстояние между поднесущими OFDM-сигнала для станции тропосферной связи должно выбираться из условия:

$$1,14 \text{ МГц} \geq \Delta F \geq 5000 \text{ Гц.}$$

Использование всей полосы 50 МГц на больших расстояниях связано с большой энергетикой канала и избыточно для требуемых скоростей передачи. Поэтому предлагается использовать меньшую полосу сигнала, достаточную для передачи данных со скоростью не менее 512 кбит/с. Для более эффективной борьбы с затуханиями использована псевдослучайная перестройка рабочей OFDM-полосы сигнала в полосе 50 МГц. Для достижения максимального эффекта от ППРЧ скорость перестройки должна не менее чем на порядок превышать скорость замираний в канале, т. е. должна быть более 1 кГц.

В таблицах 4.3–4.8 приведены параметры OFDM-сигнала для режимов со скоростью передачи соответственно 512, 1024, 2048, 4096, 8448 и 16896 кбит/с. Конкретные параметры (количество поднесущих, скорость на каждой поднесущей, ширина спектра OFDM-сигнала, способы кодирования, скорость ППРЧ) могут изменяться программным путём. Спектральная плотность мощности сигнала и уровень битовых ошибок в канале для указанных режимов представлены на рисунках 4.7–4.12.

Таблица 4.3 – Параметры OFDM-сигнала со скоростью передачи 512 кбит/с

Информационная скорость канала, кбит/с	512
Кодирование Рида-Соломона	255,239
Свёрточное кодирование	1/2
Защитный интервал, доли от длит. симв.	1/128
Количество поднесущих частот	58
Скорость поднесущих, кбит/с	20
Количество пилот-сигналов	2
Занимаемая полоса частот, кГц	1160
Использование ППРЧ	да

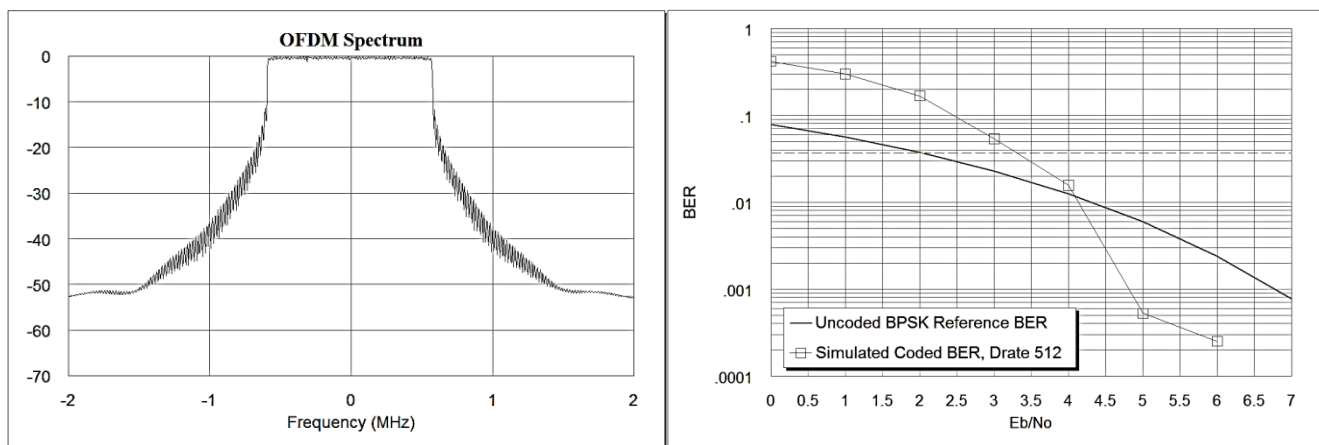


Рисунок 4.7 – Спектральная плотность мощности сигнала
и уровень битовых ошибок в канале для режима 512

Таблица 4.4 – Параметры OFDM-сигнала со скоростью передачи 1024 кбит/с

Информационная скорость канала, кбит/с	1024
Кодирование Рида-Соломона	255,239
Свёрточное кодирование	1/2
Защитный интервал, доли от длит. симв.	1/128
Количество поднесущих частот	78
Скорость поднесущих, кбит/с	30
Количество пилот-сигналов	3
Использование ППРЧ	да
Занимаемая полоса частот, кГц	2340

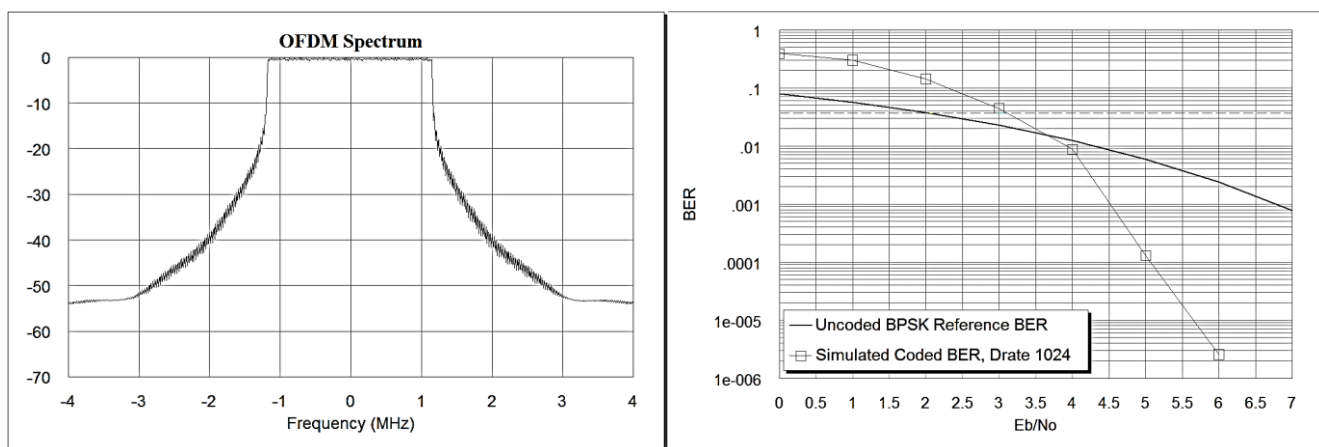


Рисунок 4.8 – Спектральная плотность мощности сигнала
и уровень битовых ошибок в канале для режима 1024

Таблица 4.5 – Параметры OFDM-сигнала со скоростью передачи 2048 кбит/с

Информационная скорость канала, кбит/с	2048
Кодирование Рида-Соломона	255,239
Свёрточное кодирование	1/2
Защитный интервал, доли от длит. симв.	1/64
Количество поднесущих частот	116
Скорость поднесущих, кбит/с	40
Количество пилот-сигналов	4
Использование ППРЧ	да
Занимаемая полоса частот, кГц	4640

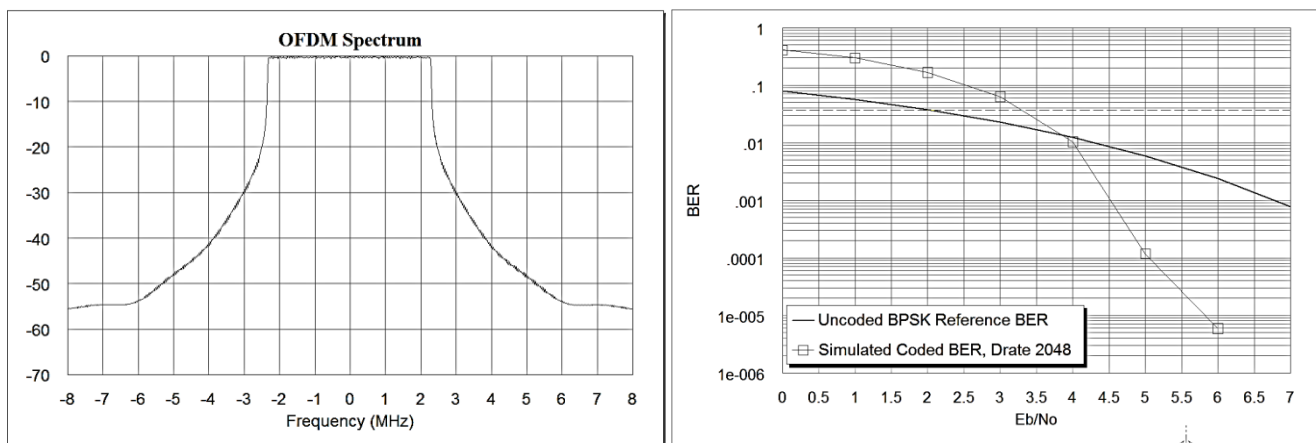
Рисунок 4.9 – Спектральная плотность мощности сигнала
и уровень битовых ошибок в канале для режима 2048

Таблица 4.6 – Параметры OFDM-сигнала со скоростью передачи 4096 кбит/с

Информационная скорость канала, кбит/с	4096
Кодирование Рида-Соломона	255,239
Свёрточное кодирование	1/2
Защитный интервал, доли от длит. симв.	1/64
Количество поднесущих частот	230
Скорость поднесущих, кбит/с	40
Количество пилот-сигналов	8
Использование ППРЧ	да
Занимаемая полоса частот, кГц	9200

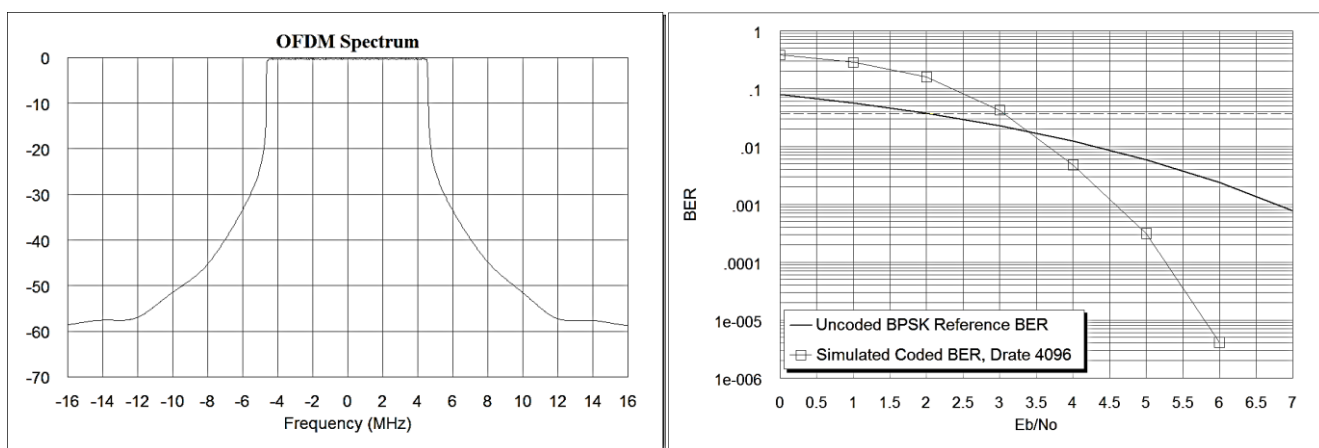


Рисунок 4.10 – Спектральная плотность мощности сигнала
и уровень битовых ошибок в канале для режима 4096

Таблица 4.7 – Параметры OFDM-сигнала со скоростью передачи 8448 кбит/с

Информационная скорость канала, кбит/с	8448
Кодирование Рида-Соломона	255,239
Свёрточное кодирование	1/2
Защитный интервал, доли от длит. симв.	1/32
Количество поднесущих частот	205
Скорость поднесущих, кбит/с	100
Количество пилот-сигналов	10
Использование ППРЧ	да
Занимаемая полоса частот, кГц	20500

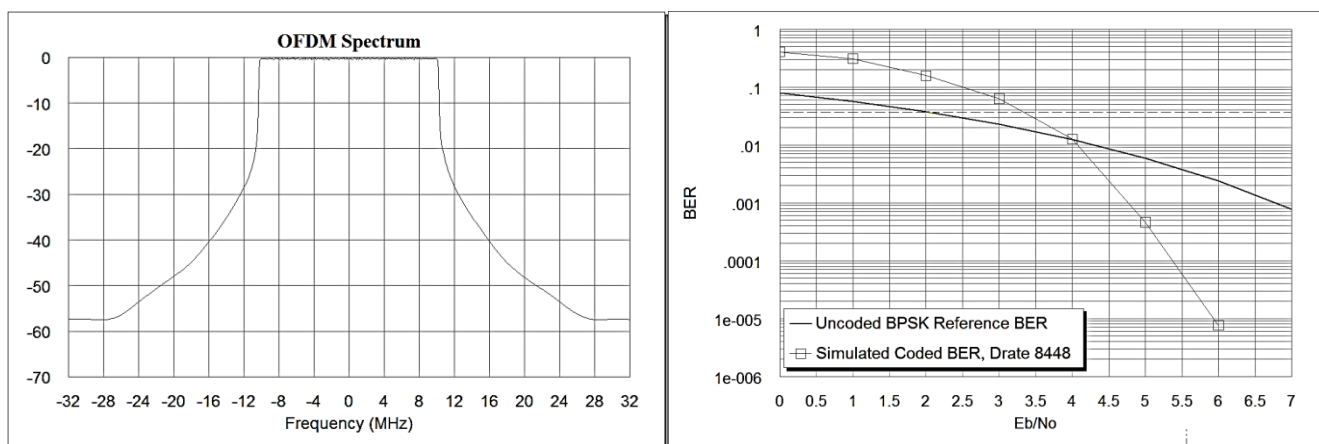


Рисунок 4.11 – Спектральная плотность мощности сигнала
и уровень битовых ошибок в канале для режима 8448

Таблица 4.8 – Параметры OFDM-сигнала со скоростью передачи 16896 кбит/с

Информационная скорость канала, кбит/с	16896
Кодирование Рида-Соломона	255,239
Свёрточное кодирование	1/2
Защитный интервал, доли от длит. симв.	1/32
Количество поднесущих частот	382
Скорость поднесущих, кбит/с	100
Количество пилот-сигналов	10
Использование ППРЧ	нет
Занимаемая полоса частот, кГц	38200

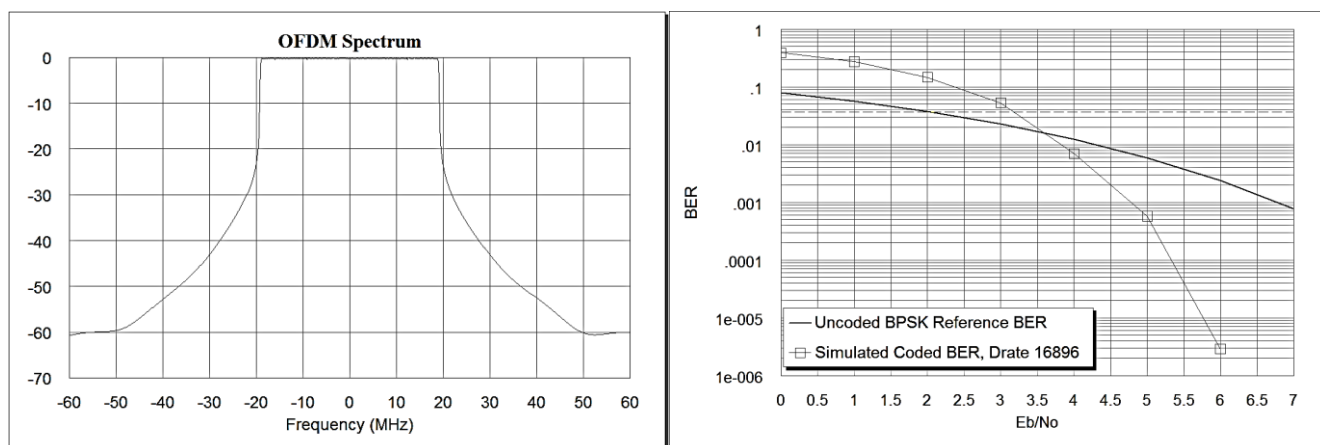


Рисунок 4.12 – Спектральная плотность мощности сигнала
и уровень битовых ошибок в канале для режима 16896

Представленные таблицами 4.3–4.8 форматы OFDM-сигнала могут изменяться программным путём в зависимости от скорости передачи 512–16896 кбит/с.

4.3 Пути повышения скорости передачи в тропосферных системах связи

В настоящее время в модемах тропосферных систем связи, выпускаемых предприятием АО «НПП Радиосвязь», используются сигналы типа частотно-временной матрицы (ЧВМ-4) со скоростью 2048 кбит/с и созвездием ФМ-4 (QPSK). Это обеспечивает четырёхкратное разнесение при одной антенне.

Для повышения скорости передачи данных в тропосфере до 8 Мбит/с необходимо отказаться от сигналов ЧВМ-4. Это позволяет увеличить длительность передаваемого символа в 4 раза, т. е. до длительности элемента ЧВМ на скорости 2048 кбит/с. Поэтому можно повысить скорость до 8 Мбит/с при тех же значениях мощности передатчика и тропосферной дисперсии фронтов символов.

Четырёхкратное пространственное разнесение можно обеспечить за счёт 2-х антенн на передающей и приёмной сторонах (каждой в отдельности). Причём каждая антенна ПРД имеет свой передатчик и излучает сигнал на своей частоте, что позволяет принять сигналы отдельно на приёмной стороне. Такое пространственно-частотное разнесение эквивалентно четырёхкратному пространственному разнесению.

Четырёхкратное пространственное разнесение можно обеспечить и при одной антенне, имеющей 2 излучателя, формирующих 2 луча каждый. Так в станции DART-T фирмы Raytheon, имеющей «главный фокус, четыре порта, линейную поляризацию, частотно-угловое разнесение» применена такая антенна TFLA фирмы Comtech [128]. Облучатели антенны разнесены горизонтально, а исключение корреляции обеспечивается отсутствием пересечения объёмов рассеяния облучателей, как показано на рисунке 4.13.

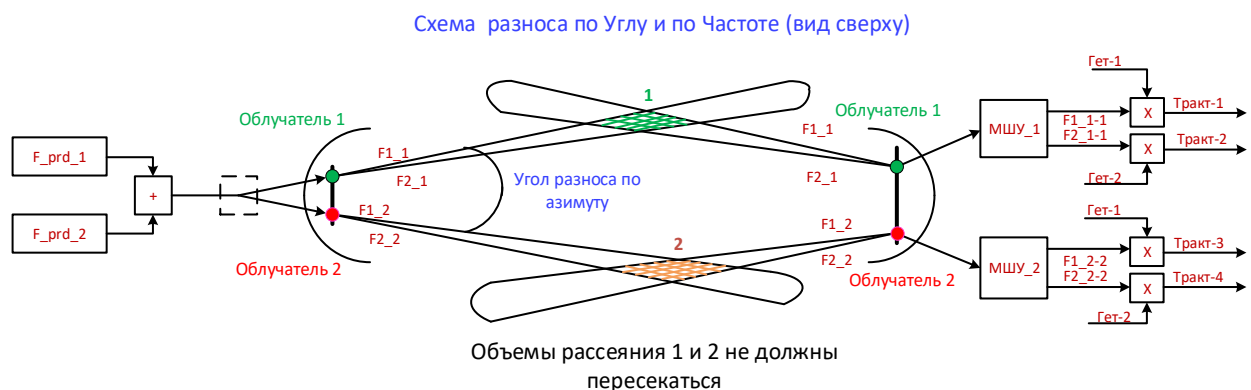


Рисунок 4.13 – Четырёхкратное разнесение
с частотно-угловым разнесением по азимуту

При частотно-угловом разнесении по азимуту угол разнесения должен быть минимально возможным. Разнесение по частоте должно быть больше интервала

корреляции по частоте. Кроме того, объёмы рассеяния не должны пересекаться, чтобы обеспечить отсутствие корреляции одинаковых частот. Это обеспечивается правильным выбором соотношения ширины диаграммы направленности и угла разнесения.

Возможен вариант четырёхкратного разнесения с частотно-угловым разнесением по углу места (рисунок 4.14) [128].

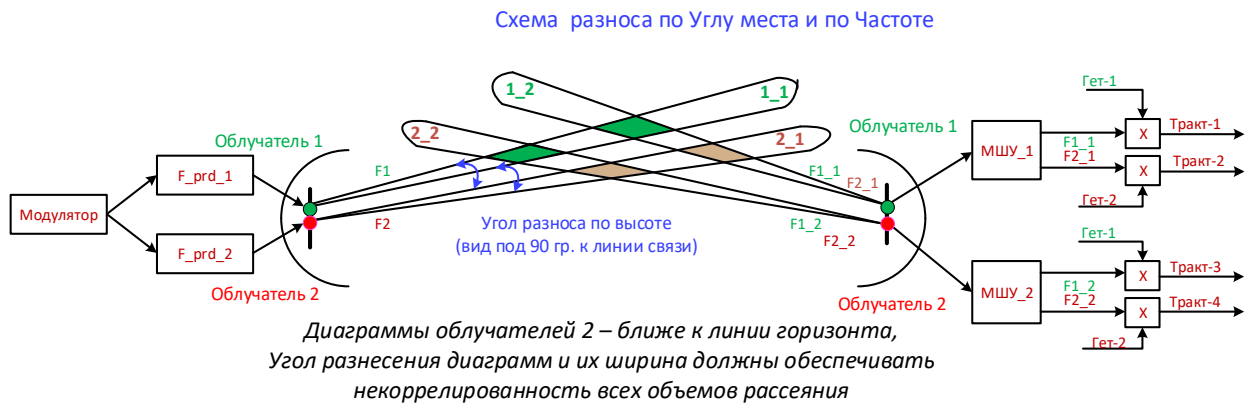


Рисунок 4.14 – Четырёхкратное разнесение
с частотно-угловым разнесением по углу места

При таком способе ПР угол разнесения должен быть минимально возможным, а диаграммы облучателей 2 ПРД и ПРМ антенн должны иметь минимальный угол относительно горизонта. Кроме того, объёмы рассеяния не должны пересекаться, чтобы обеспечить отсутствие корреляции сигналов равных частот, поступающих на разные приёмные облучатели. Это обеспечивается правильным выбором соотношения ширины диаграммы направленности и угла разнесения. Разнос по частоте может быть меньше интервала корреляции по частоте, так как каждая частота проходит через свой объём рассеяния.

Преимуществом данного способа разнесения является упрощение ПРД-тракта, так как каждый передатчик работает только на свой облучатель.

Другой вариант частотно-углового разнесения по углу места представлен схемой на рисунке 4.15. В данном случае используются все четыре объёма рассеяния. При этом возможно организовать или восьмикратное разнесение, или передачу по одной линии двух потоков информации. Это могут быть как независимые

потоки, так и исходный поток, разбитый на 2 подпотока, что позволяет повысить скорость в 2 раза, если обеспечить объединение их на приёме. Для этого требуется 4 передатчика. На рисунке 4.15.изображен вариант с двумя подпотоками.

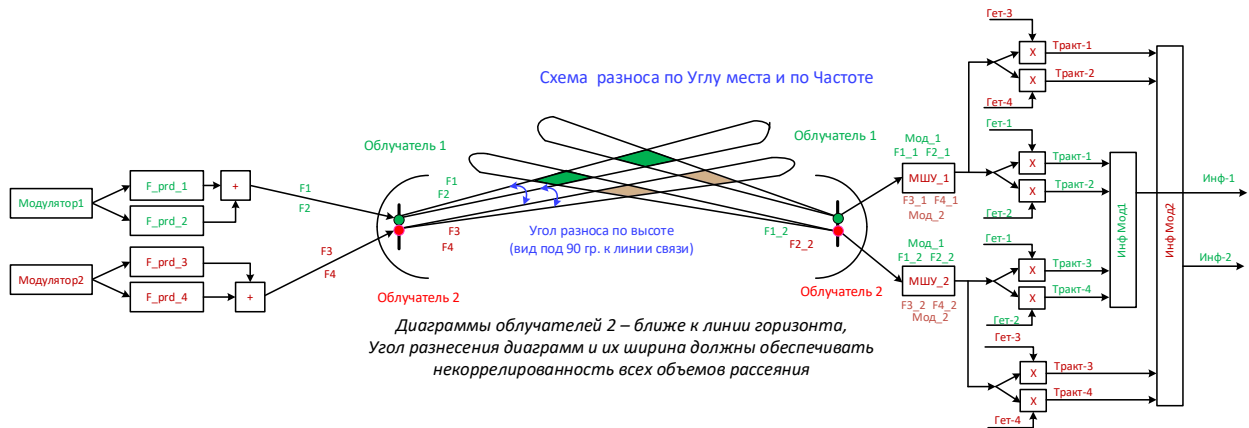


Рисунок 4.15 – Четырёхкратное разнесение
с частотно-угловым разнесением по углу места

Для увеличения длительности символа без потери энергетике необходимо применять модуляцию ФМ-4 (QPSK), что обеспечивает уменьшение ширины спектра в 2 раза по сравнению с ФМ-2 (BPSK).

Применение модуляции ФМ-8 (8PSK) позволяет ещё увеличить длительность символа в 1.5 раза по сравнению с QPSK (соответственно, и скорость до 12 Мбит/с). Однако проигрыш по энергетике составит при этом около 3.5 дБ, что приведёт к уменьшению дальности приблизительно на 20 км. Компенсировать указанный проигрыш можно за счёт увеличения мощности передатчика, если это приемлемо.

Применение модуляции QAM-16 при той же длительности символа, что и при QPSK, даёт увеличение скорости в 2 раза по сравнению с QPSK, т.е. до 16 Мбит/с, но сопряжено с ужесточением требований к линейности тракта и большим проигрышем в энергетике (4 дБ по сравнению с QPSK). Это сокращает дальность приблизительно на 24 км по сравнению с QPSK при скорости 8 Мбит/с.

Таким образом, применение сигналов с многопозиционной ФМ позволяет увеличить информационную скорость при сохранении энергетике и согласования с параметрами тропосферы. Увеличение же энергетического выигрыша возможно

за счёт перехода от свёрточного кодирования к составному (например БЧХ + LDPC). Причём необходимо использовать мощный LDPC код со скоростью кодирования, близкой к единице, чтобы не уменьшить длительность символа. Это обеспечивает энергетический выигрыш около 3 дБ и увеличение длительности символа по сравнению со свёрточным кодированием с $R=3/4$, что уменьшает размытие фронтов относительно длительности символов. При таком подходе сохраняется согласование длительности символа с параметрами тропосферы и возможность использования существующей схемы адаптивной коррекции.

Ещё один метод увеличения скорости основан на применении ШПС- OFDM-сигналов, предложенный И.Р. Сиваковым [93]. Повышение скорости достигается увеличением длительности OFDM-символов настолько, чтобы размытие фронтов за счёт тропосферы составляло небольшую долю от длительности OFDM-символов. Для снижения требований к линейности тракта предлагается полученный после ОБПФ спектр OFDM-сигнала, т.е. набор поднесущих, повторить N раз на частотной оси. При $N = 8$ нелинейность тракта на уровне 1 дБ не приводит к проигрышу в энергетике, а при $N = 16$ даже жёсткое ограничение также не приводит к проигрышу. OFDM-сигнал с QPSK модуляцией с шириной спектра 28 МГц обеспечит информационную скорость до 16 Мбит/с.

При многократном повторении комплекта поднесущих с QPSK модуляцией получается широкополосный сигнал OFDMA+QPSK, преимуществом которого являются:

- устранение межсимвольной интерференции,
- реализация многократного частотного разнесения в спектре сигнала,
- снижение требований к линейности передающего тракта.

4.4 Выводы по главе 4

1. Модемы тропосферных станций целесообразно выполнять с использованием SDR-технологий на основе перепрограммируемых цифровых систем на кристалле на базе современных мощных ПЛИС.

2. В модемах станций тропосферной связи с OFDM нецелесообразно использовать дополнительные микросхемы или системы для формирования и преобразования OFDM-сигнала, реализуя на базе ЧНК основные преобразования OFDM приёма и передачи с возможностью изменения программным путём основных параметров (количество несущих, скорость на каждой несущей, ширина спектра OFDM-сигнала, способ кодирования, скорость ППРЧ и др.).

3. Максимально возможная скорость передачи на каждой несущей OFDM-сигнала определяется максимальной дисперсией задержки канала передачи данных и допустимыми энергетическими потерями на защитный интервал.

4. Перспективным способом борьбы с замираниями в тропосферных системах связи является псевдослучайная перестройка рабочей OFDM-полосы сигнала. Для достижения максимального эффекта от ППРЧ скорость перестройки должна не менее чем на порядок превышать скорость замираний в канале (около 100 Гц).

5. Применение в тропосферных системах связи сигналов с модуляцией QPSK, 8PSK, QAM-16 позволяет увеличить информационную скорость до 8...16 Мбит/с. Проигрыш по энергетике может быть скомпенсирован за счёт применения составного кодирования вида (БЧХ + LDPC). Причём необходимо использовать мощный LDPC код со скоростью кодирования, близкой к единице, чтобы не уменьшить длительность символа. При таком подходе обеспечивается энергетический выигрыш около 3 дБ и сохраняется согласование длительности символа с параметрами тропосферы, а значит и возможность использования существующей схемы адаптивной коррекции.

6. Применение широкополосных сигналов формата OFDMA+QPSK помимо увеличения скорости обеспечивает ещё ряд преимуществ: устранение межсимвольной интерференции, реализацию многократного частотного разнесения, снижение требований к линейности передающего тракта.

ГЛАВА 5. ПРИМЕНЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ В АППАРАТУРЕ СТАНЦИЙ СПУТНИКОВОЙ И ТРОПОСФЕРНОЙ РАДИОСВЯЗИ

Эта глава посвящена экспериментальному исследованию модемов спутниковых и тропосферных станций, разрабатываемых предприятием АО «НПП Радиосвязь», в которых использованы результаты диссертационных исследований автора. В разделе 5.1 приведены результаты моделирования канала радиосвязи с учётом фазовых шумов гетеродина, на основе которых предложены рекомендуемые нормы фазовых шумов для спутниковых и тропосферных систем связи с различными сигналами. Раздел 5.2 посвящён описанию методики и анализу результатов натурных трассовых испытаний цифровых тропосферных станций связи производства АО «НПП «Радиосвязь», разработанных при непосредственном участии автора.

5.1 Моделирование канала радиосвязи с учётом фазового шума гетеродина

Важным фактором, влияющим на достоверность приёма информации, является уровень фазовых шумов гетеродинов (качество несущей частоты). Качество несущей регламентируется, например, в стандарте IESS-309[92], где гарантируется нормальный приём для скоростей 64...2048 кбит/с в режиме ФТ-4 (рисунок 5.1).

С использованием программного обеспечения AWR было произведено моделирование, в котором рассчитывался уровень ошибок (BER) в каналах с фазовыми шумами по IESS-309 и с идеальной несущей (без фазовых шумов). Также на графиках приведён теоретический уровень ошибок для модуляции ФТ-4 (пунктирная кривая). При моделировании символьная скорость полагалась в два раза выше информационной с учётом кодирования. По сравнению со стандартом IESS-309 дополнительно учитывалось значение шумов для отстройки 10 МГц, оказывающее заметное влияние на уровень ошибок для скоростей выше 1 Мбит/с (таблица 5.1).

TRANSMIT EARTH STATION CONTINUOUS
SINGLE SIDEBAND PHASE NOISE REQUIREMENT

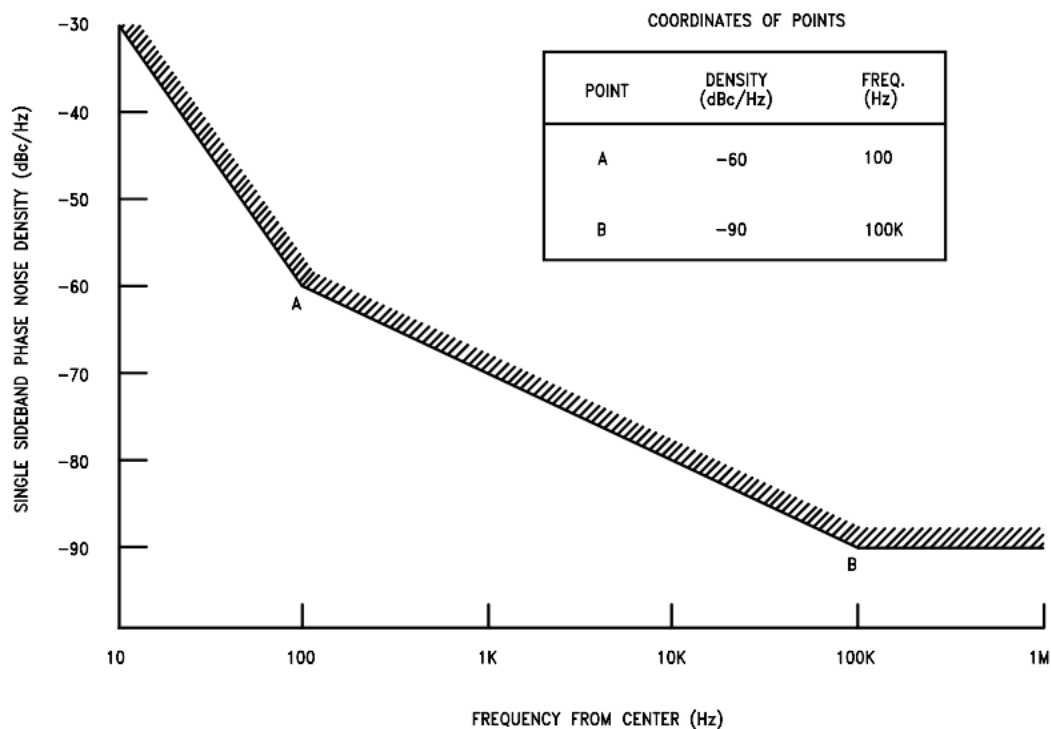


Рисунок 5.1 – Уровень фазовых шумов несущей по стандарту IESS-309

Таблица 5.1 – Уровень фазовых шумов

<i>Hz</i>	<i>dBc/Hz</i>
10	-30
10^2	-60
10^3	-70
10^4	-80
10^5	-90
10^6	-90
10^7	-100

Как видно из результатов моделирования (рисунки 5.2, 5.3), для скоростей 64...2048 кбит/с в режиме ФТ-4 фазовые шумы, оговорённые в стандарте IESS-309, практически не оказывают влияния на достоверность приёма.

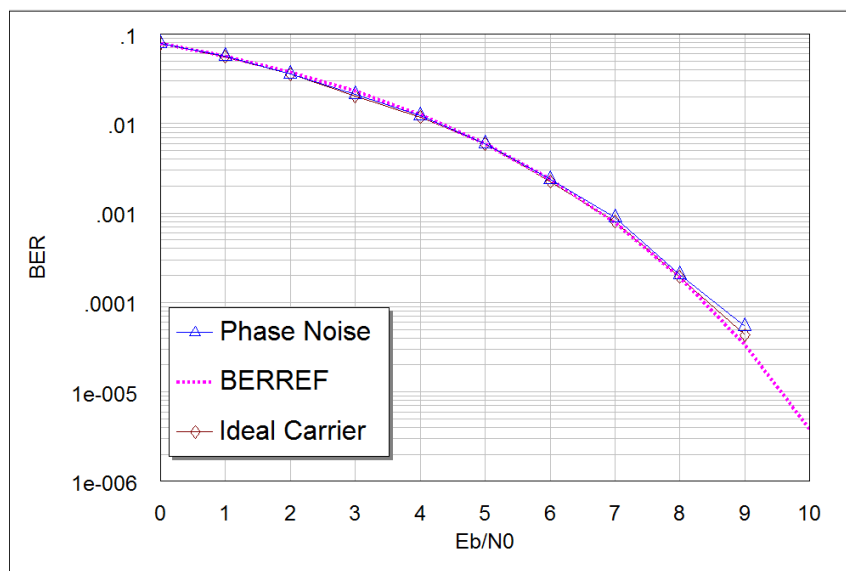


Рисунок 5.2 – BER для ФТ-4: информационная скорость 64 кбит/с,
фазовые шумы по таблице 5.1

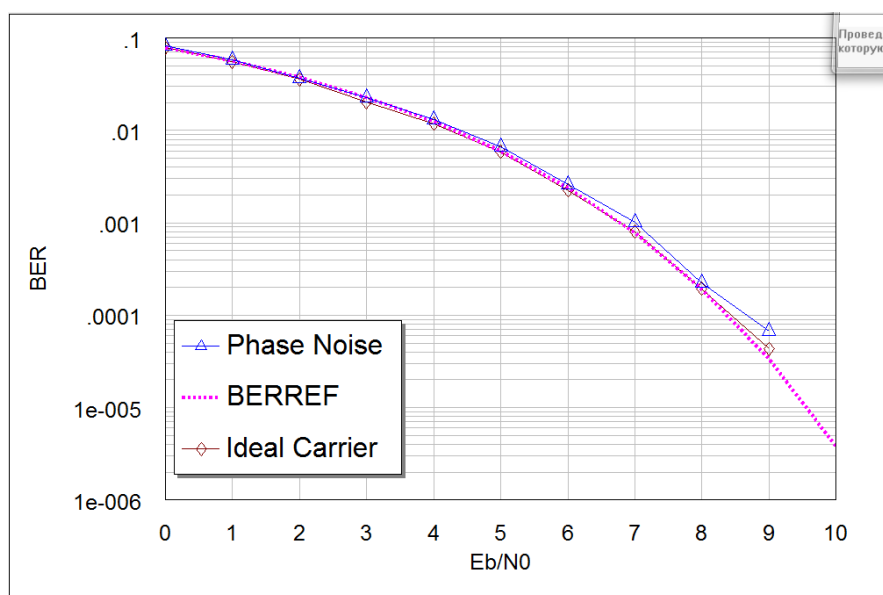


Рисунок 5.3 – BER для ФТ-4: информационная скорость 2048 кбит/с,
фазовые шумы по таблице 5.1

В системах спутниковой связи ЕССС-2 используется сигнал с модуляцией ФМ-2 и информационной скоростью 1,2 кбит/с. Результаты моделирования для этого случая приведены на рисунке 5.4.

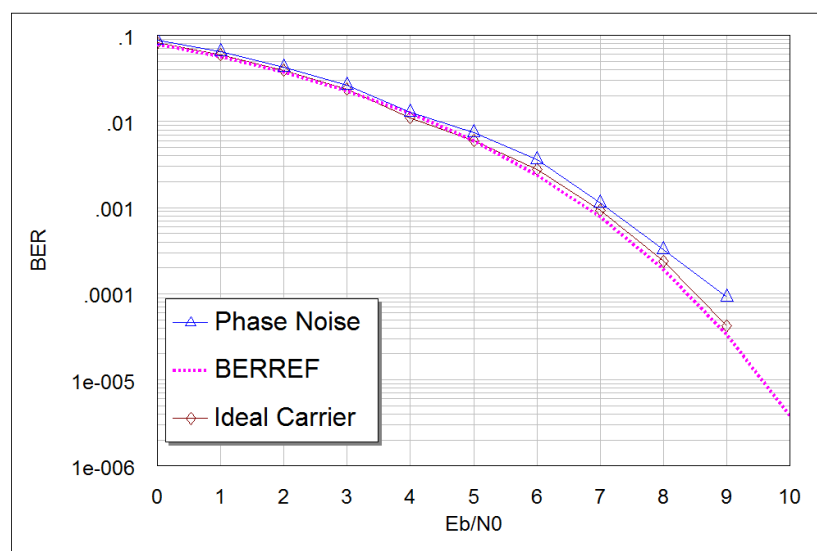


Рисунок 5.4 – BER для ФТ-2: информационная скорость 1,2 кбит/с,
фазовые шумы по таблице 5.1

Как видно из рисунка, для данной скорости фазовые шумы вносят незначительные ухудшения в энергетику (0,1–0,3 дБ). Это может быть исправлено предъявлением более жёстких требований к уровню фазовых шумов на частоте 10 Гц (на 7–10 дБ относительно стандарта IESS-309). Для примера на рисунке 5.5 приведён график зависимости BER от отношения сигнал/шум для сигнала ФТ-4 с информационной скоростью 1,2 кбит/с, из которого видно, что снижение помехоустойчивости в этом случае весьма значительное (до 3 дБ).

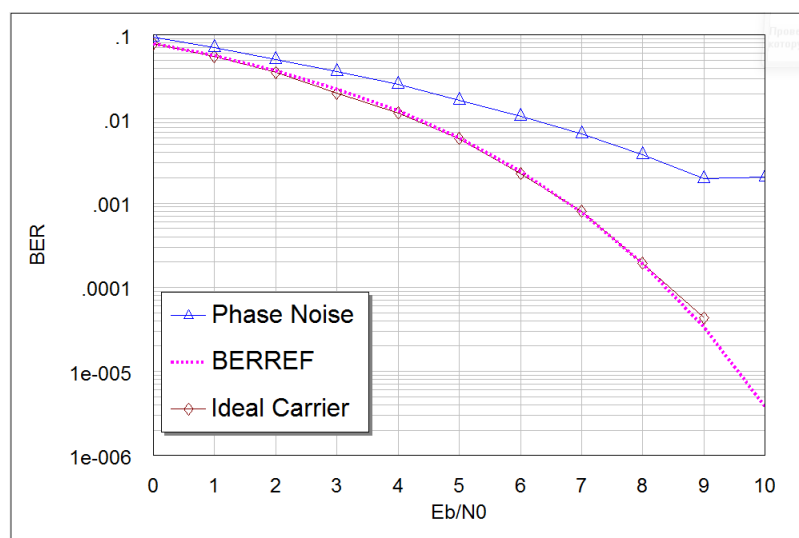


Рисунок 5.5 – BER для ФТ-4: информационная скорость 1,2 кбит/с,
фазовые шумы по таблице 5.1

На рисунке 5.6 приведены зависимости BER от отношения сигнал/шум для сигнала с модуляцией ФТ-2 и информационной скоростью 10 Мбит/с (символьная скорость 20 Мбит/с).

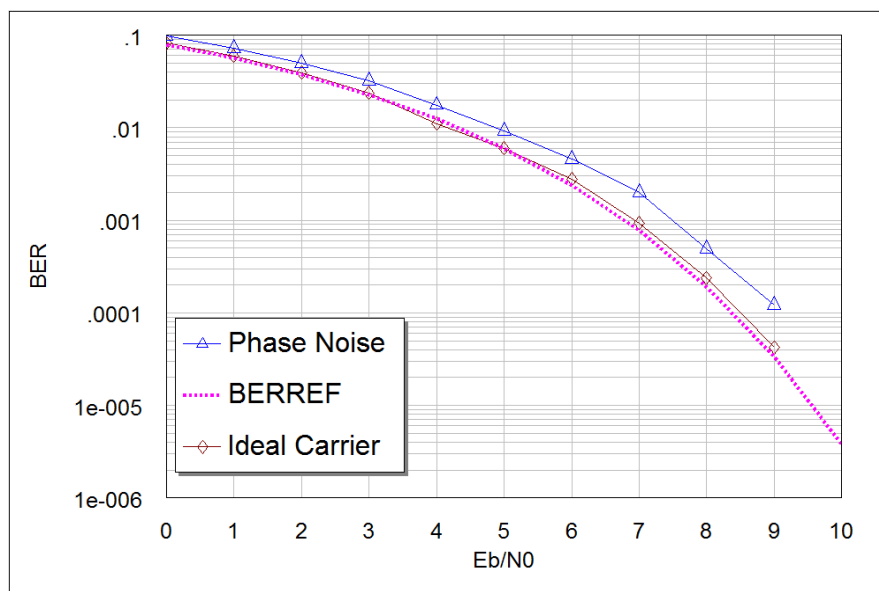


Рисунок 5.6 – BER для ФТ-2: информационная скорость 10 Мбит/с, фазовые шумы по таблице 5.1

Как видно из рисунка, для данной скорости фазовые шумы вносят ухудшения в энергетику 0,5–1 дБ. Это связано с тем, что при скорости 10 Мбит/с и выше заметное влияние оказывают спектральные составляющие фазовых шумов в частотной области выше 10 МГц. В этих условиях необходимо ужесточить требования, регламентировав уровень фазового шума при частотной отстройке 50 МГц (таблица 5.2).

Таблица 5.2 – Уровень фазовых шумов

Hz	<i>dBc/Hz</i>
10	-37
10^2	-60
10^3	-70
10^4	-80
10^5	-90
10^6	-90
10^7	-100
$5 \cdot 10^7$	-115

На рисунках 5.7, 5.8 приведены зависимости BER от отношения сигнал/шум для сигналов ФТ-2 и ФТ-4 при информационной скорости 10 Мбит/с (символьная скорость 20 Мбит/с) и уровне фазового шума, соответствующем таблице 5.2.

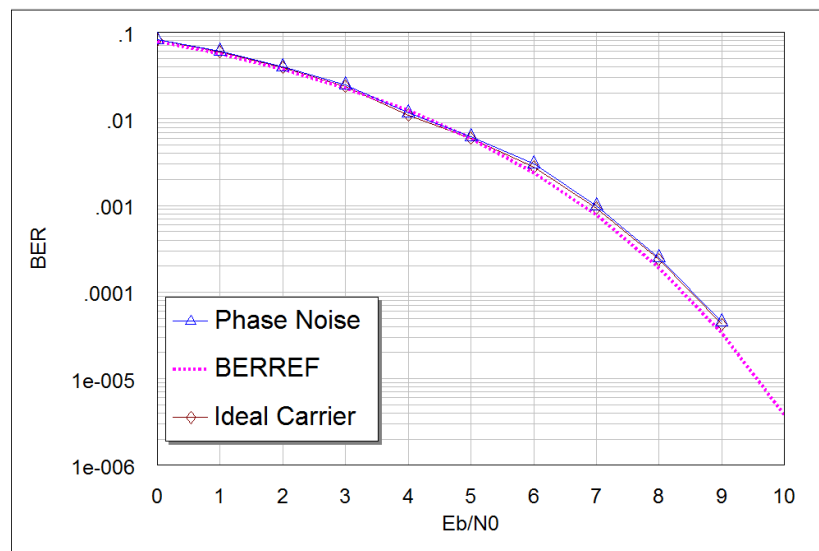


Рисунок 5.7 – BER для ФТ-2: информационная скорость 10 Мбит/с, фазовые шумы по таблице 5.2

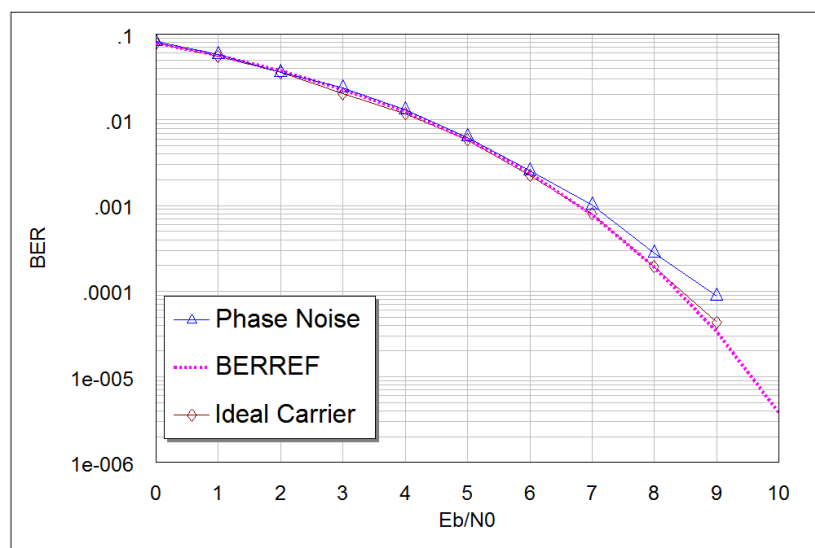


Рисунок 5.8 – BER для ФТ-4: информационная скорость 10 Мбит/с, фазовые шумы по таблице 5.2

Как видно из рисунков, для указанных условий снижение помехоустойчивости из-за фазовых шумов весьма незначительное (менее 0,5 дБ).

Поскольку при скорости передачи менее 2 Мбит/с нецелесообразно применять виды модуляции ФМ-8, АФМ-16 (16APSK), АФМ-32 (32APSK), при моделировании рассматривались скорости передачи свыше 2 Мбит/с.

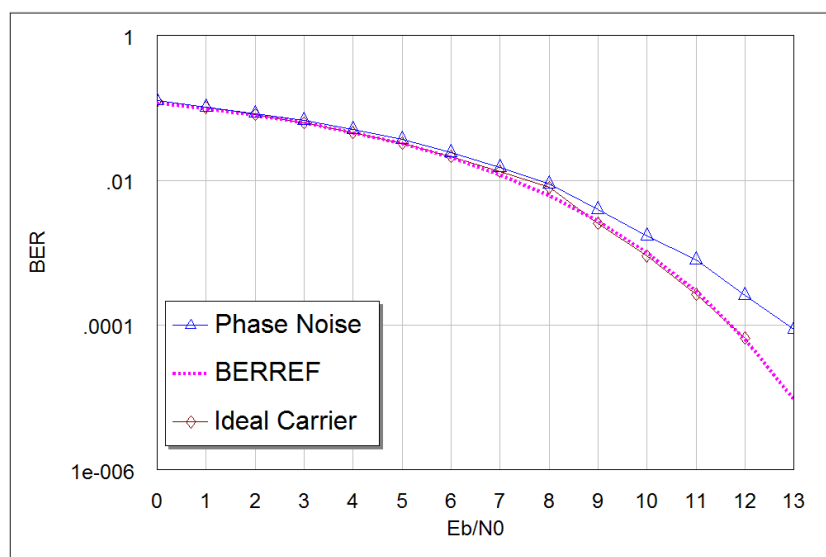


Рисунок 5.9 – BER для ФТ-8: информационная скорость 4 Мбит/с, фазовые шумы по таблице 5.2

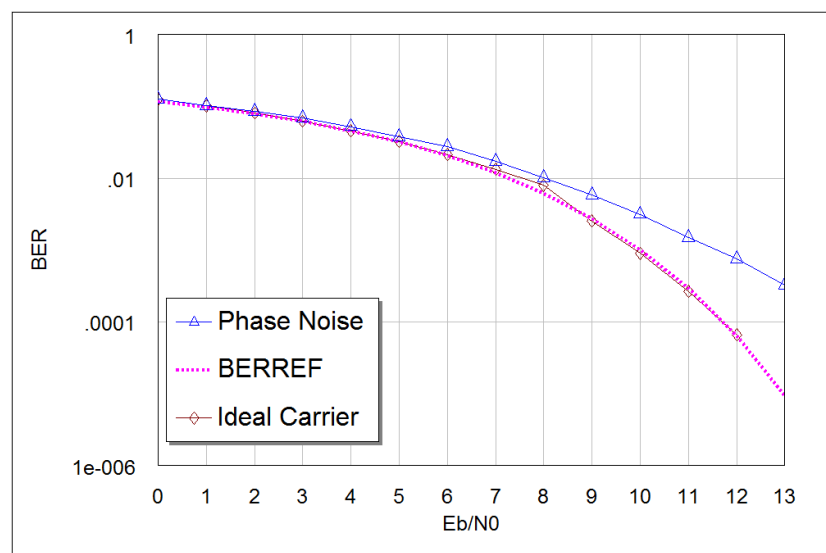


Рисунок 5.10 – BER для ФТ-8: информационная скорость 20 Мбит/с, фазовые шумы по таблице 5.2

Как видно из рисунков 5.9, 5.10, при модуляции ФТ-8 и скорости передачи выше 4 Мбит/с требования таблицы 5.2 к уровню фазовых шумов недостаточны – энергетические потери до 2 дБ. При модуляции ФТ-8 и скоростях 4–20 Мбит/с ширина спектра сигнала составит 2,5–13,5 МГц, т. е. основное влияние оказывают фазовые шумы при отстройках 1–8 МГц. Тем не менее, целесообразно ужесточить требования к шумам и при других частотных отстройках в соответствии с таблицей 5.3.

Таблица 5.3 – Уровень фазовых шумов

<i>Hz</i>	<i>dBc/Hz</i>
10	-47
10^2	-70
10^3	-80
10^4	-90
10^5	-100
10^6	-100
10^7	-110
$5 \cdot 10^7$	-125

Результаты моделирования, представленные на рисунке 5.11, свидетельствуют о том, что энергетические потери в этих условиях составляют менее 0,5 дБ.

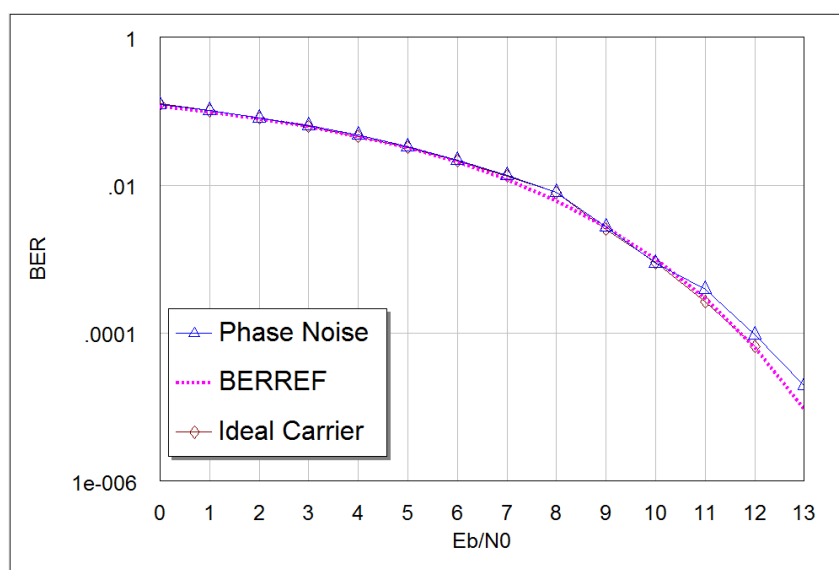


Рисунок 5.11 – BER для ФТ-8: информационная скорость 20 Мбит/с, фазовые шумы по таблице 5.3

Ввиду отсутствия в среде AWR такого вида модуляции как APSK, для оценки влияния фазовых шумов во время моделирования использовалась модуляция QAM-16 вместо 16APSK и QAM-32 вместо 32APSK. Также для оценки влияния фазовых шумов на качество 32APSK использовалась модуляция ФТ-16, имеющая такое же фазовое расстояние между кодовыми позициями.

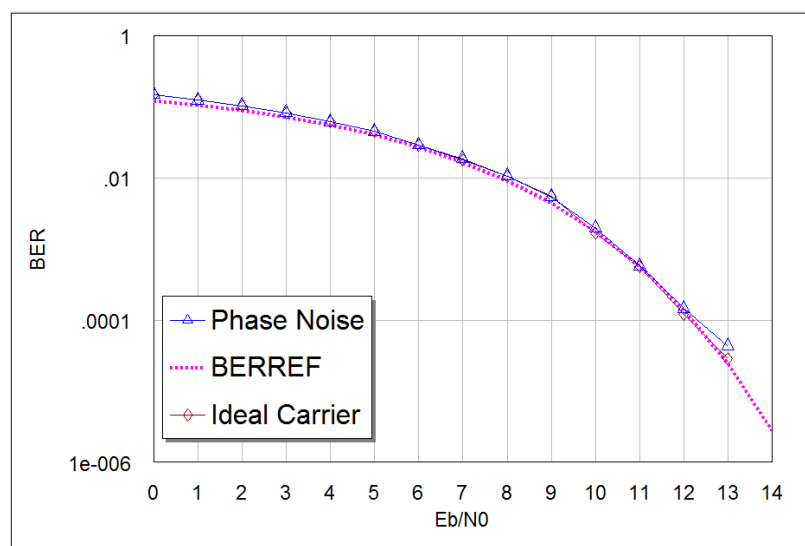


Рисунок 5.12 – BER для QAM-16: информационная скорость 30 Мбит/с, фазовые шумы по таблице 5.3

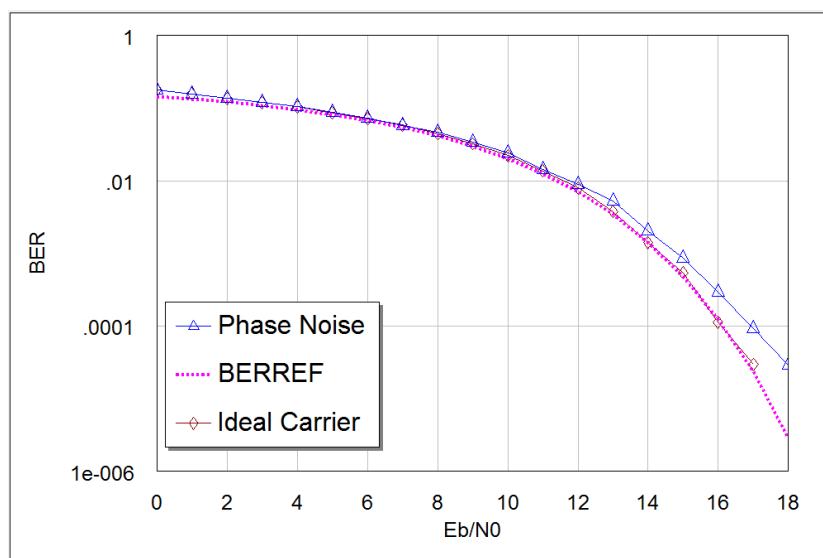


Рисунок 5.13 – BER для ФТ-16: информационная скорость 28 Мбит/с, фазовые шумы по таблице 5.3

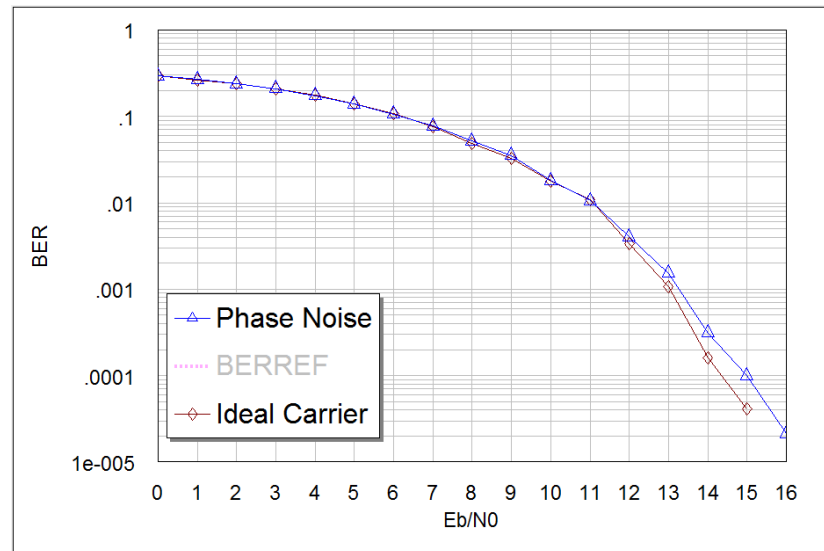


Рисунок 5.14 – BER для QAM-32: информационная скорость 56 Мбит/с, фазовые шумы по таблице 5.3

Анализ результатов моделирования, представленных на рисунках 5.12, 5.13, свидетельствует о том, что фазовые шумы с уровнем, указанным в таблице 5.3, не окажут критического влияния на BER при модуляции 16APSK. В то же время при модуляции 32APSK необходимы ещё более жёсткие требования к уровню фазовых шумов. В таблице 5.4 приведены рекомендуемые нормы к уровню фазовых шумов при модуляции 32APSK и скорости 16–56 Мбит/с.

Таблица 5.4 – Уровень фазовых шумов

Hz	dBc/Hz
10	-57
10^2	-80
10^3	-90
10^4	-100
10^5	-110
10^6	-110
10^7	-120
$5 \cdot 10^7$	-135

Как видно из рисунков 5.15, 5.16, при удовлетворении требований таблицы 5.4 к уровню фазовых шумов энергетические потери при модуляции 16APSK и 32APSK и скорости 28–56 Мбит/с пренебрежимо малы.

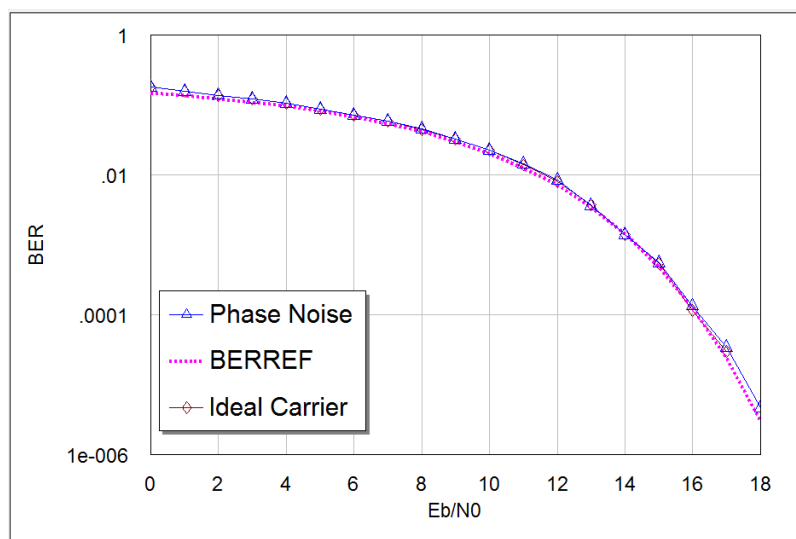


Рисунок 5.15 – BER для ФТ-16: информационная скорость 28 Мбит/с, фазовые шумы по таблице 5.4

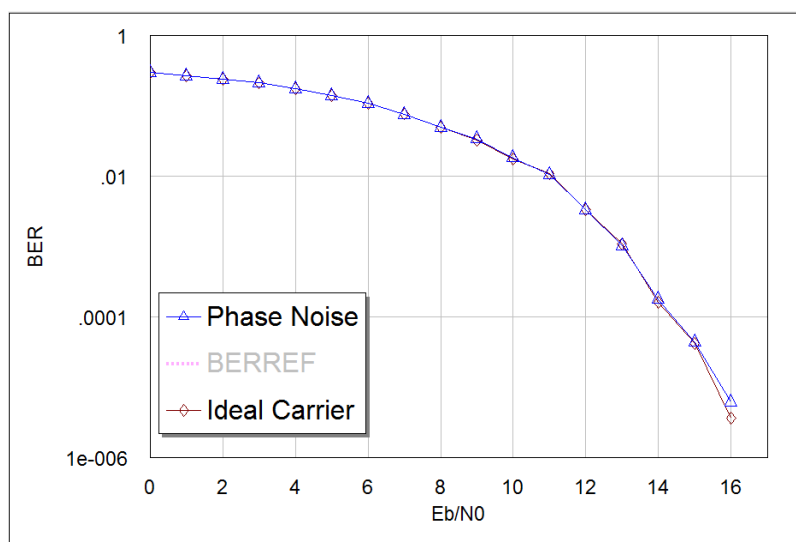


Рисунок 5.16 – BER для QAM-32: информационная скорость 56 Мбит/с, фазовые шумы по таблице 5.4

Для сравнения на рисунке 5.17 показана зависимость BER от отношения сигнал/шум для ФТ-16 при информационной скорости 28 Мбит/с и фазовых шумах гетеродинов, не превышающих норм IESS-309. Как видно из рисунка, для указанных условий требования регламента IESS-309 к уровню фазовых шумов явно недопустимы – энергетические потери более 10 дБ.

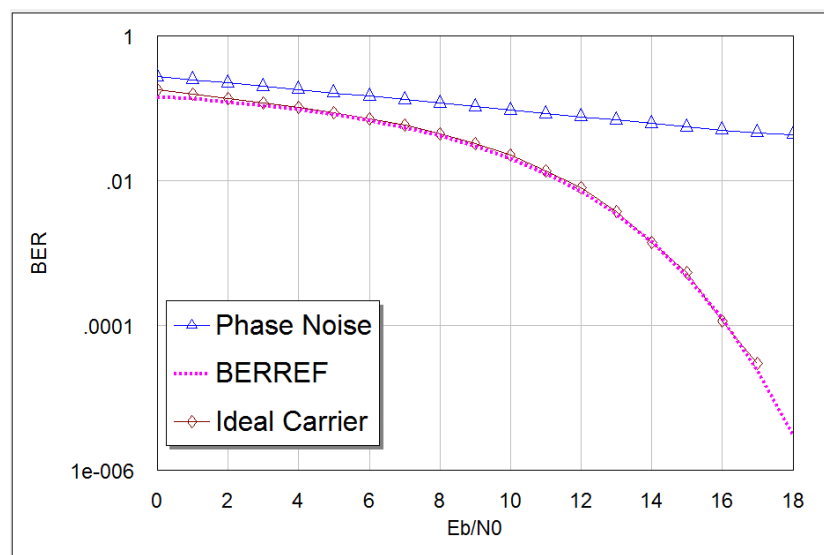


Рисунок 5.17 – BER для ФТ-16: информационная скорость 28 Мбит/с,
фазовые шумы по IESS-309

Рекомендуемые нормы фазовых шумов, предлагаемые на основе результатов моделирования, для сигналов с различными видами модуляции приведены в итоговой таблице 5.5.

Таблица 5.5 – Рекомендуемые нормы фазовых шумов

Отстройка от несущей, Гц	IESS- 309	ФМ-2, ФМ-4 64...2048 кбит/с	ФМ-2 1,2...10000 кбит/с ФМ-4 64...20000 кбит/с	ФМ-8 4...20 Мбит/с	16APSK 8...30 Мбит/с	32APSK 16...56 Мбит/с
Уровень фазовых шумов, дБс/Гц						
10	-30	-30	-37	-47	-52	-57
10^2	-60	-60	-60	-70	-75	-80
10^3	-70	-70	-70	-80	-85	-90
10^4	-80	-80	-80	-90	-95	-100
10^5	-90	-90	-90	-100	-105	-110
10^6	-90	-90	-90	-100	-105	-110
10^7		-100	-100	-110	-115	-120
$5 \cdot 10^7$			-115	-125	-130	-135

5.2 Экспериментальное исследование станций тропосферных систем связи

На протяжении последних десяти лет проведено несколько десятков натурных трассовых испытаний цифровых тропосферных станций связи производства АО «НПП «Радиосвязь», модемы для которых разрабатывались при непосредственном участии автора с использованием результатов его диссертационных исследований. Испытания проводились на реальных тропосферных радиолиниях в различных климатических зонах от Красноярского края до Мурманской области. В этом разделе приведены основные результаты испытаний тропосферных станций связи.

5.2.1 Натурные трассовые испытания цифровых тропосферных станций связи

Во время испытаний на реальных тропосферных радиолиниях испытывались различные виды сигналов: ФМ-2, ФМ-4, OFDM и др. В ходе испытаний были проведены измерения достоверности передачи информации на скоростях от 64 до 4096 кбит/с со свёрточным кодом и турбо кодом. Результаты испытаний свидетельствуют о том, что при ухудшении условий тропосферного прохождения в режимах со свёрточным кодом характер появления ошибок был линейным, в то время как в режимах с турбо кодом ошибки появлялись блоками. Пример распределения достоверности приёма информации во времени (в процентах) для одной из трасс приведён на рисунке 5.18: для скорости 64 кбит/с – левый рисунок и 512 кбит/с – правый рисунок.

Особенности кодирования проявляются в том, что в отличие от свёрточного кода в режимах с турбо кодом при наличии глубоких быстрых замираний, обусловленных тропосферными флуктуациями, при потере одного компонента кода теряется весь информационный блок, а в остальных случаях происходит полная коррекция ошибок. В целом с применением турбо кода достигнуты положительные результаты в повышении достоверности передачи информации. Однако применение сигналов с ТК в тропосферных станциях требует использования дополнительных методов обработки сигнала, позволяющих уменьшить количество ошибок или потерянных блоков информации.

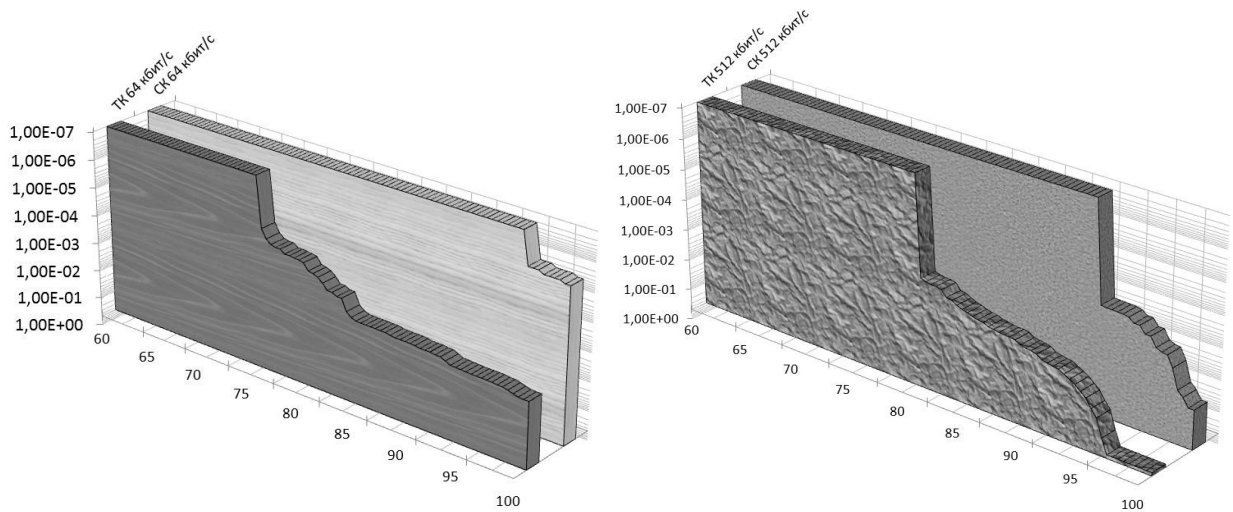


Рисунок 5.18 – Распределение достоверности приёма информации во времени (в процентах)

Сравнение результатов испытаний с различными способами разнесения сигнала на скоростях от 64 до 4096 кбит/с показало, что наиболее эффективным для получения высокой достоверности связи является применение пространственного разнесения сигнала. Но для тропосферных станций связи, конструктивно выполненных с одним антенным постом, пространственное разнесение сигнала невозможно. Исследования показали, что способ разнесения с использованием частотно-временной матрицы выигрывает по сравнению с другими способами разнесения сигнала, в том числе и способом зондирования тропосферы с выбором оптимальной частоты.

В ходе испытаний с OFDM-сигналами на низких скоростях передачи данных с рабочей полосой частот 2 МГц и ниже установлено, что применение OFDM без ППРЧ не целесообразно в связи с замираниями практически всей рабочей полосе частот [85].

В результате многочисленных испытаний опытных образцов и серийной аппаратуры тропосферной связи был наработан большой практический опыт по использованию различных видов сигналов и методов их обработки. Это позволило выбрать оптимальные решения для построения серийных станций связи как в интересах Вооружённых Сил Российской Федерации, так и для гражданского применения.

К числу наиболее перспективных для развития тропосферной связи направлений следует отнести: интеграцию турбо кодирования с другими методами обработки сигналов с целью увеличения достоверности при быстрых замираниях; применение OFDM-сигналов с использованием ППРЧ, а также более сложных видов модуляции (8PSK, QAM); применение различных видов перемежения.

5.2.2 Натурные трассовые испытания опытных образцов станций «Судоку» и «Судогда» в режиме тропосферной загоризонтной связи

Испытания проходили в период с 03 по 07 июля 2014 года. Испытаниям подвергались опытные образцы станции «Судоку» и интегральной релейно-тропосферной станции, входящей в состав комплекса «Судогда». Целью испытаний являлся сравнительный анализ запаса энергетики новых режимов работы. Испытания проводились в реальной тропосферной радиолинии протяжённостью 140 км: станция «Судоку» – точка КР (г. Красноярск, АО «НПП «Радиосвязь», площадка №4); станция «Судогда» – точка 140 (на 190 км дороги к п. Новоселово, н.п. Ямская).

Рабочие частоты передачи и приёма составили 4950 и 4450 МГц соответственно.

В ходе испытаний была установлена связь в режиме работы ЧВМ-4 на скоростях 64, 256, 512 и 2048 кбит/с. На скорости 2048 кбит/с организована видеоконференцсвязь с помощью технологических ноутбуков, подключённых к выходу Ethernet приборов И248БМ, и программного обеспечения Communication Services (триал-версия). Был проведён сеанс связи длительностью 3 часа 40 минут. При этом обрывов связи не было, изображение качественное, артефактов не наблюдалось. Работа осуществлялась с использованием максимальной мощности передатчиков.

Проверка эффективности свёрточного кодирования и турбо кодирования осуществлялась на скорости 256 кбит/с. При работе с максимальной мощностью передатчиков 93 Вт ошибки не фиксировались, поэтому работу проводили на мощности 14 Вт. Измерение достоверности проводилось с помощью прибора А365, подключённого к цифровому каналу по стыку HDB-3. Результаты измерения для разных режимов работы приведены в таблице 5.6.

Таблица 5.6 – Эффективность режимов работы

Режим работы	Ошибки/мин	Достоверность
ЧВМ-4, СК	4250	2,7Е-04
ЧВМ-4, СК с новыми синхровставками	15000	9,7Е-04
ЧВМ-4, ТК	14000	9,1Е-04
ЧВМ-4, ТК укороченный	14500	9,4Е-04

В режимах со свёрточным кодированием ошибки проходили часто и небольшими пакетами, а в режимах с ТК ошибки возникали редко, но большими пакетами.

При снижении мощности до 5 Вт (по ПАУ) достоверность приёма во всех указанных режимах оказывалась недопустимо низкой.

Результаты исследования новых режимов работы прибора И248БМ приведены в таблице 5.7.

Таблица 5.7 – Эффективность новых режимов работы прибора И248БМ

Режим работы	Мощность	Ошибки/мин	Достоверность
2048 кбит/с, ЧВМ-4, СК	93 Вт	0	-
	23 Вт	12000	1,0Е-04
2048 кбит/с, ЧР-1, СК	93 Вт	5419	4,4Е-05
	66 Вт	87700	7,1Е-04
4096 кбит/с, ЧР-1, СК	93 Вт	Нет связи, захват ПЧ	-
2048 кбит/с, ЧР-2, СК	93 Вт	2200000	1,8Е-02
2048 кбит/с, ШПС, СК	93 Вт	92000, обрыв связи через 2 мин.	7,5Е-04
	60 Вт		

Результаты измерений достоверности в режиме ЧВМ-4 при скорости передачи 2048 кбит/с приведены в таблицах 5.8 и 5.9. Измерения проводились пятиминутными сеансами, по окончании которых фиксировались ошибки.

Таблица 5.8 – Результаты измерений достоверности в режиме ЧВМ-4

Точка КР (пл. № 4 Красноярск)				Станция «Судокү»		
Вид сигнала:		2048 ЧВМ-4		Частота ПРД:		4950 МГц
Номер плана ЧВМ ПРМ:		9		Частота ПРМ:		4450 МГц
Номер плана ЧВМ ПРД:		2				
Вид стыка:		HDB-3				
Время мест-ное	Интер-вал изм., мин	Скорость информ., кбит/с	Кол-во оши-бок	Достовер-ность	Выходная мощ-ность ПРД «Судо-гда», Вт	Состоя-ние атмо-сферы
10:19	0	2048	0	0,00E+00	93 Вт (Атт =0)	Ясно
10:20	1	2048	2470	2,01E-05		
10:21	1	2048	18375	1,29E-04		
10:22	1	2048	18978	4,90E-06		
10:23	1	2048	19082	8,46E-07		
10:24	1	2048	19770	5,60E-06		
10:25	1	2048	22485	2,21E-05		
10:26	1	2048	22809	2,63E-06		
10:27	1	2048	22979	1,38E-06		
10:28	1	2048	23015	2,93E-07		
10:29	1	2048	23320	2,48E-06		
10:30	1	2048	23385	5,29E-07		
10:32	2	2048	24255	3,54E-06		
10:35	3	2048	24782	1,43E-06		
10:37	2	2048	24782	0,00E+00		
10:40	3	2048	24793	2,98E-08		
10:42	2	2048	24793	0,00E+00		
10:45	3	2048	24813	5,42E-08		
10:47	2	2048	24816	1,22E-08		
10:53	6	2048	24833	2,30E-08		
11:00	7	2048	24833	0,00E+00		
Итог:	41	2048	24833	4,93E-06		
11:07	0	2048	0	0,00E+00	24 Вт (Атт =12)	Ясно
11:08	1	2048	1680	1,37E-05		
11:09	1	2048	2307	5,10E-06		
11:10	1	2048	2524	1,76E-06		
11:11	1	2048	2528	3,25E-08		
11:12	1	2048	2624	7,81E-07		
11:13	1	2048	2918	2,39E-06		
11:14	1	2048	3909	8,06E-06		
11:15	1	2048	7130	2,62E-05		
11:16	1	2048	7152	1,79E-07		
11:17	1	2048	7914	6,20E-06		
11:18	1	2048	9750	1,49E-05		
11:20	2	2048	10054	1,24E-06		
11:21	1	2048	10401	2,82E-06		

11:22	1	2048	14176	3,07E-05		
11:23	1	2048	14932	6,15E-06		
11:24	1	2048	15015	6,75E-07		
11:25	1	2048	15996	7,98E-06		
11:30	5	2048	20517	7,35E-06		
11:35	5	2048	48600	4,57E-05		
11:40	5	2048	69222	3,35E-05		
11:47	7	2048	106457	4,33E-05		
11:49	2	2048	111041	1,86E-05		
11:50	1	2048	155155	3,59E-04		
Итог:	43	2048	155155	2,93E-05		

Таблица 5.9 – Результаты измерений достоверности в режиме ЧВМ-4

<u>Точка 140 (н.п. Ямская)</u>				<u>Станция «Судогда»</u>		
Вид сигнала:		2048 ЧВМ-4		Частота ПРД:		4450 МГц
Номер плана ЧВМ ПРМ:		2		Частота ПРМ:		4950 МГц
Номер плана ЧВМ ПРД:		9				
Вид стыка:		HDB-3				
Время местное	Интервал изм., мин	Скорость информ., кбит/с	Кол-во ошибок	Достоверность	Выходная мощность ПРД «Судоку», Вт	Состояние атмосферы
10:30	0	2048	0	0,00E+00	102 Вт (Атт =0)	Ясно
10:35	5	2048	169882	2,76E-04		
10:40	5	2048	10367	1,69E-05		
10:45	5	2048	4126	6,71E-06		
10:50	5	2048	79	1,29E-07		
10:55	5	2048	256	4,17E-07		
11:00	5	2048	23	3,74E-08		
11:05	5	2048	3	4,88E-09		
11:10	5	2048	161	2,62E-07		
Итог:	40	2048	184897	3,76E-05		
11:10	0	2048	0	0,00E+00	30 Вт (Атт =9)	Ясно
11:15	5	2048	164336	2,67E-04		
11:20	5	2048	982522	1,60E-03		
11:25	5	2048	1679636	2,73E-03		
11:30	5	2048	1015141	1,65E-03		
11:35	5	2048	1704725	2,77E-03		
11:40	5	2048	347387	5,65E-04		
11:45	5	2048	288174	4,69E-04		
11:50	5	2048	1031210	1,68E-03		
11:55	5	2048	1041763	1,70E-03		
Итог:	45	2048	8254894	1,49E-03		

Как свидетельствуют результаты измерений, при работе с максимальной мощностью (93 и 102 Вт соответственно для станций «Судогда» и «Судоку») в

дневное время суток при благоприятных погодных условиях по всей трассе достоверность канала при информационной скорости 2048 кбит/с в среднем составляет около $3 \cdot 10^{-5}$.

5.2.3 Натурные трассовые испытания модема для тропосферной линии 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 (см. п. 5.2.2). Рабочие частоты передачи и приёма составили 4950 и 4450 МГц соответственно.

Параметры использованных сигналов и алгоритмов:

- вид модуляции – BPSK, SR-FQPSK;
- 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 были проведены измерения вероятности ошибки на бит и потерь пакетов, а также максимальной скорости передачи данных. Результаты измерения приведены в таблице 5.10 и на рисунке 5.19. Вероятность ошибки на бит измерялась приборами Беркут-ЕТ и МАКС-ЕМ0.

Таблица 5.10 – Результаты испытаний модема для тропосферной линии связи

№ изм.	Время суток	Макс рабочая скорость	BER ближ -> дал дал -> ближ, потери пакетов	ОСШ сред- нее ближ -> дал дал -> ближ	Погода ближ. точка	Погода дал. точка
1	21:00	11,6 Мбит/с	$<10^{-9}$	0 дБ	дождь	ливень
2	22:00	11,6 Мбит/с	$<10^{-9}$ $<10^{-7}$	0 дБ	дождь	дождь
3	22:30	5,8 Мбит/с	$<10^{-9}$	-5 дБ	дождь	дождь
4	23:00	5,8 Мбит/с	$<5*10^{-9}$	-2 дБ -3 дБ	дождь	дождь
5	23:10	11,6 Мбит/с	$<10^{-9}$ $<10^{-3}$	0 дБ -3 дБ	дождь	дождь
6	23:40	2,9 Мбит/с	$<5*10^{-9}$ $<10^{-6}$	-5 дБ -7 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 -3 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

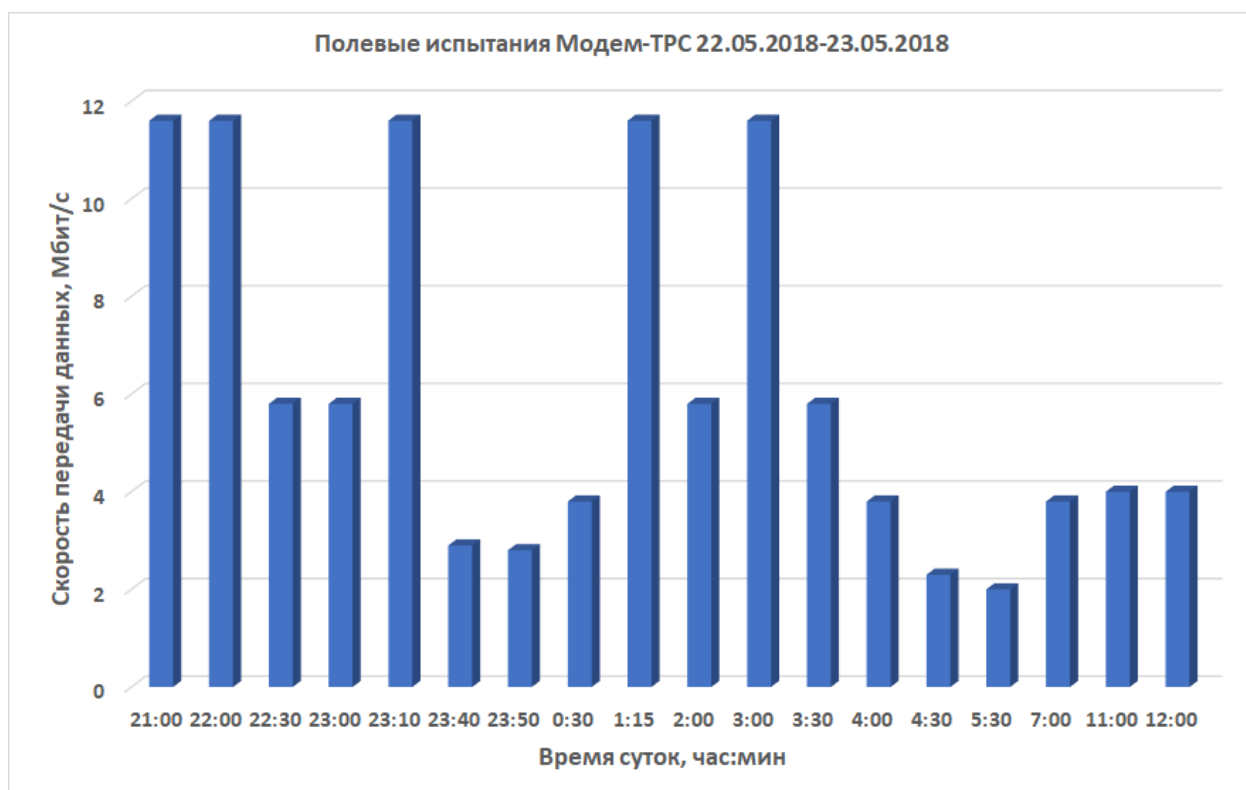


Рисунок 5.19 – Результаты измерения максимальной скорости передачи данных

Результаты испытания видеоконференцсвязи приведены в таблице 5.11. Передача осуществлялась по протоколу TCP-IP. При этом обрывов связи не было, изображение качественное, артефактов не наблюдалось.

Таблица 5.11 – Результаты испытаний модема для тропосферной линии связи в режиме видеоконференцсвязи

Дата, время суток	Разрешение видео	Скорость передачи видео	Качество изображения на приеме	Плавность видео	ОСШ среднее ближ -> дал дал -> ближ	Погода ближ. точка	Погода дал. 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

5.3 Выводы по главе 5

1. Для обеспечения вероятности битовой ошибки не более 10^{-5} в диапазоне скоростей передачи информации от 1,2 кбит/с до 20 Мбит/с нормы фазовых шумов, определённые регламентом IESS-309, необходимо дополнить допустимыми уровнями в области частотной отстройки 10 и 50 МГц: соответственно минус 100 и 110 дБс/Гц для модуляции *BPSK* и *QPSK*. Для сигналов с модуляцией *8PSK*, *16APSK*, *32APSK* допустимый уровень фазовых шумов соответственно на 10, 15 и 20 дБ ниже, чем при *BPSK* (*QPSK*).

2. Результаты натурных испытаний тропосферных станций связи свидетельствуют, что способ разнесения с использованием частотно-временной матрицы выигрывает в энергетической эффективности по сравнению с другими способами разнесения сигнала, в том числе и способом зондирования тропосферы с выбором оптимальной частоты.

3. В ходе испытаний тропосферных станций связи с OFDM-сигналами на низких скоростях передачи данных с рабочей полосой частот 2 МГц и ниже установлено, что применение OFDM без ППРЧ нецелесообразно в связи с замираниями практически во всей рабочей полосе частот. Для достижения максимального эффекта от ППРЧ скорость перестройки должна не менее чем на порядок превышать скорость замираний в канале (около 100 Гц).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Выполненный анализ современного состояния и тенденций развития спутниковых и тропосферных систем связи показал следующее.

1.1. Наилучшими по спектральной эффективности и помехоустойчивости сигналами для линейных трактов спутниковых станций связи являются сигналы *NQPSK* и *NOQPSK*. Для линейных трактов с недостаточно «чистыми» несущими целесообразно иметь ещё и режим *NBPSK*.

1.2. Для нелинейных трактов с целью повышения спектральной эффективности можно рекомендовать сигналы *BPSK* с плавным изменением фазы на интервале около 0,3 от длительности информационного символа.

1.3. Технология *OFDM* представляет наибольший интерес для систем тропосферной связи, позволяя эффективно бороться с селективными замираниями и обеспечивая высокую спектральную эффективность, скорость и достоверность передачи информации, устойчивость к узкополосным помехам и МСИ.

1.4. Для защиты от преднамеренных помех спутниковых и тропосферных станций связи перспективны шумоподобные сигналы с фазовой модуляцией и с псевдослучайной перестройкой рабочих частот, а также с комбинированным видом модуляции ФМ-ШПС/ППРЧ.

1.5. В качестве перспективных вариантов помехоустойчивого кодирования в модемах спутниковых и тропосферных систем связи можно рекомендовать коды Рида-Соломона, свёрточные коды (в сочетании с кодированием Рида-Соломона), турбо коды.

1.6. Использование *SDR*-технологий в станциях спутниковой и тропосферной связи весьма перспективно, т.к. позволяет создавать системы с гибкой архитектурой, которая может изменяться при помощи программного обеспечения.

2. При выборе и обосновании методов модуляции и кодирования сигналов, обеспечивающих повышение помехозащищённости и пропускной способности широкополосных систем спутниковой и тропосферной связи с шумоподобными сигналами, установлено следующее.

2.1. Применение ФМ-ШПС для защиты от преднамеренных помех обеспечивает достаточную скрытность сигнала, возможность работы в стволах, полностью

загруженных узкополосными станциями без создания им заметных помех, возможность применения различных методов модуляции и способов приёма сигнала, в том числе и когерентного приёма.

2.2. Помехозащищённость систем с ФМ-ШПС ограничена реализационными трудностями при больших значениях тактовой частоты, а, следовательно, и базы сигнала.

2.3. Помехозащищённость систем с ППРЧ выше, чем систем с ФМ-ШПС, поскольку при ППРЧ может быть использована более широкая полоса частот. Необходимым условием достижения высокой эффективности при ППРЧ является обеспечение выигрыша при кодировании при высоких значениях вероятности ошибки приёма бита информации, вплоть до 10^{-1} .

2.4. В системах с ППРЧ затруднительно использовать когерентный приём, в силу чего применяется некогерентная демодуляция.

2.5. При совместном использовании ФМ-ШПС и ППРЧ во многом нивелируются недостатки каждого из методов, что даёт возможность увеличения базы сигнала, а, следовательно, и помехозащищённости системы.

2.6. Режим ППРЧ наиболее совместим с использованием избыточного кодирования и ФМ (ОФМ) сигналов. При этом необходимо принимать все меры по эффективному использованию спектра частот радиосигнала за счёт минимальной избыточности кода и формирования модулирующих последовательностей.

2.7. Применение сигналов с многопозиционной фазовой и частотной модуляцией приводит к снижению помехозащищённости систем. Сигналы MFSK обеспечивают существенный выигрыш по энергетике. В то же время при их использовании существенно расширяется информационная полоса частот, что приводит к сокращению базы ШПС, а, следовательно, к снижению помехозащищённости системы связи. Сигналы MPSK обладают высокой частотной эффективностью, но проигрывают в отношении сигнал/шум $h^2_{\min}$, а значит, не могут быть рекомендованы для энергетически напряжённых радиолиний.

2.8. С точки зрения спектральной эффективности наиболее перспективно использование турбо продукт кодирования, при котором вероятность ошибки $P_{\text{ош}} = 10^{-6}$ достигается при отношении сигнал/шум $h^2 = 3,4$ дБ на скорости кода 3/4. Ширина спектра при этом составляет всего 0,67 от скорости передачи информации для

модуляции QPSK. Применение турбо свёрточного кодирования целесообразно для борьбы с преднамеренными помехами, например, при ППРЧ.

2.9. Для радиолиний сети магистральной связи должны использоваться эффективные СКК, отвечающие требованиям высокой помехоустойчивости в условиях воздействия естественного белого шума и высокой помехозащищенности каналов со скоростью от 64 кбит/с до 2048 кбит/с при воздействии преднамеренных помех. Такие СКК должны основываться на использовании многофазных сигналов типа ФМ-4 и ФМ-8 с мощным кодированием, включая каскадное кодирование на основе турбо кодов, кодов LDPC и PC. При этом параметр помехоустойчивости E_b/N_0 при ФМ-4 должен быть не менее 3,5 дБ без применения сигнальной помехозащиты и не более 4 дБ при применении сигнальной помехозащиты.

3. Разработаны и исследованы модемы цифровых станций спутниковых систем связи с повышенной помехоустойчивостью. При этом получены следующие результаты.

3.1. Наилучшими по спектральной эффективности и помехоустойчивости для модемов спутниковых систем связи являются сигналы BPSK, QPSK и OQPSK. В отсутствие кодирования они имеют одинаковую помехоустойчивость и различаются тем, что BPSK имеет вдвое более широкий спектр, но менее чувствительна к паразитной ЧМ. Сигналы QPSK и OQPSK имеют близкую ширину спектра, но OQPSK несколько терпимее к нелинейности тракта.

3.2. Применение кодирования одновременно с выигрышем в помехоустойчивости даёт расширение полосы занимаемых частот, причём, чем больше выигрыш, тем шире полоса. Очевидно, станция связи должна иметь, по крайней мере, кодек Витерби со скоростями 1/2, 3/4, 7/8; (Витерби + внешний код Рида-Соломона) с теми же скоростями и турбо кодек. Применение же конкретного режима может определяться, исходя из ситуации путём размена выигрыш/полоса.

3.3. Для сетей с зональным обслуживанием следует использовать сигналы NBPSK, NQPSK и NOQPSK с турбо кодированием типа ТСС со скоростью кода 1/2. Такие СКК обеспечивают пороговое значение отношения сигнал/шум не более 1,5 дБ для $P_{\text{ош}} = 10^{-5}$, приемлемое расширение спектра и приемлемую величину задержки декодирования.

3.4. Выбор типа кодирования, скорости кода, длины пакета должны производиться, исходя из параметров конкретной радиолинии, поскольку от выбора этих параметров зависит компромиссное соотношение «спектральная эффективность/помехоустойчивость». В частности для малых скоростей передачи целесообразно иметь среднюю величину пакета для уменьшения задержки декодера и большую скорость кода ($1/4$ или $1/5$) для увеличения помехоустойчивости. Для больших скоростей передачи лучше увеличить длину пакета, т.к. абсолютное увеличение задержки не будет большим, но понизить скорость до $R = 1/2$, чтобы сэкономить полосу при приемлемом проигрыше в помехоустойчивости.

3.5. Для высокоскоростных магистральных модемов целесообразно иметь возможность выбора скорости и типа кодирования (из набора, например Витерби, Витерби + Рида-Соломона, турбо кодирования ТРС и ТСС). Выбор же конкретного режима должен диктоваться энергетикой радиолинии, помеховой обстановкой и частотными резервами КА. Такой подход позволит обеспечить гибкость системы.

4. Предложены новые модемы для перспективных цифровых станций тропосферно-радиорелейной связи, при этом в результате выполненных исследований этих модемов получены следующие рекомендации по их применению.

4.1. Модемы тропосферных станций целесообразно выполнять с использованием SDR-технологий на основе перепрограммируемых цифровых систем на кристалле на базе современных мощных ПЛИС.

4.2. В модемах станций тропосферной связи с OFDM нецелесообразно использовать дополнительные микросхемы или системы для формирования и преобразования OFDM-сигнала, реализуя на базе СНК основные преобразования OFDM приёма и передачи с возможностью изменения программным путём основных параметров (количество несущих, скорость на каждой несущей, ширина спектра OFDM-сигнала, способ кодирования, скорость ППРЧ и др.).

4.3. Максимально возможная скорость передачи на каждой несущей OFDM-сигнала определяется максимальной дисперсией задержки канала передачи данных и допустимыми энергетическими потерями на защитный интервал.

4.4. Перспективным способом борьбы с замираниями в тропосферных системах связи является псевдослучайная перестройка рабочей OFDM-полосы сигнала.

Для достижения максимального эффекта от ППРЧ скорость перестройки должна не менее чем на порядок превышать скорость замираний в канале (около 100 Гц).

4.5. Применение в тропосферных системах связи сигналов с модуляцией QPSK, 8PSK, QAM-16 позволяет увеличить информационную скорость до 8...16 Мбит/с. Проигрыш по энергетике может быть скомпенсирован за счёт применения составного кодирования вида (БЧХ + LDPC). Причём необходимо использовать мощный LDPC код со скоростью кодирования, близкой к единице, чтобы не уменьшить длительность символа. При таком подходе обеспечивается энергетический выигрыш около 3 дБ и сохраняется согласование длительности символа с параметрами тропосферы, а значит и возможность использования существующей схемы адаптивной коррекции.

4.6. Применение широкополосных сигналов формата OFDMA+QPSK помимо увеличения скорости обеспечивает ещё ряд преимуществ: устранение межсимвольной интерференции, реализацию многократного частотного разнесения, снижение требований к линейности передающего тракта.

5. С использованием результатов диссертационных исследований и при непосредственном участии автора разработаны следующие станции спутниковой и тропосферной связи, серийно выпускаемые АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск).

5.1. Комплекс базовых станций спутниковой связи для тактического звена управления «Легенда-МД».

5.2. Комплекс наземных подвижных и стационарных базовых станций спутниковой связи «Ливень-ВМ».

5.3. Малогабаритные станции спутниковой связи для надводных кораблей «Прицеп-М».

5.4. Комплекс базовых станций спутниковой связи для тактического звена управления «Ладья».

5.5. Комплекс абонентских станций для подвижных командных пунктов «Пустырь».

5.6. Самолётная станция спутниковой связи «Фореитор».

5.7. Цифровые тропосферные станции «Сосник-АМ» и «Сосник-ПМ».

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 страны.

Основные рекомендации по использованию результатов диссертационной работы состоят в следующем.

Результаты диссертационной работы могут быть использованы при разработке спутниковых и 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. Железнодорожск).

Перспективы дальнейшего развития данного научного направления состоят в следующем. По мнению автора диссертационной работы целесообразно продолжить работу по направлению, связанному с использованием шумоподобных сигналов и оптимизацией сигнально-кодовых конструкций для широкополосных спутниковых и тропосферных связных систем.

Автор выражает признательность научному руководителю, доктору технических наук, Галееву Ринату Гайсеевичу за помощь на всех этапах выполнения диссертации, а также коллегам – Морозову Евгению Николаевичу, Лукашеву Геннадью 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

- БОС – блок обработки сигнала;
- БПФ – быстрое преобразование Фурье;
- БЧХ – код Боуза – Чоудхури – Хоквингема;
- ГСО – геостационарная орбита;
- ЕССС – Единая система спутниковой связи;
- ЗС – земная станция;
- КА – космический аппарат;
- МДКР – многостанционный доступ с кодовым разделением;
- МДЧР – многостанционный доступ с частотным разделением;
- МС – магистральная сеть;
- МСИ – межсимвольная интерференция;
- ОСБ – обработка сигналов на борту;
- ПО – программное обеспечение;
- ППРЧ – псевдослучайная перестройка рабочей частоты;
- ПСП – псевдослучайная последовательность;
- ППФ – полосно-пропускающий фильтр;
- ПСС – персональная спутниковая связь;
- РАТС – радио АТС;
- РС – Рида-Соломона (код);
- РСК – рекурсивный свёрточный код;
- СКК – сигнально-кодовая конструкция;
- СПМ – спектральная плотность мощности;
- ССС – системы спутниковой связи;
- ТК – турбо код;
- ТСС – турбо свёрточные коды;
- ФМ-ШПС – шумоподобный сигнал с фазовой манипуляцией;
- ШПС – шумоподобный сигнал;
- ЭВК – энергетический выигрыш от кодирования;

- BER* – *Bit Error Rate* (доля ошибочно переданных бит);
- BPSK* – *binary phase shift keying* (ФМ-2);
- DBPSK* – дифференциальная бинарная фазовая модуляция (ОФМ);
- QPSK* – *quadrature phase shift keying* (ФМ-4);
- OQPSK* – *offset QPSK* (ФМ-4 со сдвигом);
- 8PSK* – ФМ-8;
- QAM* – квадратурная амплитудная модуляция (КАМ);
- CPM* – *continuous phase modulation* (сигналы с непрерывной фазой);
- MSK* – *minimal shift keying* (МЧМ, ЧМ с минимальным сдвигом);
- GMSK* – *gaussian shaped MSK* (МЧМ с гауссовским скруглением);
- GTFM* – *generalized tamed FM* (обобщённая сглаженная ЧМ);
- LDPC* – *low density parity check* (низко плотностный код);
- OFDM* – *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (ортогональное частотное разделение с мультиплексированием);
- NBPSK* – бинарная ФМ со скруглением по Найквисту;
- NQPSK* – квадратурная ФМ со скруглением по Найквисту;
- NOQPSK* – квадратурная ФМ со сдвигом и скруглением по Найквисту;
- SDR* – *Software Defined Radio* (программно определяемая радиосистема).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Системы спутниковой связи. Основы структурно-параметрической теории и эффективность / А.И. Аболиц. – М. : ИТИС, 2004. – 426 с.
2. Перспективные системы спутниковой связи военного назначения ведущих зарубежных стран / С. Строгов // Зарубежное военное обозрение. 2009. № 5. – С. 50–58.
3. Многофункциональная система персональной спутниковой связи «Гонец» / А.Е. Малашенко, А.Г. Погорянский, В.И. Чучелимов // Морские исследования и технологии изучения природы мирового океана. 2005. № 1.
4. Последовательная передача дискретных сообщений по непрерывным каналам с памятью / Б.И. Николаев. – М. : Радио и связь, 1988. – 264 с.
5. Имитационное моделирование / А.М. Лоу, В.Д. Кельтон. 3-е изд. – СПб: Киев, 2004. – 847 с.
6. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике / В.В. Быков. – М. : Сов. радио, 1971. 327 с.
7. Концепция ортогонального частотного разделения каналов [Электронный ресурс] / Д. Уиппл. Режим доступа: <http://www.russianelectronics.ru/developer-review/2187/doc/50176/> (дата обращения: 26.05.2014).
8. MC-5 (MS-5), первый отечественный OFDM-модем [Электронный ресурс] // Радиосканер. Режим доступа: <http://www.signals.radioscanner.ru/base/signal253/> (дата обращения: 18.10.2015).
9. Цифровая обработка сигналов – информатика реального времени / Ю.Б. Зубарев, В.В. Витязев, В.П. Дворкович // Цифровая обработка сигналов. 1999. № 1. – С. 5–17.
10. Структурная скрытность сложного сигнала с ППРЧ / Е.С. Бабинцев, К.А. Лянгузов // Вестник Ижевского государственного технического университета. 2007. № 3. – С. 57–58.

11. Способы формирования OFDM радиосигнала [Электронный ресурс] / А.А. Федчун. Режим доступа: <http://www.jre.cplire.ru/mac/jan10/5/text/.pdf> (дата обращения: 18.10.2015).
12. Оптимизация обработки сигналов путём модульной структуризации / Э.А. Акчурин // Радио и связь. 2000. – С. 331.
13. Цифровая связь / А.Б. Сергиенко. – СПб : СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2012. – 164 с.
14. Технология OFDM / М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин, А.М. Шлома, А.П. Шумов. – М. : Горячая линия-Телеком, 2015. – 360 с.
15. Слепая синхронизация OFDM-сигналов в многолучевых каналах на основе временных и частотных защитных интервалов / Г.Н. Бочков, К.В. Горохов, А.В. Колобков // Известия вузов. Радиофизика. 2013. Т. 56, № 3. – С. 184–205.
16. Обработка пространственно-временных сигналов в каналах с памятью / В.Г. Карташевский. – М. : Радио и связь, 2000. – 272 с.
17. Передача дискретных сообщений по радиоканалам / Д.Д. Кловский. 2-е изд. – М. : Радио и связь, 1982. – 304 с.
18. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / В.И. Борисов, В.М. Зинчук и др. – М. : Радио и связь, 2003. – 640 с.
19. Дискретные сигналы с непрерывной фазой / П.Б. Емельянов, А.А. Парамонов // Зарубежная радиоэлектроника, 1990. – №12.
20. Поиск и синхронизация в широкополосных системах связи / В. И. Журавлев. – М.: Радио и связь, 1986. – 240 с.
21. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития / Под ред. А.И. Канащенкова и В.И. Меркулова. – М.: Радиотехника, 2003. – 416 с.
22. 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.

23. Увеличение пропускной способности систем с кодовым разделением каналов на основе применения алгоритмов подавления внутриканальных помех / В.Б. Крейнделин, Д.Ю. Панкратов. – М. : МТУСИ, 2012. – 29 с.
24. Методы модуляции и приёма цифровых частотно-манипулированных сигналов с непрерывной фазой / В.Б. Крохин, В.Ю. Беляев, А. В. Гореликов и др. // Зарубежная радиоэлектроника, 1982. – №4. – С. 58–72.
25. Бортовые системы и комплексы радиоэлектронного подавления / А.В. Леньшин. – Воронеж : Научная книга, 2014. – 590 с.
26. Адаптивная компенсация помех в каналах связи / Ю.И. Лосев, Э.Ш. Гойхман, Б.Д. Сизов; под ред. Ю. И. Лосева. – М. : Радио и связь, 1988. – 208 с.
27. Передача дискретных сообщений по радиоканалам с ограниченной полосой пропускания / С. Б. Макаров, И. А. Цикин. – М. : Радио и связь, 1988. – 304 с.
28. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами / Под. ред. Г. И. Тузова. – М. : Радио и связь, 1985.
29. Помехозащищенность систем спутниковой связи с кодовым разделением каналов / А. С. Грибанов, Ю. В. Невзоров // Журнал радиоэлектроники, 2013. – №4.
30. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем / В.И. Тихонов, В.Н. Харисов. – М.: Радио и связь, 2004. – 608 с.
31. Синхронизация цифровых радиосистем передачи информации / А.И. Фомин – М. : Сайнс-Пресс, 2008. – 80 с.
32. Цифровые системы фазовой синхронизации / М.И. Жодзишский, С.Ю. Сила-Новицкий, В.А. Прасолов и др. – М. : Сов. радио, 1980. – 208 с.
33. Теория передачи дискретных сообщений / Л.М. Финк. – М. : Сов. радио, 1970. – 728 с.
34. Система скрытой передачи информации на базе квазиортогональных сигналов / Е.А. Альтман // Успехи современной радиоэлектроники. 2012. – № 11.
35. Теория сложных сигналов / Л.Е. Варакин. – М. : Сов. радио, 1970. – 304 с.
36. Теория систем сигналов / Л.Е. Варакин. – М. : Сов. радио, 1978. – 304 с.
37. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л.Е. Варакин. – М. : Радио и связь, 1985. – 385 с.

38. Периодические дискретные сигналы с оптимальными корреляционными свойствами / В.П. Ипатов. – М.: Радио и связь, 1992. – 214 с.
39. Статистическая теория приема сложных сигналов / Г.И. Тузов. – М. : Сов. радио, 1977. – 400 с.
40. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / В.Б. Пестряков, В.П. Афанасьев, В.Л. Гуревич и др. – М. : Сов. радио, 1973. – 424 с.
41. Поиск и синхронизация в широкополосных системах связи / В.И. Журавлев. – М. : Радио и связь, 1986. – 241с.
42. Шумоподобные сигналы (анализ, синтез, обработка) / В.Е. Гантмахер, Н.Е. Быстров, Д.В. Чеботарев. – СПб. : Наука и техника, 2005. – 396 с.
43. Широкополосные системы / Р.К. Диксон. – М. : Связь, 1979. – 304 с.
44. Статистическая теория радиотехнических систем / А.И. Перов. – М. : Радиотехника, 2003. – 400 с.
45. Цифровая телефония / Дж. Беллами. – М. : Радио и связь, 1986.
46. Особенности энергетических характеристик частотно-манипулированных сигналов с непрерывной фазой / В.Ю. Беляев, М.В. Гореликов, В.В. Крохин // Радиотехника, 1986. – № 4. – С. 55–60.
47. Эквивалентность задач синтеза двоичных шумоподобных ФМ и МЧМ сигналов / В.П. Ипатов, В.И. Корниевский, В.К. Шутов // Радиотехника и электроника, 1989. – т.34, №7. – С. 1402–1406.
48. Радиотехнические системы / Ю.П. Гришин, В.П. Ипатов, Ю.М. Казаринов и др. – М.: Высш. шк., 1990. – 496 с.
49. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Бернард Скляр. 2-е издание. Пер. с англ. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2003.
50. Эффективность использования OFDM в тропосферном канале связи, способы повышения помехоустойчивости / А.Ю. Строкова, А.Н. Фролов, А.М. Алешечкин // Вестник СибГАУ, 2013. – №2 (48). – С. 91–94.
51. Дальняя тропосферная связь / Ю.И. Давыденко. – М. : Воениздат, 1968.
52. Тропосферная связь / Л.И. Яковлев, Г.В. Дедюкин, Э.С. Каграманов и др. – М. : Воениздат, 1984.

53. Синтезаторы частот (теория и проектирование) / В. Манассевич ; под ред. А.С. Галина. – М. : Связь, 1979.
54. Справочник по радиорелейной связи / Н.И. Каменский, А.М. Модель, Б.С. Надененко и др.; под ред. С.В. Боровича. – Изд. 2-е, перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 1981.
55. Системы синхронизации в связи и управлении / В. Линдсей. – М. : Сов. радио, 1978.
56. Цифровая связь / Дж. Прокис. – М. : Радио и связь, 2000.
57. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Склар. – М.: Вильямс, 2003.
58. Статистическая радиотехника / В.И. Тихонов. – М. : Радио и связь, 1982.
59. Принципы когерентной связи / Э. Витерби. – М. : Сов. радио, 1970.
60. Нелинейные преобразования случайных процессов / В.И. Тихонов. – М. : Радио и связь, 1986.
61. Теоретические основы статистической радиотехники / Б.Р. Левин. – М. : Радио и связь, 1986.
62. Цифровая спутниковая связь / Дж. Спилкер. – М. : Связь, 1979.
63. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения / В.П. Ипатов. – М. : Техносфера, 2007.
64. Принципы цифровой связи и кодирования / А.Д. Витерби, Дж.К. Омура. – М. : Радио и связь, 1982.
65. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи / Дж. Кларк мл., Дж. Кейн. – М. : Радио и связь, 1987.
66. Теория кодирования / Т. Касами, Н. Токура, Е. Ивадари, Я. Инагаки. – М. : Мир, 1978.
67. Алгебраическая теория кодирования / Э. Берлекэмп. – М. : Мир, 1971.
68. Комбинаторика / М. Холл. – М. : Мир, 1970.
69. Введение в комбинаторные методы дискретной математики / В.Н. Сачков. – М. Физматгиз, 1982.

70. Основы теории дискретных сигналов на конечных интервалах / А.М. Трахтман, В.А. Трахтман. – М. : Сов. радио, 1975.
71. Анализ интерференционных эффектов при нелинейной обработке суперпозиции шумоподобных сигналов / И.Ю. Базаров, В.П. Ипатов, И.М. Самойлов // Радиотехника и электроника, 1997. – т. 42, №5. – С. 612–616.
72. Оптимальный прием сигналов / В.И. Тихонов. – М. : Радио и связь, 1983.
73. Теория кодов, исправляющих ошибки / Ф.Дж. Мак-Вильмс, Н.Дж.А. Слоан. – М. : Связь, 1979.
74. Радиолокационные сигналы и их применения / А.А. Трухачев. – М. : Воениздат, 2005
75. Помехоустойчивость квазиоптимального корреляционного приёмника шумоподобного сигнала с минимальной частотной манипуляцией / В.Н. Бондаренко, Е.В. Богатырев, В.Ф. Гарифуллин, Т.В. Краснов // Радиотехника и электроника. – 2013. – Т. 58. – №12. С. 1236–1242. (Noise immunity of a quasi-optimal correlation receiver of noiselike signals with minimum frequency-shift keying / V. Bondarenko, T. Krasnov, E. Bogatyrev, V. Garifullin // Journal of Communications Technology and Electronics, vol. 58 (12), 2013 – pp. 1194–1199).
76. Формирование сложных ЧВМ сигналов в современных тропосферных станциях связи / Е.В. Богатырев // Сб. науч. тр. Всеросс. НТК «Соврем. проблемы РЭ», Красноярск, КГТУ, 2003. – С. 19–23.
77. Современные тропосферные станции связи / Е.В. Богатырев // Сб. науч. тр. Всеросс. научно-практ. конф. «Достижения науки и техники – развитию сибирских регионов», Красноярск, , 2003. – С. 31–33.
78. Реализация методов разнесенного приема в мобильных тропосферных станциях связи / Е.В. Богатырев // Сб. науч. тр. Всеросс. НТК «Соврем. проблемы РЭ», Красноярск, КГТУ, 2004. – С. 40–44.
79. Высокоточная радионавигационная система «Спрут-Н1» / Е.В. Богатырев // Сб. науч. тр. Всеросс. НТК «Соврем. проблемы РЭ», Красноярск, КГТУ, 2005. – С. 11–15.

80. Контрольно-поверочная аппаратура высокоточной радионавигационной системы «Спрут-Н1» / Е.В. Богатырев // Сб. науч. тр. Всеросс. НТК «Соврем. проблемы РЭ», Красноярск, КГТУ, 2007. – С. 27–31.

81. Имитатор сигналов морской радионавигационной системы / В.Н. Бондаренко, А.М. Алёшечкин, В.И. Кокорин и др. // труды VI Росс. НТК «Соврем. состояние и пробл. навиг. и океанографии» НО–2007. – СПб, 23–25 мая 2007 г.

82. Имитатор сигналов радионавигационной системы / Е.В. Богатырев // Сб. тр. конф. «Научно-техническое творчество молодёжи (НТТМ-2007)». – Москва – 2007 г.

83. Проектирование модуляторов на микросхемах с программируемой структурой / Е.В. Богатырев // Сб. материалов НТК ОАО «Информационные спутниковые системы» им. акад. М. Ф. Решетнёва. – Железногорск, 2008. – С. 53–54.

84. Малогабаритный навигационный приёмник / Е. В. Богатырев // Сб. науч. тр. Всеросс. НТК «Соврем. проблемы РЭ», Красноярск, ИПК СФУ, 2009. – С. 17–20.

85. 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.

86. 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.

87. Особенности построения бортового приёмоответчика ЗУР / Е.В. Богатырев, И.И. Рыжков // Сб. материалов Всеросс. НТК «Расплетинские чтения – 2016». – Москва: ПАО «НПО «Алмаз», 2016. – С. 44.

88. Передача сигналов С1-ФЛ-БИ через сеть ETHERNET / Е.В. Богатырев, В.В. Терехович // Сб. науч. тр. Всеросс. НТК «Системы связи и радионавигации». – Красноярск: ОАО «НПП «Радиосвязь», 2015. – С. 28.

89. Помехоустойчивость корреляционного приёмника MSK-BOC сигнала к сосредоточенной помехе / В.Н. Бондаренко, В.Ф. Гарифуллин, Т.В. Краснов, Д.С.

Феокистов, Е.В. Богатырев // Успехи современной радиоэлектроники. – 2017. – №12. – С. 71-74.

90. Применение адаптивных методов коррекции и эхоподавления при организации высокоскоростной дуплексной связи по двухпроводной линии / И.А. Макаев, А.В. Мишанов, И.В. Аникьев, Е.В. Богатырев // Успехи современной радиоэлектроники. – 2017. – №12. – С. 150-154.

91. Модемы с ортогональными поднесущими мобильных систем коротковолновой связи с адаптацией к условиям распространения радиоволн / И.С. Землянов. – Дисс. ... канд. техн. наук. – Омск : ОГТУ, 2016.

92. Эскизно-технический проект «Разработка промышленной технологии производства приёмопередающей и каналообразующей аппаратуры миллиметрового диапазона»// шифр ОКР «Энергокарбид», АО «НПП «Радиосвязь», Красноярск, 2011.

93. К вопросу использования ОФДМ модуляции в радиорелейной и тропосферной связи. / И.Р. Сиваков, А.В. Евтеев // Информационно-телекоммуникационные технологии. Системы, средства связи и управления, 2015. – № 4.

94. Основные направления совершенствования тропосферной связи / И.Р. Сиваков, С.В. Ионов // Информационно-телекоммуникационные технологии. Системы, средства связи и управления, 2015. – №4.

95. OFDM: Concepts for Future Communication Systems, Signals and Communication Technology [Электронный ресурс] / Н. Rohling // Режим доступа: <http://course.sdu.edu.cn/G2S/eWebEditor/uploadfile20130116111515571.pdf> (дата обращения: 18.10.2015).

96. Ortogonal Frequency Division Multiplexing. –Intuitive Guide to principles of communications [Электронный ресурс] / С. Langton. Режим доступа: home.iitj.ac.in/~ramana/ofdm-tutorial.pdf (дата обращения: 18.10.2015).

97. OFDM for Wireless Communication Systems / R. Prasad. – Saltzberg : Hardcover, 2004. – 280 pp.

98. OFDM Wireless Multimedia Communications / R. Prasad, R.D. Van Nee. – Norwood : Artech House, 2000. – 204 pp.
99. Software Defined Radio Forum Contribution. SDR Forum Document SDRF-02-1-0041-V0.00,-p.1-27.
100. OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide / J. Terry, J. Heiskala. – Helsinki: Paperback, 2001. – 336 pp.
101. Channel-Independent Synchronization of Orthogonal Frequency Division Multiple Access Systems / S. Barbarossa, M. Pompili, G.B. Giannakis // IEEE Journal on selected areas of communications. 2002. Vol. 20, No 2. P. 474-486.
102. A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction / P.H. Moose // IEEE Trans. on Commun. 1994. Vol. 42, No 10. P. 2908-2914.
103. An improved frequency offset estimator for OFDM applications / M. Morelli, U. Mengali // IEEE Commun. Lett. March 1999. Vol. 3. P. 11-15.
104. An MMSE fine carrier frequency synchronization algorithm for OFDM systems / H. Roh, K. Cheun, J. Park // IEEE Trans. Consumer Electron. Aug. 1997. No 43. P. 761-766.
105. Estimation of Time and Frequency Offset in OFDM Systems / J.J. Van De Beek, M. Sandell, P.O. ML Borjesson // IEEE Transactions on Signal Processing. 1997. Vol. 7, No 45. P. 1800-1805.
106. A new frequency detector for orthogonal multicarrier transmission techniques / F. Daffarando, G. Adami // Proc. IEEE Vehicular Technology Conf. 1995. P. 804-809.
107. A high-efficiency carrier estimator for OFDM communication / H. Liu, U. Tureli // IEEE Commun. Lett. Apr. 1998. No 2. P. 102-106.
108. Burst Synchronization for OFDM-based Cellular Systems with Separate Signaling Channel / B. Stanchev, G. Fettweis // In Proc. of the Vehicular Technology Conference. Ottawa. 1998. P. 197-224.
109. Orthogonal Well-Localized Weyl-Heisenberg Basis Construction and Optimization for Multicarrier Digital Communication Systems 2009 [Электронный ресурс]

/ D. Petrov, V. Volchkov. Режим доступа: jre.cplire.ru/iso/mar10/1/text.pdf (дата обращения: 18.10.2015).

110. Multi-Carrier Digital Communications-Theory and Applications of OFDM / R. Ahmad, S. Bahai, R. Burton. – Saltzberg : WiFi Planet, 2002. – 395p.

111. Wireless Ofdm Systems: How to Make Them Work? / M. Engels – Saltzberg : Hardcover, 2002. – 232 p.

112. On the general BER expression of one- and two-dimensional amplitude modulations / K. Cho, D. Yoon // IEEE Trans. Commun. 2002. No 50. P. 1074–1080.

113. On the bit-error probability of differentially encoded QPSK and offset QPSK in the presence of carrier synchronization // IEEE Trans. Commun. 2006. No 54. P. 806-812.

114. Computation of the bit error rate of coherent M-ary PSK with Gray code bit mapping / P. J. Lee // IEEE Trans. Commun. 1986. No 34. P. 488-491.

115. Burst Synchronization for OFDM-based Cellular Systems with Separate Signaling Channel / B. Stanchev, G. Fettweis // In Proc. of the Vehicular Technology Conference. Ottawa, 1998. P. 197-224.

116. Frequency synchronization technique for OFDM signals / I.V. Dulkeyt, I.S. Zemlyanov, G.V. Svistunov // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications, 2015.

117. Coherent demodulation of frequency shift keying with low deviation ratio / R. De Buda // IEEE, com-20, N3, June, 1972, pp 429-435.

118. Trellis and turbo coding / C.B. Schlegel, L.C. Perez. – NY : Wiley & Sons, 2004.

119. The capacity of low-density parity-check codes under message passing decoding / T.J. Richardson, R. Urbanke // IEEE Trans. Inform. Theory, v. 47, Feb. 2001, pp. 599-618.

120. On the design of low density parity check codes within 0.0045 dB of the Shannon limit / S.-Y. Chung et al. // IEEE Comm. Letters, v. 5, No2, Feb. 2001, pp. 58-60.

121. WCDMA, Requirements and Practical Design / R. Tanner, J. Woodard (Editors). – NY : Wiley & Sons, 2004.
122. Designing cdma2000 systems / L. Korowajczuk et al. – NY : Wiley & Sons, 2004.
123. WCDMA design handbook / A. Richardson. – Cambridge University Press, 2005.
124. Narrow band interference immunity of correlation receiver with BOC and MSK-BOC modulation type / D.S. Feoktistov, V.N. Bondarenko, V.F. Garifullin, T.V. Krasnov, E.V. Bogatyrev // 2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering, ElConRus 2018; St. Petersburg.
125. New approaches to adjacent channel interference suppression in FDMA/TDMA mobile radio systems / H. Arslan, Someshwar C. Gupta, S. Chennakeshu, G. E. Bottomley; Ericsson Inc., Research Triangle Park, NC, USA – 2000, DOI 10.1109/25.875219.
126. Method for estimating confidence intervals of the probability positive results in experiments / V.L. Hazan, S.D. Sorokin, G.V. Svistunov // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications.
127. Comparative analysis of narrow band interference immunity for BOC and MSK-BOC receivers / T.V. Krasnov, V.N. Bondarenko, V.F. Garifullin, D.S. Feoktistov, E.V. Bogatyrev // 2018 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology, USBEREIT, 2018; Ekaterinburg.

АКТ О ВНЕДРЕНИИ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ



Акционерное общество
«Научно-производственное предприятие «Радиосвязь»
(АО «НПП «Радиосвязь»)

ул. Декабристов, д. 19, Красноярск, 660021
Тел. (391) 221-22-78, тел./факс (391) 221-62-56, 221-79-30 E-mail: kniirs1@mail.kts.ru
ОКПО 44589548, ОГРН 1122468072231, ИНН/КПП 2460243408/246750001

УТВЕРЖДАЮ

Заместитель генерального директора

АО «Научно-производственное
предприятие «Радиосвязь»

В.Н. Глухих

05 2018г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы

Богатырева Евгения Владимировича,

представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук
по специальности 05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства
телевидения

Комиссия в составе: председателя – заместителя технического директора
АО «Научно-производственное предприятие «Радиосвязь» Фролова А.Н.;
членов комиссии: начальника сектора Луферчика А.В.; кандидата технических
наук, инженера-конструктора Краснова Т.В. составили настоящий акт о том,
что были использованы и внедрены следующие результаты диссертационной
работы «Разработка и исследование модемов помехозащищённых станций
спутниковой и тропосферной связи», представленной на соискание ученой
степени кандидата технических наук:

1. При выполнении НИР «Легенда-МД» (договор №24009410 от 16.12.94 г.),
ОКР «Легенда-МД» (государственный контракт № 14009832 от 28.12.1998г.)

ОКР «Ливень-ВМ» (государственный контракт № 15009832 от 28.12.1998 г.), «Прицеп-М» (государственный контракт № 709/03/28/КН/0402-02 от 27 04 2002г.), ОКР «Ладья» (государственный контракт №20000783 от 25.09.07г.), ОКР «Пустырь» (государственный контракт №6-6-06 от 14 03 2006 г.), СЧ ОКР «Фореитор»(контракт №10/12 от 03.05.2012 г.) – разработанные сигнально-кодовые конструкции на основе шумоподобных сигналов; сигнально-кодовые конструкции на основе видов модуляции *NBPSK*, *NQPSK* и *NOQPSK* с каскадным кодированием (турбо коды, коды Рида-Соломона, свёрточные коды в сочетании с кодированием Рида-Соломона); алгоритмы программной реализации модемов с гибкой архитектурой.

2. При модернизации цифровых тропосферных станций «Сосник-АМ», «Сосник-ПМ» – разработанные сигнально-кодовые конструкции на основе *OFDM*-технологий и турбосвёрточного кодирования, алгоритмы построения модемов с гибкой архитектурой.

Использование указанных результатов позволяет создать перспективные образцы помехозащищённых спутниковых и тропосферных станций связи, обеспечивающих высокую скорость и достоверность передачи информации, устойчивых к селективным замираниям, узкополосным помехам и межсимвольной интерференции.

Председатель комиссии



А.Н. Фролов

Члены комиссии:



А.В. Луферчик



Т.В. Краснов