

МИНИСТЕРСТВО ЦИФРОВОГО РАЗВИТИЯ,  
СВЯЗИ И МАССОВЫХ КОММУНИКАЦИЙ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ  
Федеральное государственное бюджетное  
образовательное учреждение высшего образования  
«Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций  
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича»

На правах рукописи

Рыбаков Алексей Игоревич

**ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА КОНФИГУРАЦИИ ЭКВАЛАЙЗЕРА  
С ВАРЬИРУЕМОЙ ДЛИНОЙ ПРЕАМБУЛЫ ДЛЯ СИСТЕМ  
ДАЛЬНЕМАГИСТРАЛЬНОЙ СВЯЗИ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА**

2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель:  
доктор технических наук, доцент  
Фокин Григорий Алексеевич

Санкт-Петербург – 2025

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
ГЛАВА 1. АНАЛИЗ МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМ ДАЛЬНЕМАГИСТРАЛЬНОЙ СВЯЗИ ДКМ ДИАПАЗОНА .....	12
1.1 ОПИСАНИЕ ДКМ РАДИОЛИНИЙ. ПРОТОТИПЫ И МЕТОДЫ ПЕРЕДАЧИ.....	12
1.2 ОСНОВНЫЕ И МАКСИМАЛЬНЫЕ ПРИМЕНИМЫЕ РАБОЧИЕ ЧАСТОТЫ.....	20
1.3 МЕДИАННАЯ НОМИНАЛЬНАЯ МОЩНОСТЬ НА ВХОДЕ ПРИЕМНИКА. ПОВЫШЕНИЕ УРОВНЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ В ДКМ РАДИОКАНАЛЕ.....	23
1.4 ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ПОСТРОЕНИЮ СХЕМЫ ДАЛЬНЕМАГИСТРАЛЬНОГО КОМПЛЕКСА СВЯЗИ .....	29
Выводы к главе 1.....	32
ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА РАСЧЕТНОЙ МОДЕЛИ РАДИОТРАССЫ СИСТЕМ ДАЛЬНЕМАГИСТРАЛЬНОЙ СВЯЗИ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ РЕКОМЕНДУЕМЫХ ПАРАМЕТРОВ РАБОТЫ МОДЕЛИ ИОНОСФЕРНОГО КАНАЛА.....	33
2.1 ПАРАМЕТРЫ ОЦЕНКИ ЦИФРОВЫХ РЕГУЛИРОВОК УСИЛЕНИЯ .....	33
2.2 РАСЧЕТ НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ .....	39
2.3 РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ТЕОРЕТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ А.Н. КАЗАНЦЕВА. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТРЕБУЕМОГО ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ШУМ.....	51
Выводы к главе 2.....	57
ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА ЭКВАЛАЙЗЕРА И КОНФИГУРАЦИОННЫХ ФАЙЛОВ ЕГО НАСТРОЙКИ С ВАРЬИРУЕМОЙ ДЛИНОЙ ПРЕАМБУЛЫ.....	58
3.1 ВЫБОР СХЕМЫ МОДУЛЯЦИИ И СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МОДИФИЦИРОВАННОЙ КОДОВОЙ КОНСТРУКЦИИ С ПОЛЯРНЫМИ КОДАМИ .....	59
3.2 АЛГОРИТМ ДЕКОДИРОВАНИЯ НА ПРИЕМНОЙ СТОРОНЕ ДКМ РАДИОЛИНИИ.....	65
3.3 СРАВНЕНИЕ ТИПОВ ДКМ РАДИОЛИНИЙ В ЗАДАЧЕ ПРИМЕНЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫХ СИСТЕМ КРАТКОВРЕМЕННОГО ПРОГНОЗИРОВАНИЯ И ОЦЕНКА ИХ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРОТОКОЛОВ FT8, FT4 И JT65 .....	69

3.4	ФОРМИРОВАНИЕ ПРЕДЛОЖЕНИЙ ПО ПОСТРОЕНИЮ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ И АЛГОРИТМА РАБОТЫ ДКМ РАДИОЛИНИИ .....	80
3.5	ФОРМИРОВАНИЕ КОНФИГУРАЦИОННЫХ ФАЙЛОВ НАСТРОЙКИ ЭКВАЛАЙЗЕРА МОДЕЛИ ДКМ РАДИОЛИНИИ.....	87
3.6	ИССЛЕДОВАНИЕ МОДЕЛИ MMSE DFE ДЛЯ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В ДКМ РАДИОЛИНИИ.....	96
	Выводы к главе 3.....	106
	ГЛАВА 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ АПРОБАЦИЯ КОМПЛЕКСНОЙ МОДЕЛИ ДКМ РАДИОЛИНИИ, ВКЛЮЧАЮЩЕЙ РАСЧЕТНУЮ МОДЕЛЬ РАДИОТРАССЫ, ЭКВАЛАЙЗЕР С КОНФИГУРАЦИОННЫМИ ФАЙЛАМИ НАСТРОЙКИ И ПОЛЕВЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ ПРОФИЛЯ ДКМ РАДИОЛИНИИ .	107
4.1	ПРОТОКОЛЫ ПЕРЕДАЧИ (СИСТЕМЫ ГЕНЕРАЦИИ СОБЫТИЙ ПЕРЕДАЧИ) И РЕЖИМ РАБОТЫ ДКМ РАДИОЛИНИИ.....	108
4.2	АПРОБАЦИЯ НА ДАЛЬНЕМАГИСТРАЛЬНОЙ РАДИОТРАССЕ КОМПЛЕКСНОЙ МОДЕЛИ ПРОГРАММНОГО ЭКВАЛАЙЗЕРА .....	113
4.3	РАСЧЕТ ФАЗОВОЙ НЕРАВНОМЕРНОСТИ КАНАЛА НА ОСНОВЕ ДАННЫХ ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ .....	122
	Выводы к главе 4.....	128
	ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	129
	СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ .....	131
	СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ .....	133
	ПРИЛОЖЕНИЕ 1 .....	149
1.1	ПРОГРАММНАЯ МОДЕЛЬ .....	149
1.2	ЗАДАЮЩИЕ ПАРАМЕТРЫ ДЛЯ МОДЕЛИ SIMULINK .....	150
1.3	ФРАГМЕНТ ПО ФОРМИРОВАНИЮ ЗАВИСИМОСТИ КОЛИЧЕСТВА БИТОВЫХ ОШИБОК К ФАЗОВОМУ ИСКАЖЕНИЮ .....	151
	ПРИЛОЖЕНИЕ 2 .....	152
2.1	АКТ АО НПП «АВИАЦИОННАЯ И МОРСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА» .....	152
2.2	АКТ СПБГУТ им. проф. М.А. Бонч-Бруевича.....	153

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность темы исследования.** Способность радиоволн отражаться от ионосферы Земли на высотах 100-350 км предоставляет возможность организовать связь на больших расстояниях, достигающих нескольких тысяч километров, без использования ретрансляторов. Это представляет особую ценность, когда абоненты находятся на значительных дистанциях с сложным рельефом. Представляется возможным разработка нового подхода к определению изменяющихся характеристик ионосферных высокочастотных радиоканалов, с целью повышения помехоустойчивости систем дальнемагистральной связи (до 6 тыс. км). Актуальность решения задач заключается в создании новых ионосферных радиосистем с улучшенными характеристиками, включая дальность действия, пропускную способность и помехоустойчивость, при снижении уровня излучаемой мощности и быстром развертывании по сравнению со спутниковыми системами.

Предлагаемый подход основывается на комплексировании методов динамической диагностики и развитии анализа данных для автоматической оценки состояния радиоканалов. Это также исключает человеческий фактор в принятии решений об перестройке параметров систем передачи. В диссертации будет проведён теоретический и экспериментальный анализ новых возможностей связи, включая оценку помехоустойчивости и скорости передачи информации.

Применение современных технологий в предлагаемых методах позволит решить задачи диагностики и моделирования радиоканала, а также обрабатывать большие объемы экспериментальных данных в реальном времени. Полученные результаты будут значимы для создания новых дальнемагистральных радиосистем, способных обеспечивать связь на большие расстояния в труднодоступных районах, таких как Сибирь и Арктика.

**Степень разработанности темы.** В развитие расчетных моделей поля в точке приема и, в частности, методов идентификации и построения адаптивных эквалайзеров, внесли вклад такие российские ученые, как О.В. Головин [1], В.И.

Джиган, Е.В. Пустовалов [2137], а также зарубежные специалисты С. Douglas, S. Salous [3] и другие. Вопросы приложения методов обработки передаваемых в канале данных о условиях распространения для построения программно-конфигурируемых систем декаметровый радиосвязи рассмотрены в работах S. Qureshi [4], В. Ramcumar. В России работы по разработке современных адаптивных систем ионосферной связи ведутся в институте солнечной и земной физики СОРАН (ИСЗФ), Марийском государственном университете, Научно-исследовательском Радиофизическом институте (НИРФИ), Ростовском государственном университете (РГУ), Поволжском государственном технологическом университете, Самарском отделении Научно-исследовательского института радио (СОНИИР), Московском техническом университете связи и информатики (МТУСИ). Существующие в настоящее время методы построения эквалайзеров приемников можно разделить на два направления: 1) основанные на минимизации взаимной информации в радиоканале; 2) с использованием статистик оцениваемых параметров высоких порядков [8]. Исследованиям в области создания систем диагностики ионосферы и широкополосных каналов КВ связи посвящены работы: В.А. Иванова [5,6,7], Д.В. Иванова [9,10,11,12,13], Г.Г. Вертоградова [14], Е.М. Лобова, А.П. Подлесный [15], Н.В. Рябовой [16,17], А.А. Елсуков [18], С.А. Колесника, В.П. Дворковича [19], Землянов И.С. [20], В.В. Овчинникова [21,22,23], G.H. Barry, S. Salous [24,25], A.W. Poole [26,27], M.G. Mostafa [28].

Непостоянство декаметровых каналов связи постоянно исследуется диагностикой и частотными переходами на оптимальные рабочие частоты и выбором помехоустойчивых сигнально-кодовых конструкций (СКК), применением методов адаптации, известных абоненту канала связи. Для диагностики применяются методы радиозондирования среды, для выбора СКК используются методы анализа и синтеза на этой основе параметров каналов связи. В различное время вклад в развитие методов улучшения эффективности передачи данных в ионосферных каналах внесли: Н.Е. Мирошникова [29], А.П. Подлесный [15], Н.В. Рябовой [16,17], А.А. Елсуков [18], С.А. Колесник, В.А. Иванова [5,6,7],

Д.В. Иванова [9,10,11,12,13], Г.Г. Вертоградова [14], S. Salous [24,25], A.W. Poole [26,27], M.G. Mostafa [28].

Несмотря на активные исследования в данной области, некоторые вопросы все еще требуют решения. Оптимизация алгоритмов для программных эквалайзеров, основанных на вычислении коэффициентов с использованием статистики высоких порядков принимаемых сигналов и методики натурального градиента, может существенно повысить эффективность эквалайзеров по сравнению с методами, применяемыми в слепых эквалайзерах, которые описывают канал как динамическую систему в пространстве состояний. В этом контексте эквалайзер можно реализовать с использованием алгоритма калмановской фильтрации [29], которое включает настройку матриц уравнений фильтрации. Однако такие подходы сталкиваются с недостатками, такими как высокая вычислительная сложность, медленная сходимость и неспособность отслеживать быстрые изменения параметров декаметрового радиоканала, что затрудняет их практическое применение. Поэтому актуальной задачей становится разработка методов и алгоритмов для программных эквалайзеров, обеспечивающих быструю сходимость и устойчивость в условиях нестационарного канала передачи.

**Объектом исследования** являются современные отечественные системы дальнемагистральной связи ДКМ диапазона. **Предметом исследования** является модели и методы функционирования систем дальнемагистральной связи ДКМ диапазона.

#### **Цель и задачи исследования.**

Целью диссертационной работы является повышение помехоустойчивости системы дальнемагистральной связи ДКМ диапазона. Для достижения поставленной цели в главах диссертационной работы решаются следующие частные задачи:

1. Разработка расчетной модели радиотрассы систем дальнемагистральной связи декаметрового диапазона для определения рекомендуемых параметров передачи для модели ионосферного канала.

2. Разработка конфигурационных файлов настройки эквалайзера для обеспечения передачи данных за сеанс радиосвязи в ДКМ радиолинии с заданной помехоустойчивостью с использованием программной реализации средствами имитационного моделирования в среде MatLab для модели рэлеевского канала.

3. Экспериментальная апробация комплексной модели ДКМ радиолинии, включающей расчетную модель радиотрассы, конфигурационные файлы настройки эквалайзера и полевые измерения профиля ДКМ радиолинии для научно-обоснованного выбора параметров передачи на основе отношения сигнал/шум с учетом различных длин преамбул.

### **Научная новизна.**

Основные результаты диссертации, обладающие научной новизной:

1. Разработанная расчетная модель радиотрассы системы дальнемагистральной связи ДКМ диапазона в отличие от известных моделей учитывает комплекс параметров, включающий задаваемое для данного сеанса связи отношение сигнал/шум в ДКМ радиолинии, пересчитанные значения критических частот по прогнозам концентрации электронов, полученных из радиопрогнозов IRI (International Reference Ionosphere), а также доплеровский сдвиг для каждого слоя ионосферы.

2. Разработанные конфигурационные файлы настройки эквалайзера впервые учитывают соотношение размера информационного сообщения к размеру преамбулы для заданной в сеансе связи помехоустойчивости.

3. Экспериментальная апробация комплексной модели ДКМ радиолинии и приемного эквалайзера с конфигурационными файлами настройки и варьируемой длиной преамбулы впервые показала возможность работы при отношении сигнал-шум от 14 дБ с вероятностью ошибки не более  $10^{-3}$  без предварительного зондирования ионосферы.

**Теоретическая значимость работы** заключается в совершенствовании расчетных моделей радиотрасс систем дальнемагистральной связи ДКМ диапазона, учитывающих комплекс параметров, включающий и критическую частоту и доплеровский сдвиг для каждого слоя ионосферы. Самостоятельную

теоретическую значимость имеет научное обоснование варьирования длины преамбулы, как средства настройки эквалайзера в заданном сценарии помехоустойчивости.

**Практическая значимость работы** заключается в повышении точности расчета напряженности поля в точке приема с учетом задаваемого для данного сеанса связи отношения сигнал/шум в ДКМ радиолинии. Самостоятельную практическую ценность имеет подтверждение возможности работы ДКМ радиолинии при отношении сигнал/шум от 14 дБ с вероятностью ошибки 10–3 без предварительного зондирования ионосферы для сеансов связи продолжительностью несколько часов.

При непосредственном участии автора был создан ряд высокоэффективных методов обработки измерений, базирующихся на использовании теоретических и прикладных результатов исследований работы. Результаты разработки были внедрены на предприятии в работах, проводимых АО Научно-производственное предприятие «Авиационная и Морская Электроника», для применения в разработке комплексной системы информационного обеспечения безопасности судоходства Северного морского пути с использованием каналов метеорной связи (СЧ ОКР «Болид»). Использование и внедрение результатов диссертации подтверждено актами о внедрении, приложенными к диссертации, а также в Санкт-Петербургском государственном университете телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича при выполнении научно-исследовательских и выпускных работ, обучающихся по направлению 11.05.04 – «Инфокоммуникационные технологии и системы специальной связи», профиль «Системы радиосвязи специального назначения» при изучении дисциплины «Радиоприемные устройства».

**Методология и методы исследования.** В работе при решении поставленных задач использовались результаты и методы теории передачи сигналов по каналу связи, методы математической статистики, теории случайных процессов, многомерного анализа, а также методы программирования. Теоретическую основу исследования составили работы S. Salous [24], А. И. Солониной по теории цифровой связи. Для диагностики ионосферы применяются методы

радиозондирования среды, анализа и синтеза по полученным от радиозондирования данным параметров канала связи. Для численной оценки помехоустойчивости предложенных механизмов использовалось имитационное моделирование в математическом пакете Simulink.

### **Положения, выносимые на защиту:**

1. Расчетная модель радиотрассы системы дальнемагистральной связи ДКМ диапазона учитывает комплекс параметров, включающий задаваемое для данного сеанса связи отношение сигнал/шум в радиолинии, пересчитанные значения критических частот и доплеровский сдвиг для каждого слоя ионосферы, что повышает точность прогноза напряженности поля в точке приема по сравнению с известным программным обеспечением Voасар.

2. Конфигурация эквалайзера файлами настройки с варьируемой длиной преамбулы повышает помехоустойчивость систем дальнемагистральной связи ДКМ диапазона на 4 дБ по сравнению со случаем без использования настройки с максимальной длиной преамбулы.

3. Экспериментальная апробация радиолинии дальнемагистральной связи ДКМ диапазона и приемного эквалайзера с конфигурационными файлами настройки с варьируемой преамбулой показала возможность работы при отношении сигнал/шум от 14 дБ с вероятностью ошибки не более  $10^{-3}$ .

**Степень достоверности результатов.** Достоверность результатов диссертационной работы подтверждается корректностью применения математического аппарата и непротиворечивостью результатов известным исследованиям, соответствием применяемых моделей физическим процессам в системах дальнемагистральной связи ДКМ диапазона, результатами имитационного моделирования и натурных испытаний экспериментальной апробации. Основные показатели повышения помехоустойчивости, полученные теоретически, подтверждаются на практике, о чем свидетельствуют соответствующие акты внедрения результатов работы.

**Апробация результатов диссертационного исследования.** Полученные результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались со

специалистами на Всероссийских и Международных конференциях по проблемам развития систем радиосвязи и обработке сигналов: Международная конференция «Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании» 2015-2024 гг., научно-технической конференции профессорско-преподавательского состава, научных работников и аспирантов «НТК ППС» (2025 г.), Всероссийская научно-техническая и научно-методическая конференция магистрантов и их руководителей «Подготовка профессиональных кадров в магистратуре для цифровой экономики» (ПКМ-2024), Научный форум с международным участием «Неделя науки СПбПУ» (2016 г.), на научно-технической конференции «Приоритетные направления развития науки и технологий» (2016 г.) и «Systems of Signal Synchronization Generating and Processing in Telecommunications - SYNCHROINFO 2018 (2018 г.), «2025 Systems of signals generating and processing in the field of on board communications» - ONBOARD 2025, 80-й научно-техническая конференция СПб НТО РЭС им. А.С. Попова (2025 г.)

**Публикации по теме диссертации.** Основные положения диссертации изложены в 33 работах; из них 7 работ опубликованы в журналах из перечня ВАК Минобрнауки РФ; 3 работы опубликованы в трудах, индексируемых в Scopus; зарегистрирована 1 программа для ЭВМ.

**Структура и объем диссертации.** Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка сокращений и условных обозначений, списка литературы и двух приложений. Работа содержит 148 страниц без приложений, 58 рисунков и 12 таблиц.

**Личный вклад автора.** Все результаты, представленные в диссертационной работе, были получены автором самостоятельно. Теоретические и практические исследования, проведенные расчеты, а также рекомендации по созданию имитационной модели для гибкого выбора параметров передачи данных в радиоканале, основывающейся на отношении сигнал/шум и различных длинах преамбул, были выполнены автором лично.

Соответствие паспорту специальности. Диссертационная работа выполнена по специальностям 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения (пункты паспорта специальности: 1, 2, 3, 13).

## **ГЛАВА 1. АНАЛИЗ МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМ ДАЛЬНЕМАГИСТРАЛЬНОЙ СВЯЗИ ДКМ ДИАПАЗОНА**

Одной из важнейших задач для передачи радиосигналов является повышение уровня помехоустойчивости передаваемой информации. В современных цифровых сетях и системах с радиоканалами для повышения помехоустойчивости широко используются корректирующие коды в режимах исправления ошибок. Кроме того, во время использования канала связи используют методы передачи с повторением и с обратной связью. Глава посвящена анализу физических и математических моделей ионосферного радиоканала, а также обзору путей повышения помехоустойчивости систем дальнемагистральной связи ДКМ диапазона. Рассматриваются результаты анализа рабочих параметров, используемых на практике в качестве ключевых для описания помехоустойчивости ДКМ радиолиний. Обсуждаются возможности уточнения физической модели, лежащей в основе поведения указанных параметров, которые позволят добиться повышения помехоустойчивости ДКМ радиолиний для различных сценариев организации сеансов связи. Кратко рассмотрим часть этих методов, используемых в трансиверах современных отечественных систем дальнемагистральной связи ДКМ диапазона.

### **1.1 Описание ДКМ радиолиний. Прототипы и методы передачи**

В диапазоне ДКМ получили широкое применение радиолинии, которые обеспечивают необходимое отношение сигнал/шум в динамично меняющихся условиях связи и среды распространения, минимизируют частотное и временное

рассеяние сигнала на входе приемника за счет изменения рабочих параметров. [24,25]. В радиолиниях, реализующих многопараметрическую адаптацию, наряду с частотной настройкой осуществляется коррекция дополнительных параметров, таких как скорость передачи данных, уровень избыточности кода, тип применяемых сигналов, характеристики антенн, включая форму диаграммы направленности антенной системы, а также мощность передатчика и другие параметры.

В таблице 1.1 [26-29,32] представлены характеристики наиболее известных отечественных и зарубежных систем связи и систем передачи данных. Анализ этих данных свидетельствует о том, что текущие тенденции развития КВ/ДКМ радиолиний дальнемагистральных систем связи направлены на повышение пропускной способности за счет внедрения высокоскоростных OFDM-модемов [32]. Повышение помехоустойчивости и надежности связи производится только путем применения многопараметрической адаптации.

Таблица 1.1 Характеристики известных отечественных и зарубежных систем связи и передачи данных

Параметры	Сердолик	Пирс	Codan 2110M	Tadiran HF-6000	Mesa
Вид работы	Телеграфия, телефония	Телеграфия, телефония, данные	Телеграфия, телефония, данные	Телеграфия, телефония, данные	Данные, телефония
Скорость, Бод	200, 1200,2400	От 300 до 9600	От 75 до 9600	От 75 до 9600	600
Вид позывного сигнала	MFSK, OFDM	OFDM	BPSK, QPSK, PSK 8, QAM 16, QAM 32, QAM 64	BPSK, QPSK, PSK 8, QAM 16, QAM 32, QAM 64, OFDM (39 tone), MFSK	8 DPSK
Адаптация по частоте	+	+	+	+	+
Адаптация по скорости	+	+	+	+	-

Параметры	Сердолик	Пирс	Codan 2110M	Tadiran HF-6000	Mesa
Зондирование	+	При установлении связи и ведении связи	При установлении связи	+	+
Вид зондирования		Пассивное	Активное		

Представленный в работе (глава 3) алгоритм работы системы дальнемагистральной связи ДКМ диапазона основан на прежних принципах адаптации радиолинии [33,34], под изменяющиеся условия прохождения радиосигнала, при этом, к настраиваемым параметрам добавляется возможность изменения длины преамбулы, используемой для настройки эквалайзера на приемной стороне, таким образом, появляется возможность адаптироваться под изменяющиеся условия прохождения радиосигнала не только путем изменения, к примеру, индекса модуляции для фазовой манипуляции и ширины полосы сигнала, но и варьировать длину преамбулы. Таким образом если в процессе работы радиоканала, происходит ухудшение отношения сигнал/шум на приемной стороне, вместо уменьшения полосы сигнала на передающей стороне (т.е. повышения энергетике) может оказаться более рациональным снизить информационную часть передаваемого пакета информации, заместив ее преамбулой, увеличенной длины.

Для повышения помехоустойчивости передачи информации выделяют два основных метода, различающихся по характеру протекающих процессов: методы без обратной связи (ПБОС) и методы с обратной связью (ПОС). В первом случае передача данных происходит в одностороннем режиме, без использования канала для передачи управляющих сигналов от приемника к передатчику. В случаях использования обратной связи возможны различные схемы, такие как информационная обратная связь (ИОС), решающая (РОС) и комбинированная (сложная) форма обратных связей. Метод повторения применяется преимущественно при отсутствии канала обратной связи, однако его применение не исключает возможность использования при наличии соответствующего канала.

Основная идея метода состоит в многократной передаче одного и того же сообщения, после чего полученные экземпляры сравниваются, и итоговое сообщение формируется по принципу «высших порядков» — элементов, встречающихся наиболее часто, включаются в результирующий сигнал, что повышает устойчивость к помехам и ошибкам передачи, т.е. включаются те элементы, которые встречаются наиболее часто [38].

Повышение уровня помехоустойчивости в методах передачи данных с повторением (накоплением) базируется на статистической независимости между полезным сигналом и помеховыми воздействиями в канале связи, которые эволюционируют по различным стохастическим процессам. К примеру, если информационный сигнал обладает периодической структурой, то помехи, как правило, характеризуются случайным распределением во времени. Вследствие этого многократное воспроизведение идентичного сообщения подвергается неизбежным неоднородным искажениям на разных этапах передачи, что при последующем агрегировании полученных копий обеспечивает существенное ослабление аддитивного шума и интерференций. Однако достижение подобного эффекта сопряжено с усложнением технических средств передачи, а также с увеличением эксплуатационных затрат, выражающихся в удлинении времени передачи или расширении используемой полосы частот, особенно при параллельной передаче на множественных частотных каналах. Следует отметить, что при наличии коррелированных ошибок и формировании пакетных искажений уровень помехоустойчивости значительно снижается, что требует дополнительных мер по управлению ошибками.

В рамках системы вводится понятие прямого канала, который обеспечивает передачу информации от передающего устройства к приемнику. В качестве примера можно привести дистанционную систему управления, где передатчик выступает в роли контрольной точки, а приемное устройство — в роли контролируемой точки, принимающей командный сигнал через данный канал.

В системах с коррекцией ошибок обратная связь может быть организована через два основных метода: решающую обратную связь и информационную

обратную связь. При использовании ИОС исходное сообщение сохраняется в памяти передающего узла одновременно с его отправкой по прямому каналу. Приемник декодирует полученное сообщение и хранит его в собственной памяти, однако полная передача данных к конечному пользователю осуществляется лишь после получения подтверждения. В процессе оценки декодированная версия сообщения сравнивается с оригинальной, хранящейся у передатчика. Если эти данные совпадают, генерируется отрицательный сигнал подтверждения, который отправляется обратно по прямому каналу, что разрешает окончательную передачу сообщения получателю. В случае несоответствия, указывающего на ошибку, формируется управляющий сигнал с целью удаления невалидного сообщения из его памяти. Затем из буфера данных передатчика инициируется повторная передача исходного сообщения. Важно подчеркнуть, что в рамках архитектуры ИОС первостепенную функцию по обнаружению и обработке ошибок выполняет передающий узел, тогда как приемник осуществляет мониторинг состояния приема и информирует передатчик о результате посредством обратного канала. При использовании информационной обратной связи надежность передачи обеспечивается повторным отправлением данных исключительно при выявлении ошибок, тогда как в системах без обратной связи или при методах с накоплением повторения осуществляются независимо от наличия искажений исходного сообщения. Таким образом, избыточность информации в системах с ИОС значительно ниже по сравнению с системами, использующими решающую обратную связь, где избыточность минимальна при отсутствии ошибок и возрастает при их появлении. Качество обратного канала должно соответствовать или превосходить качество прямого канала, так как его ухудшение может привести к ложным повторным передачам. В рамках передачи с РОС процесс включает прием сообщения, его сохранение и проверку на ошибки с помощью декодера в приемном устройстве. При отсутствии ошибок сообщение передается конечному пользователю, а сигнал подтверждения направляется по обратному каналу для продолжения передачи. При обнаружении ошибок декодер формирует команду, которая удаляет искаженные данные из памяти приемника, после чего по

обратному каналу отправляется запрос на повторную передачу. Получив такой запрос, передатчик осуществляет повторную отправку сообщения; данный цикл может повторяться несколько раз до момента корректного приема информации.

При передаче с РОС [32,33], в отличие от передачи с ИОС [32], ошибка обнаруживается приемником. Для этого переданное сообщение должно быть закодировано шумозащитным кодом. Надежность передачи в системах РОС определяется выбором кода и защитой вспомогательных сигналов, которые также могут передаваться помехоустойчивым кодом.

Проведенный сравнительный анализ устойчивости передачи данных в системах с информационной обратной связью и решающей обратной связью выявил следующие существенные аспекты:

1. В условиях выраженной деструкции сигнала на обратном канале системы, базирующиеся на принципах РОС, демонстрируют превосходство в обеспечении повышенной надежности передачи информации.

2. При эквивалентных энергетических ресурсах, распределенных между прямым и обратным каналами, а также при условии симметрии параметров каналов и однородности уровня помех, обе архитектуры обеспечивает эквивалентный уровень надежности передачи.

3. В ситуациях возникновения коррелированных пакетных ошибок, воздействующих как на прямой, так и на обратный каналы, система с ИОС проявляет более высокую степень устойчивости к искажениям и помехам.

4. При наличии слабо выраженных шумовых помех в обратном канале, системы с информационной обратной связью превосходят по надежности аналоги с решающей обратной связью, обеспечивая, в условиях отсутствия искажений обратного канала, безошибочную передачу данных по основному тракту.

Совокупность методов информационной и решающей обратной связи реализована в системах с комбинированной обратной связью. В таких системах принятие решения о завершении передачи или необходимости ретрансляции сообщения может осуществляться как на уровне передающего устройства, так и в приемном модуле. При этом по обратному каналу возможно передавать либо

полные, либо частичные кодовые последовательности, характерные для ИОС, либо специальные управляющие сигналы запроса повторной передачи, свойственные РОС. Внедрение КОС способствует существенному увеличению надежности обмена информацией, однако данная избыточность и усиление помехоустойчивости сопряжены с возможным снижением пропускной способности канала передачи. Для адаптации систем к меняющимся параметрам сигнально-помеховой среды применяются комплексные алгоритмы адаптивного регулирования, обеспечивающие оптимизацию режимов передачи в условиях неопределенности и вариаций внешних воздействий. На рисунке 1.1 [35] представлена обобщённая классификация этих алгоритмов.

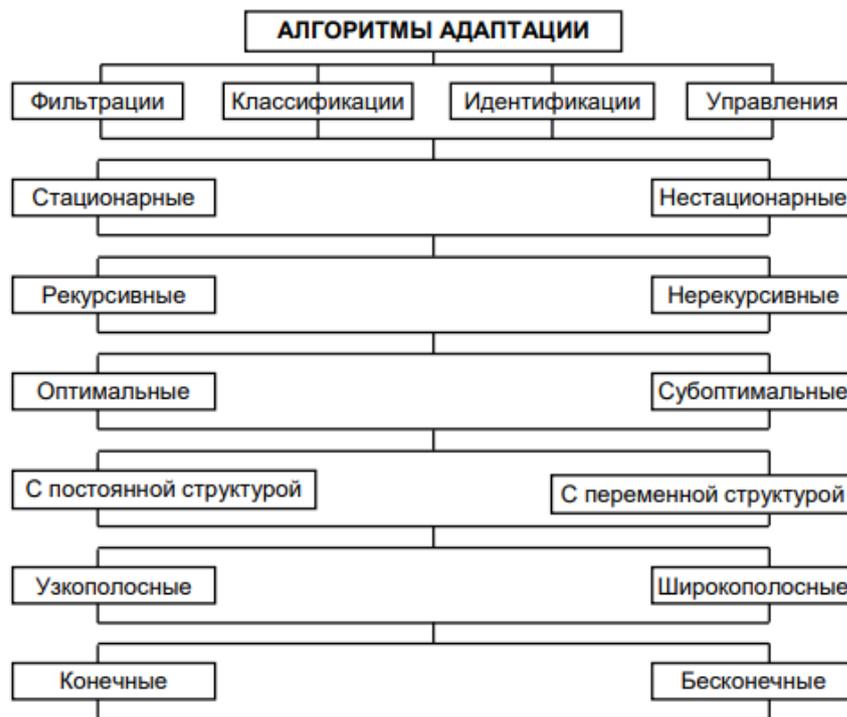


Рисунок 1.1 – Классификация алгоритмов адаптации [35]

Алгоритмы настройки имеют уникальные особенности, возникающие из совместного применения критериев оптимальности и методов настройки, а также задач, решаемых в этом процессе. Они классифицируются как по критериям и методам настройки, так и по собственным индивидуальным характеристикам. В зависимости от типа решаемых задач алгоритмы настройки подразделяются на фильтрации, идентификации, классификации и управления [37]. Алгоритмы

фильтрации предназначены для различия полезных сигналов на фоне шума и помех, с качеством, оцениваемым по ОСШ и коэффициенту подавления шума.

При воздействии на систему как полезного сигнала, так и помехи возникает задача оптимального расчета для минимизации результирующей ошибки. Для наилучшего воспроизведения полезного сигнала необходима высокая полоса пропускания, в то время как для подавления помех требуется низкая полоса пропускания [37]. Оптимальным решением считается минимизация результирующей ошибки, определяемой полезным сигналом и помехами. Согласно этому критерию, нежелательность ошибки пропорциональна квадрату ее величины. Такая постановка является часто логичной, но она не может, конечно, претендовать на полную универсальность [37]. Однако средний квадрат ошибки системы регулирования практически во всех случаях является наиболее просто вычисляемой величиной (1.1), что и определило использование этого критерия [37].

$$\overline{x^2} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x^2(t) dt, \quad (1.1)$$

где  $\overline{x^2}$  - средний квадрат ошибки мощности сигнала или средняя энергия на единицу времени, определяемая в каждой из соответствующих контрольных точек радиотрассы.

Проблему можно сформулировать следующим образом: для системы определенной структуры необходимо выбрать ее параметры так, чтобы минимизировать среднеквадратичную ошибку при заданных статистических характеристиках полезного сигнала и помех в радиоканале. Решение этой задачи заключается в интегрировании спектральной плотности ошибки для вычисления дисперсии, которая зависит от вероятностных характеристик полезного сигнала, помех и параметров системы. Далее, мы устанавливаем условия на параметры системы, при которых достигается минимальная дисперсия [38]. Если выражение для дисперсии достаточно простое, это можно сделать, используя метод дифференцирования и приравнивания частных производных к нулю. В более

сложных случаях минимальную дисперсию необходимо искать численно, задавая интересующие параметры и строя графики.

Другой вариант постановки задачи для критерия минимальной среднеквадратичной погрешности заключается в нахождении оптимальной структуры и значений параметров автоматической системы, которые обеспечивают теоретический минимум среднеквадратичной ошибки при заданных вероятностных характеристиках полезного сигнала и помех в радиоканале.

Постановка задачи поиска оптимальной структуры и параметров радиолинии, обеспечивающей минимальную среднеквадратичную ошибку, связана с обеспечением максимально точного восстановления полезного сигнала в условиях воздействия помех. В рамках данной задачи важным аспектом является анализ и выбор основных и максимальных применимых рабочих частот, которые определяют диапазоны, в которых система способна эффективно функционировать, обеспечивая наименьшую среднеквадратичную погрешность при заданных вероятностных характеристиках сигнала и шума. Основные и максимальные применимые рабочие частоты: эти частоты определяют границы диапазонов частот, в которых достигим уровень теоретического минимума ошибочной оценки сигнала, учитывая вероятностные свойства входных сигналов и помех. То есть, именно в этих частотных диапазонах достигается баланс между характеристиками радиолинии и спектральными характеристиками сигнала и шума, что является критерием помехоустойчивости и минимизации среднеквадратичной погрешности.

## **1.2 Основные и максимальные применимые рабочие частоты**

Процедура оценки рабочей максимально допустимой частоты (МПЧ), определяющей верхний предел частотного диапазона для обеспечения стабильной и эффективной работы радиослужбы, состоит из двух последовательных этапов. На первом этапе производится расчет основной МПЧ на основании анализа

параметров ионосферного слоя, включая его критические частоты. Второй этап заключается в введении поправочного коэффициента, который учитывает дополнительные механизмы рассеяния и специфику распространения радиоволн на частотах, превышающих базовую МПЧ. Определение основных максимально допустимых частот для различных режимов ионосферного распространения осуществляется посредством анализа соответствующих критических частот ионосферного слоя, а также применения коэффициента, характеризующего длину скачка радиоволны. При комплексном рассмотрении нескольких мод — в частности,  $E$  и  $F2$  — основная МПЧ радиотрассы ДКМ соответствует наибольшему значению из МПЧ данных мод, при этом приоритет отдается моде низшего порядка как обеспечивающей доминирующее влияние на характеристику радиотрассы. Порядок  $n_0$  низшей моды определяется геометрическим способом с помощью высоты зеркального отражения (1.2),  $hr$  [39], в контрольной точке, расположенной в середине трассы, с использованием уравнения:

$$hr = \frac{1490}{M(3000)F2} \quad (1.2)$$

Для этой моды основная МПЧ слоя  $F2$ , берется меньшая из величин (1.2), которая является также основной МПЧ слоя  $F2$  для радиотрассы ДКМ радиотрассы, вычисляется следующим образом (1.3), [40]:

$$n_0 F2(D)МПЧ = \left[ 1 + \left( \frac{C_d}{C_{3000}} \right) (B - 1) \right] \cdot foF2 + \frac{f_H}{2} \left( 1 - \frac{d}{d_{max}} \right), \quad (1.3)$$

где  $f_H$  - электронная гирочастота на высоте 300 км, определяемая в каждой из соответствующих контрольных точек, где выводится из уравнения (1.3) следующим образом (1.4), [40]:

$$\frac{M_n}{M_{n_0}} = \frac{n F 2(d)МПЧ}{n_0 F 2(D)МПЧ} \quad (1.4)$$

Прогнозируемое значение напряженности поля определяется как месячная медиана, полученная из статистической выборки данных за все дни месяца. Рабочая максимально допустимая частота (МПЧ) для радиотрассы назначается как

наивысшее значение среди рабочих МПЧ для  $F2$ -мод и  $E$ -мод.  $E$ -мод (или « $E$ -слой»): это радиоволны, отражающиеся от электропроводных слоёв ионосферы — так называемого  $E$ -слоя (электронного слоя), который расположен примерно на высоте 90-150 км. В связи с этим,  $E$ -мод зачастую ассоциируется с сигналами, отражающимися или поднимающимися от  $E$ -слоя.  $F$ -мод относится к сигналам, отражающимся от  $F$ -слоя (или  $F$ -слоёв), — более высоких слоёв ионосферы, расположенных примерно на высотах 150-600 км. В частности, зачастую выделяют  $F1$  и  $F2$  — подслои  $F$ -слоя, различающиеся по свойствам. Проведение оценки рабочей МПЧ, которая превышает в течение 10 % дней в году, осуществляется с помощью умножения медианной рабочей МПЧ на коэффициент 1,15, относящийся к  $F$ -моду. Для случаев, когда МПЧ превышает в течение 90 % дней, применяется коэффициент, указанный в таблице 2 седьмого раздела Рекомендаций ИТУ-R F.1487 [42]. В отношении  $E$ -моды применяемые коэффициенты составляют 1,05 для 10 % дней и 0,95 для 90 % дней соответственно.

Высота зеркального отражения для  $F2$ -моды,  $hr$ , рассчитывается следующим образом (1.5), [43]:

$$H = \frac{1490}{M(3000)F2 + \Delta M} \quad (1.5)$$

Берется большая величина, а  $b$  зависит от нормированного расстояния  $df$ ,  $Z$  и  $H$  следующим образом (1.6):

$$b = -7,535 \cdot 4d_f^4 + 15,75 d_f^3 - 8,834 d_f^2 - 0,378 d_f + 1, \quad (1.6)$$

$$\text{где: } 4d_f^4 = \frac{0,115 d}{Z(H + 140)}$$

$Li$  - потери за счет поглощения (дБ) для  $n$ -скачковой моды, определяемые как (1.7), [43]:

$$Li = \frac{n(1 + 0,0067R_0) \cdot \sec i}{(f + f_L)^2} \quad (1.7)$$

На диапазонах частот, превосходящих основную максимально допустимую частоту для ДКМ радиолинии, поглощение электромагнитных волн продолжает проявлять зависимость от частоты. При этом расчет коэффициента поглощения производится исходя из предположения неизменности геометрии и траекторий распространения лучей, аналогичных тем, что наблюдаются на основной МПЧ.

### 1.3 Медианная номинальная мощность на входе приемника. Повышение уровня помехоустойчивости в ДКМ радиоканале

Результирующая медианная номинальная мощность сигнала,  $P_r$  (дБВт) (1.8), получается путем суммирования мощностей различных сигнальных мод, причем вклад каждой моды зависит от усиления приемной антенны в направлении прихода этой моды. Для  $N$  мод, номинальная мощность сигнала (1.8):

$$P_r = 10 \log_{10} \sum_{w=1}^N 10^{P_{rw}/10} \quad (1.8)$$

В дальнемагистральных системах ДКМ радиолиний преимущественно применяются линейные, нелинейные и адаптивные эквалайзеры [41]. Линейный эквалайзер функционирует посредством фиксированных коэффициентов, предназначенных для компенсации искажений, возникающих в процессе передачи данных через коммуникационный канал. Далее рассмотрим основные принципы работы этих устройств и их сравнительную помехоустойчивость. Для определения напряженности поля пространственной волны, номинальной мощности сигнала на входе приемника и отношения сигнал/шум с учетом заданных процентов времени используются уравнения, приведенные в материале ITU-R F.520 [41,42]. Эти расчеты основаны на децилях отклонения сигналов и шумов, измеренных в течение часа и по дневным выборкам. Допуски на замирания сигнала соответствуют требованиям стандарта ВАРК ВЧРВ-97, в котором верхний дециль для быстрых замираний составляет 5 дБ, а нижний — 8 дБ. В случае длительных замираний значения децилей отклонений моделируются как функция отношения рабочей частоты к основной модульной частоте (МПЧ) для радиотрассы ДКМ, что регламентировано рекомендациями ITU-R F.1487 [42,43]. В области дальнемагистральных систем на расстояниях свыше 4000 км, где напряженность поля вычисляется посредством методики, описанной в главе 3, обобщенной характеристикой напряженности поля  $E$  принимается сумма напряженностей сложных мод.

Однако линейные эквалайзеры не способны корректировать нежелательные эффекты, такие как многолучевое распространение сигнала. Нелинейный эквалайзер применяет более сложные коррекционные методы, позволяющие справляться с такими нежелательными эффектами. Обычно они основаны на адаптивных алгоритмах, которые автоматически анализируют и корректируют сигналы в реальном времени. Тем не менее, нелинейные эквалайзеры более сложны и требуют значительных вычислительных ресурсов для дальнемагистральных систем ДКМ радиолиний. Адаптивный эквалайзер использует специальный алгоритм, который анализирует сигнал в режиме реального времени и автоматически корректирует его, основываясь на характеристиках и в условиях априорной неопределённости сигнально-помеховой обстановки. Адаптивный эквалайзер может адаптироваться к изменениям условий канала связи в режиме реального времени и обеспечивает максимально эффективную коррекцию в различных условиях связи [44].

Алгоритм обработки сигнала в моделях-прототипах дальнемагистральных систем ДКМ радиолиний включает следующие этапы:

1. Инициализируется оценка характеристик радиоканала на основе преамбулы принятого сигнала, при этом фиксируются значения оценки для несущих частот, соответствующих как модулированным символам данных, так и пилот-символам;

2. С использованием зафиксированных оценок канала осуществляется компенсация искажений модулированных символов данных, следующих непосредственно за преамбулой;

3. Значения оценки канала, полученные по преамбуле, заменяются актуализированными оценками, вычисленными по пилот-символам на соответствующих несущих;

4. Опираясь на обновленные значения оценки канала, выполняется дополнительная корректировка модулированных символов данных;

5. Определяются фазы параметров оценки канала, вычисленных по пилот-символам;

6. Полученные фазовые значения подлежат интерполяции для символов данных, находящихся между пилот-символами;

7. Интерполированные фазовые величины применяются для фазовой коррекции модулированных символов данных, повышая точность восстановления передаваемой информации [44].

При интерполяции полученных величин фазы для символов данных используется процесс, позволяющий более точно скорректировать фазу модулированных символов [38, 44]. На основе интерполированных значений фазы производится корректировка фазы модулированных символов данных для минимизации возможных искажений. При использовании адаптивного фильтра в качестве эквалайзера возникает задача получения образцового (эталонного) сигнала. Для ее решения перед началом передачи данных отправляется специальный пилот-сигнал. В качестве пилот-сигнала обычно используется псевдослучайная последовательность символов, алгоритм формирования которой известен на приемной стороне. Этот пилот-сигнал позволяет осуществить обучение адаптивного фильтра в режиме, известном как «training mode» (режим обучения). После завершения передачи настроечного сигнала начинается фактическая передача данных [47]. В этом режиме образцового сигнала используется информация о том, что множество возможных значений сигнала для каждого очередного отсчета (или фрагмента сигнала) изменится согласно ближайшему принятому допустимому сигналу, разность между этим значением и принятым сигналом дает сигнал ошибки, который служит основой для адаптации фильтра. Таким образом, адаптивный фильтр корректирует свои настройки на основе значений ошибки, что позволяет ему более эффективно управлять искажениями формы волны, амплитуды или фазы, которые могут ухудшать качество передаваемой информации и быть источником помех в передаваемом сигнале.

В исследованиях, проведенных в Канаде в августе и ноябре 2017 года, после внедрения стандарта MIL-STD-188-110D [48] возникли вопросы о возможности достаточного распределения полос частот для обеспечения эффективного

использования нового формата сигнала. Представленный анализ показал наличие полос шириной 3, 12 и 24 кГц, независимо от фактического распределения частот.

Было установлено, что:

- свободные полосы шириной 3 кГц легко доступны на протяжении всего дня, несмотря на минимальные доступные полосы в ночное время из-за пиков перегрузки спектра;

- свободные полосы 12 кГц и 24 кГц (рисунок 1.2) [47,48] значительно менее доступны, особенно в нижней части диапазона ДКМ радиолиний, за исключением нескольких часов в день. Также отмечено, что диапазон 200 кГц имеет доступность, аналогичную доступности одного канала шириной 12 кГц, что указывает на явное преимущество в рассмотрении несмежных каналов. Исследования подчеркивают необходимость учета различных ограничений на усилитель при сравнении смежных и несмежных конфигураций. Сравнение, объединяющее измеренную доступность спектра с моделируемой доступностью схемы на примере связи на расстоянии примерно 350 км, представлено в соответствующей работе. Это подчеркивает важность комплексного подхода к анализу доступности полос частот для оптимизации работы систем связи.

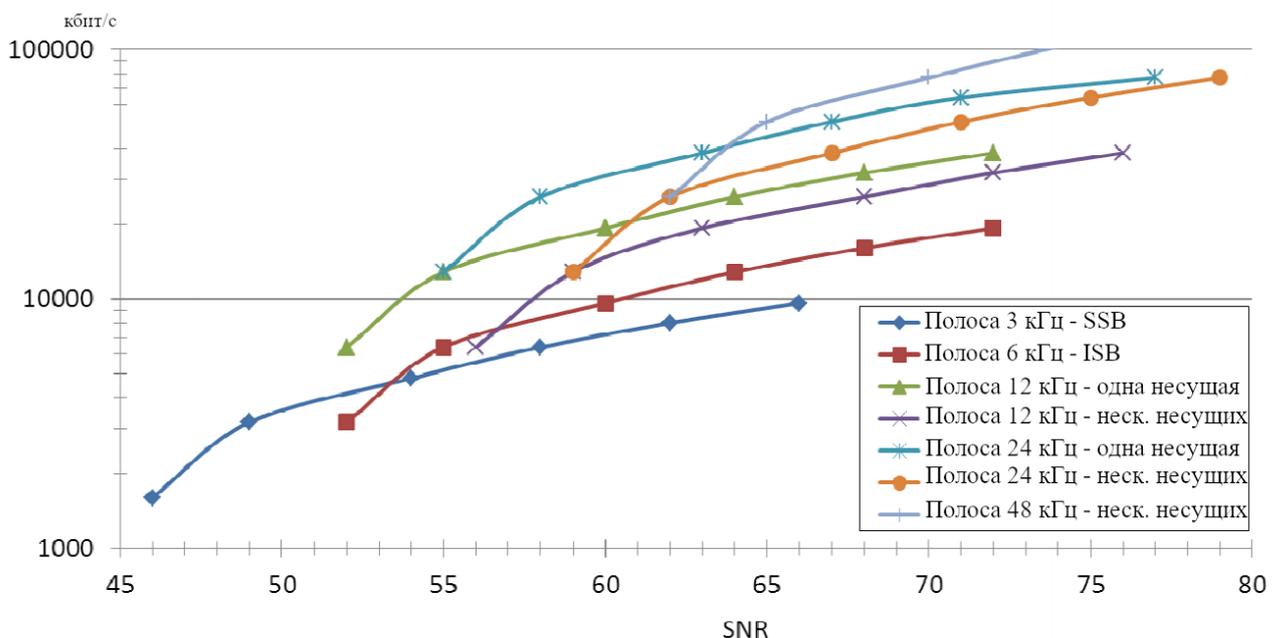


Рисунок 1.2 – Смоделированное сравнение требуемой ОСШ от пропускной способности в зависимости от конфигураций

Эти и различные исследования [48,49] позволяют сделать вывод об очевидном интересе рассмотрения формы сигнала, способного работать на несмежных участках спектра. Как показано на рисунке 1.3 [49], каждая несущая поддерживает последовательную форму сигнала 3 кГц, таким образом, чтобы соответствовать традиционному распределению частот 3 кГц с одной боковой полосой ОБП внутри радиодиапазона дальнемагистральной системы ДКМ радиолиний. Неиспользуемые каналы не выбираются потому, что они возмущены помехами.

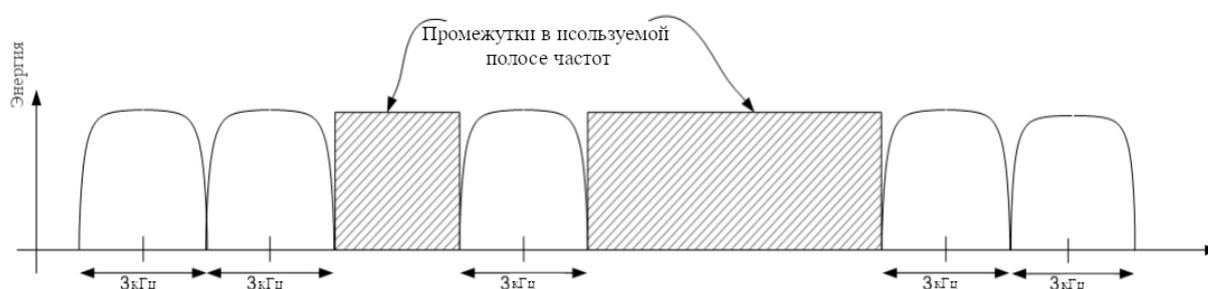


Рисунок 1.3 – Принцип множественной несущей - HF XL [49]

ДКМ радиолинии дальнемагистральных систем связи основаны на множественных канальных модуляционных схемах. Количество используемых каналов, положение каналов в радиодиапазоне, уровень мощности элементарного канала и тип модуляции, используемой на каждом канале, могут изменяться от одного пакета к другому. В итоге, сравнение помехоустойчивости различных типов эквалайзеров в ДКМ радиоканале зависит от динамически изменяющихся условий передачи данных и требований к качеству передачи. Эквалайзер представляется наиболее подходящим решением в условиях переменной амплитудно-частотной характеристики канала связи и является предпочтительным вариантом в большинстве сценариев [53]. Это позволяет передающей радиостанции оптимизировать пропускную способность системы связи или задержку, основываясь на эксплуатационных потребностях, а также информацию о качестве и/или мониторинг спектральной занятости от других радиостанций, участвующих в работе дальнемагистральной системы (рисунок 1.4) [49,50].

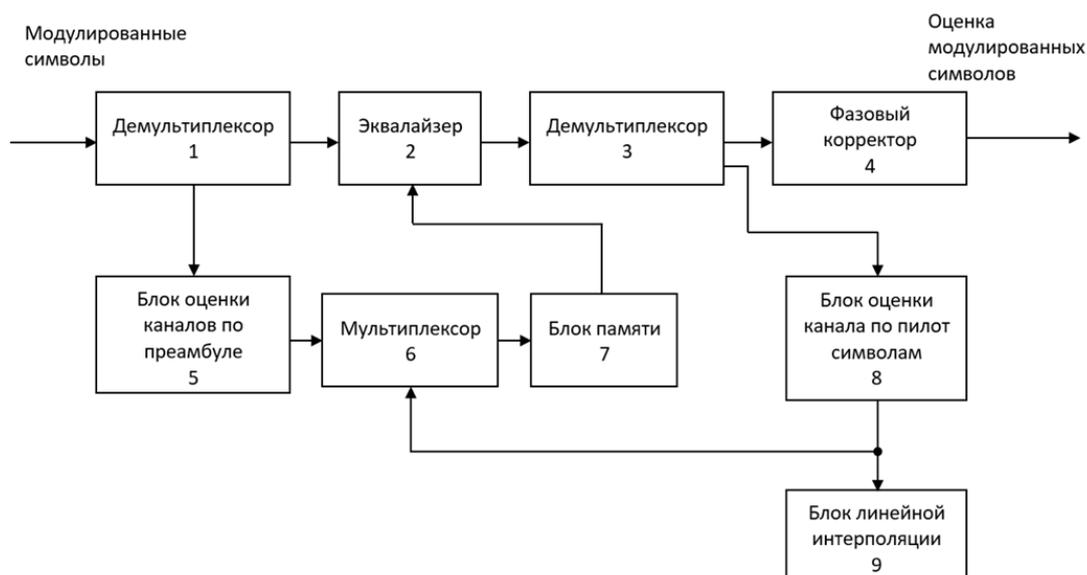


Рисунок 1.4 – Схема реализации модели-прототипа

По итогу рассмотренных материалов, задачей диссертационной работы является оценка влияния различных факторов, таких как изменение длины преамбулы и использование адаптивных фильтров, на показатели помехоустойчивости системы. Для достижения поставленной цели — повышения помехоустойчивости систем дальнемагистральной связи ДКМ радиолинии — формулируются следующие частные задачи исследования:

1. Разработать расчетную модель радиотрассы для систем дальнемагистральной связи декаметрового диапазона, направленной на определение рекомендуемых параметров работы модели ионосферного канала по задаваемому отношению сигнал/шум;

2. Разработать эквалайзер и конфигурационные файлы его настройки с целью обеспечения надежной доставки данных на протяжении сеанса радиосвязи в ДКМ радиолинии с заданной помехоустойчивостью. Это будет осуществлено через программную реализацию имитационного моделирования в среде Simulink для модели рэлеевского канала.

3. Провести экспериментальную апробацию комплексной модели ДКМ радиолинии, которая включает как расчетную модель, так и эквалайзер с конфигурационными файлами настройки. Также будут проведены полевые измерения профиля ДКМ радиотрассы для научно-обоснованного выбора

параметров передачи, с учетом различных длин преамбул и отношения сигнал/шум.

#### 1.4 Предложения по построению схемы дальнемагистрального комплекса связи

Предлагается использовать следующую структурную схему адаптируемого дальнемагистрального комплекса связи (рисунок 1.5).

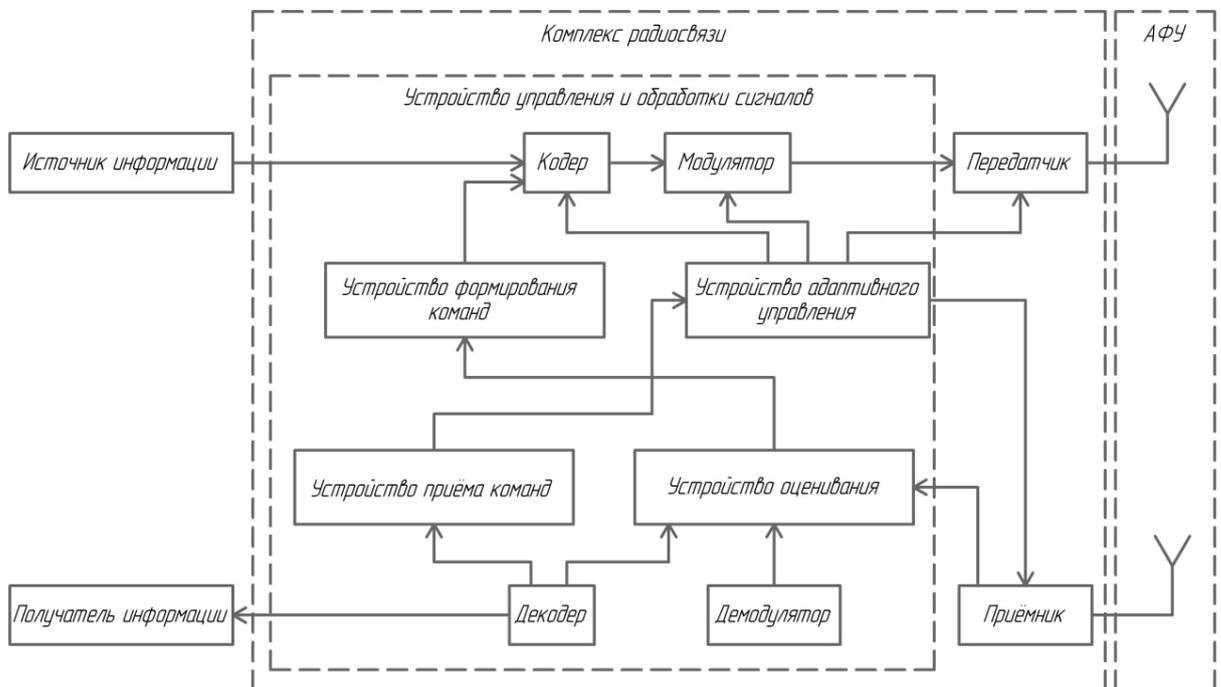


Рисунок 1.5 – Структурная схема типового адаптивного комплекса радиосвязи

По итогам анализа доступных аппаратных средств для создания протяженных радиолиний можно заключить, что с постоянно возрастающей производительностью программируемых логических интегральных схем (ПЛИС), на которых реализуется цифровая обработка сигналов, а также с улучшением характеристик аналогово-цифровых преобразователей (АЦП), становится возможным внедрение технологии активных антенных решеток (ААР). Эти решетки могут состоять из определенного независимых антенных модулей, что представляет собой концептуальную задачу, направленную на адаптацию

информационно-технических параметров к постоянно меняющимся условиям ионосферного прохождения сигнала ДКМ радиолинии.

Основная концепция такой ААР заключается в генерации высокочастотного сигнала непосредственно рядом с антенной, в структуре антенных модулей. Приемный сегмент радиосвязного комплекса можно представить следующим образом (рисунок 1.6):

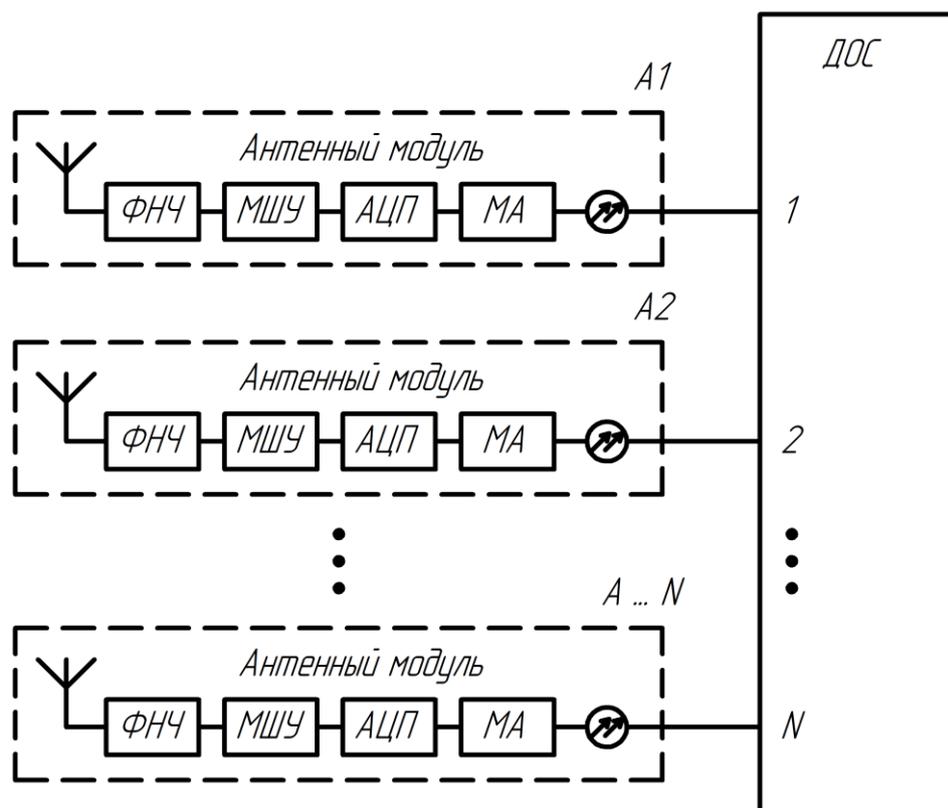


Рисунок 1.6 – Приемный сегмент комплекса радиосвязи

Таким образом, высокочастотный сигнал, поступающий с антенны, проходит фильтрацию с помощью фильтра нижних частот (ФНЧ) для устранения бытовых помех и мощных вещательных станций, работающих на частотах ниже 1,5 МГц. Затем малошумящий усилитель (МШУ) усиливает сигнал, который был получен на антенне. Блок аналогово-цифрового преобразования (АЦП) осуществляет оцифровку всей полосы частот от 1,5 МГц до 30 МГц, после чего оцифрованный сигнал преобразуется медиаконвертером (МА) и передается по волоконно-оптической линии связи (ВОЛС) в программируемую логическую интегральную схему (ПЛИС) [51,52]. Учитывая, что оцифрованный высокочастотный сигнал передается через независимые каналы, применение математических методов

позволяет осуществлять смещение фазы сигнала, поступающего с каждого антенного элемента, что обеспечивает формирование диаграммы направленности всей антенной решетки.

В рамках исследования ставится комплексная научная задача, заключающаяся в разработке, программной реализации и экспериментальной апробации эквалайзера с конфигурационными файлами настройки. При этом необходимо учитывать расчетную модель радиотрассы и полевые измерения профиля дальнемагистральной радиотрассы. Такой подход позволит более точно определить рекомендации по повышению помехоустойчивости в современных системах дальнемагистральной связи декаметрового диапазона.

## Выводы к главе 1

В результате проведенных исследований показано, что:

1. Увеличение помехоустойчивости системы представляет собой многогранную задачу, которая решается с применением наилучших и действенных методов организации протоколов радиосвязи.

2. Основными составляющими элементами протокола радиосвязи являются: структура сообщения, методы кодирования исходного сообщения, приемы повышения помехоустойчивости, модуляция и алгоритм функционирования радиолинии.

3. Анализ рабочих параметров, используемых для описания качества работы системы радиосвязи, без учета их зависимости от погодных условий и погрешностей теоретических моделей оказывается слишком упрощенным и, как результат, может предоставить лишь приблизительные данные о вычислениях поля в точке приема ДКМ радиолинии.

4. В дополнение к существующим алгоритмам работы эквалайзеров актуален новый подход, способный адаптироваться к изменяющимся условиям передачи сигнала. Эта адаптация может осуществляться не только путем изменения, например, индекса модуляции для фазовой манипуляции и ширины полосы сигнала, но и путем коррекции длины преамбулы, используемой для настройки эквалайзера на приемной стороне ДКМ радиолинии.

5. Оценка помехоустойчивости различных типов эквалайзеров в ДКМ радиолинии дальнемагистральной системы зависит от конкретных условий передачи данных и предъявляемых требований к качеству передачи.

6. Одной из ключевых задач данной диссертационной работы является оценка влияния различных факторов, таких как изменение длины преамбулы и применение адаптивных фильтров, на помехоустойчивость дальнемагистральной системы.

## **ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА РАСЧЕТНОЙ МОДЕЛИ РАДИОТРАССЫ СИСТЕМ ДАЛЬНЕМАГИСТРАЛЬНОЙ СВЯЗИ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ РЕКОМЕНДУЕМЫХ ПАРАМЕТРОВ РАБОТЫ МОДЕЛИ ИОНОСФЕРНОГО КАНАЛА**

В главе 2 рассматривается выбор критериев для сравнения методик расчета, основанных на методе А.Н. Казанцева и модели К. Ватерсона [48,50]. Определены критерии, необходимые для разработки расчетной модели декаметровой радиоперелии в дальнемагистральной системе связи. Глава 2 содержит разработанную методологию расчета напряженности поля в точке приема для радиотрассы системы дальнемагистральной связи ДКМ диапазона, которая учитывает комплекс параметров, включающий критическую частоту, доплеровский сдвиг для каждого слоя ионосферы и задаваемое для сеанса связи отношение сигнал/шум.

### **2.1 Параметры оценки цифровых регулировок усиления**

Выбор критериев зависит от конкретной задачи и требований, поэтому выбор метода должен быть в тесном контексте с требованиями, возможностями и условиями решаемой задачи по определению методики для моделирования ДКМ радиоперелии. Для сравнения методик расчета по методу А.Н. Казанцева [54] и модели К. Ватерсона можно использовать следующие критерии: 1. точность: погрешность расчетов при использовании метода А.Н. Казанцева и модели К. Ватерсона должна быть минимальной; 2. скорость расчетов: время, необходимое для выполнения расчетов по методу А.Н. Казанцева и модели К. Ватерсона, должно быть минимальным; 3. надежность: обе методики должны быть надежными и

давать одинаковые результаты при одинаковых условиях; 4. характеристики: методика должна иметь все необходимые характеристики для решения задач в конкретной области применения.

Для выбора критериев сравнения методик расчета по методу Казанцева и модели Ватерсона [50,55] использованы следующие параметры:

1. Коэффициент общей корреляции – показатель, отражающий степень корреляции между реальным и моделируемым сигналами. Чем выше этот показатель, тем точнее модель описывает реальный сигнал. Коэффициент также используется как критерий оценки качества канала передачи данных, может быть определен как отношение ковариации между сигналами принимаемым и переданным к произведению их стандартных отклонений.

Пусть:  $S$  — мощность полезного сигнала,  $N$  — мощность шума (дисперсия ненормативных помех),  $X=S+N$  — наблюдаемый сигнал.

В модели К. Ватерсона коэффициент между  $S$  и  $N$  вычисляется как (2.1):

$$\rho_w = \frac{\text{Cov}(S, N)}{\sqrt{\text{Var}(S) \cdot \text{Var}(N)}}, \quad (2.1)$$

где  $\text{Var}(S)$  и  $\text{Var}(N)$  – дисперсия ненормативных помех,

$\text{Cov}(S, N)$  – мощность сигнала и шума.

В модели Казанцева коэффициент общей корреляции определяется с помощью следующей формулы (2.2), [50,56]:

$$\rho_k = \frac{E\{(S - \mu_s)(N - \mu_n)\}}{\sqrt{E\{(S - \mu_s)^2\} \cdot E\{(N - \mu_n)^2\}}}, \quad (2.2)$$

где  $\mu_s$ ,  $\mu_n$  — математические ожидания сигнала и шума,

$S$  — мощность полезного сигнала,

$N$  — мощность шума (дисперсия ненормативных помех),

$E\{\}$  — математическое ожидание.

В обоих моделях коэффициент общей корреляции можно использовать для сравнения разных методов расчета. Чем ближе значение коэффициент к 1, тем лучше метод расчета идеально описывает передачу сигнала через канал [56,57].

2. Коэффициент детерминации (Coefficient of determination,  $R^2$ ) – показатель, отражающий степень, в которой изменение зависимой переменной объясняется изменением независимых переменных. Чем ближе этот показатель к единице, тем точнее модель описывает реальный сигнал [57,58].

Коэффициент детерминации ( $R^2$ ) является одним из критериев качества модели (2.3). В модели К. Ватерсона коэффициент детерминации вычисляется как квадрат коэффициента корреляции ( $\rho_w$ ) [58]:

$$R^2 = \rho_w^2 \quad (2.3)$$

В модели Казанцева также используется коэффициент детерминации, который вычисляется по формуле (2.4):

$$R^2 = 1 - \left( \frac{\sigma(Y - \hat{Y})^2}{\sigma(Y - Y_{avg})^2} \right), \quad (2.4)$$

где  $Y$  – реальные значения,

$\hat{Y}$  – предсказанные значения,

$Y_{avg}$  – среднее значение  $Y$ ,

$\sigma$  – стандартное отклонение.

Чем ближе значение  $R^2$  к 1 [60], тем лучше модель объясняет изменчивость данных. Таким образом,  $R^2$  показывает, какую часть изменчивости зависимой переменной можно объяснить с помощью независимой переменной.

3. Отношение сигнал/шум (ОСШ, лат. Signal-to-Noise Ratio, SNR): Этот показатель отражает соотношение мощности сигнала к мощности шума.

4. Среднеквадратическая ошибка (СКО, лат. Root Mean Square Error, RMSE): Чем ниже значение СКО, тем более точно модель воспроизводит реальный сигнал. Этот показатель измеряет среднеквадратическое отклонение между реальным и моделируемым сигналами [61,62].

Выбор критериев зависит от конкретной задачи и условий передачи сигнала. Например, при работе с сигналом в условиях шума важным параметром будет коэффициент сигнал шум, а в случае точного расчета параметров канала – среднеквадратическая ошибка.

1. Составляем комплексные функции передачи сигнала и шума (2.5, 2.6) [56]:

$$H(f) = |H(f)| e^{j\varphi_1(f)}, \quad (2.5)$$

$$N(f) = |N(f)| e^{j\varphi_2(f)}, \quad (2.6)$$

где  $H(f)$  и  $N(f)$  – амплитудные спектры сигнала и шума соответственно,  $\varphi_1(f)$  и  $\varphi_2(f)$  – их фазовые спектры.

Для решения этой задачи применяются градиентные и неградиентные методы. В частности, можно применять такие методы, как метод наискорейшего спуска, а также метод Бroyдена-Флетчера-Гольдфарба-Шанно (BFGS) [61] и другие. Метод наискорейшего спуска представляет собой градиентный метод, суть которого заключается в последовательном перемещении вниз по направлению к наискорейшему уменьшению функции [63]. На каждом шаге вычисляется градиент функции, который определяет направление наискорейшего увеличения [64]. Для решения задачи минимизации этот градиент необходимо инвертировать, чтобы получить направление наискорейшего убывания. Затем делается шаг в выбранном направлении с установленным размером шага. Процесс повторяется вплоть до достижения заданной точности решения или превышения максимально разрешенного числа итераций.

Расчеты и измерения свидетельствуют о том, что условия отражения в ионосфере регулярно поддерживаются для декаметровых диапазонов и радиолиний в этих диапазонах на высотах, ниже уровня максимальной ионизации. Длинные волны подвергаются отражению в слое  $D$ , который исчезает в ночное время. Декаметровый диапазон является наиболее подходящим для дальней связи благодаря отражению сигналов в ионосфере, особенно в слое  $F$ . Многократные отражения в ионосфере, а также последующие отражения от земной поверхности позволяют осуществлять дальние связи на расстояния в тысячи (даже десятки тысяч) километров при относительно низких мощностях передатчиков. Измерения проводятся с использованием специализированных станций для высотного зондирования [64,65]. Полевые точки на поверхности Земли, находящиеся на одной линии в момент передачи и приема радиосигнала, могут воспринимать сигналы, поляризованные по-разному. Эффекты поляризации могут проявляться не только на поверхности, но и в объеме ионосферы, где в зависимости от параметров

ионизации, направления линии обзора и частоты могут возникать линейная, круговая или эллиптическая поляризация [66]. Положение солнца относительно местоположения передатчика и приемника также имеет значительное влияние на поляризацию в декаметровом диапазоне. В дневное время ионосфера заряжается от солнечной радиации и становится менее плотной, что приводит к изменению ее оптических характеристик и увеличению поляризации в некоторых направлениях. Таким образом, при разработке дальнемагистральных радиотехнических систем необходимо учитывать эти факторы и проводить соответствующие эксперименты и измерения для улучшения свойств помехоустойчивости и эффективности передачи и приема радиосигналов [68]. На основе проведенных измерений составляются и рассылаются графики суточного изменения максимально применимых частот (МПЧ) [68]. Расчет напряженности электромагнитного поля (ЭМП) ионосферной волны в рамках декаметровых радиолиний осуществляется с помощью расчетной методики, что позволяет проводить оценку уровней ЭМП в регионе, ориентируясь на специфику декаметровых линий радиосвязи для средних широт.

В процессе расчета используются типовые данные радиопрогнозов и характеристики подстилающей поверхности, получаемые из статистических данных модели IRI (International Reference Ionosphere). Также учитываются заданные энергетические характеристики передатчиков и параметры диаграмм направленности антенн. Это обеспечивает высокую точность расчетов и позволяет корректно оценить качество связи, возможное в данной радиополосе, а также оперативно адаптироваться к изменяющимся условиям ионосферы и окружающей среды.

Для улучшения типовой методики расчета уровня напряженности электромагнитного поля (ЭМП) на территории распространения декаметровой радиолинии (ДКМ), была проведена оценка уровня ЭМП, исходя из данных о передатчике и антенне с заданными характеристиками диаграммы направленности. Расчеты для n-скачковой радиотрассы не ограничиваются одной точкой, а охватывают всю территорию региона. Результаты представляются в виде графиков

в двумерной системе координат, что позволяет визуализировать распределение ЭМП [69].

Благодаря многократным отражениям в ионосфере и дополнительным отражениям от земной поверхности, дальняя связь может достигать значительных расстояний — в тысячи, а в некоторых случаях и десятки тысяч километров, даже при относительно низкой мощности передатчиков. Измерения проводятся с использованием специализированных станций высотного зондирования, что обеспечивает высокую точность сбора данных [69, 70].

На основе собранных данных создаются графики суточного изменения максимально применимых частот (МПЧ), которые распределяются по различным точкам. Оптимальная частота для связи выбирается равной 0,85 от уровня МПЧ.

На рисунке 2.1 верхняя линия демонстрирует значения МПЧ, взятые из модели IRI (International Reference Ionosphere). При действующей высоте слоя  $F_2$  основные рабочие частоты (ОРЧ) те, которые получены по модели IRI. Нижней линией показаны оптимальные значения МПЧ (0,85 от исходных значений) [70].

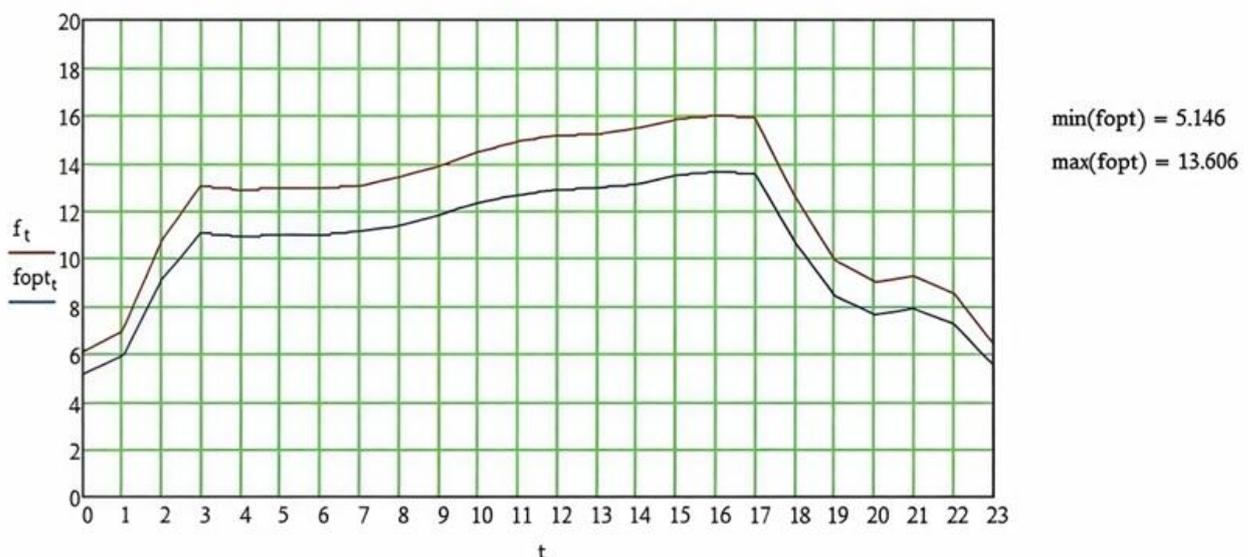


Рисунок 2.1 – График изменения МПЧ, построенный в расчетной модели

Представленный график демонстрирует изменения МПЧ в зависимости от времени суток, основанный на данных модели IRI, дает представление о варьировании условий связи в течение суток и позволяет выбрать наиболее эффективные временные окна для радиосвязи в декаметровом диапазоне.

Соответствующая модель IRI предоставляет основы для построения прогностических моделей, которые могут помочь в планировании радиосвязи, взяв во внимание влияние ионосферных условий в течение суток. В контексте построения радиоканала, особенно в декаметровом диапазоне, ключевым аспектом является анализ напряженности электромагнитного поля, которое влияет на качество и стабильность связи. В условиях, представленных моделью IRI, рассчитывается величина напряженности электромагнитного поля, принимая во внимание различные параметры, такие как плотность электронов в ионосфере, параметры антенны, а также угол наклона волны.

## 2.2 Расчет напряженности электромагнитного поля

Расчет напряженности электромагнитного поля (ЭМП) ионосферной волны  $E_s$  на линии ДКМ осуществляется с использованием специализированной расчетной модели, которая учитывает уровни ЭМП на территории региона, предназначенного для линий радиосвязи в декаметровом диапазоне, а также отношение сигнал/шум, требуемое на приемной стороне. Процесс включает следующие ключевые аспекты [69,70,71]: 1) применяются типовые радиопрогнозы, предоставляющие информацию о состоянии ионизации в ионосфере, что позволяет более точно предсказывать поведение радиосигналов; 2) учитываются различные характеристики подстилающей поверхности, которые могут влиять на прохождение радиоволн, для этого могут использоваться данные, полученные от ионозондов; 3) модель должна быть адаптирована для использования в средних широтах, что позволяет учитывать специфические характеристики ионосферы и различные климатические условия, характерные для этих зон.

Имеются данные и о перспективных исследованиях с использованием современных ПЭВМ для автоматизации этих расчетов [71], [72], однако, следует отметить, что трудоемкость расчетов по данным методикам значительно выше. Это обусловлено несколькими факторами: 1) для получения точных результатов

необходимо учитывать множество факторов, таких как уровни ионизации, характеристики атмосферы, состояние подстилающей поверхности и временные изменения; 2) расчет напряженности электромагнитного поля требует применения сложных математических моделей, которые могут включать обработку больших объемов данных. Это требует высоких вычислительных мощностей и времени; 3) необходимость в постоянной коррекции моделей и алгоритмов, что также увеличивает трудоемкость. Помимо этого, результаты таких расчетов крайне недостаточно учитывают распространение радиоволн на радиотрассе и проблемы суперпозиции сигналов в точках приема, не учитывают характеристики диаграмм направленности антенн [71,73].

Исходя из изложенного выше, решением частной задачи явилось совершенствование существующих методик расчета и создание собственной модели расчета ДКМ радиолинии дальнемагистральной системы связи, направленной по пути определения уровня сигнала на территории построения радиотрассы от передатчика с известными энергетическими характеристиками, отображения уровня сигнала для каждого из скачков и их среднеквадратического значения. Условие минимизации функционала ошибок при передаче информации по каналу декаметрового радиотрассы (ДКМ) заключается в том, чтобы обеспечить высокое качество передачи, сравнивая передаваемые и восстановленные сигналы. Функционал ошибок определяется как сумма условных математических ожиданий квадрата ошибки между этими сигналами на всех отсчетах времени. Для решения данной задачи эффективно применяется метод наискорейшего спуска (градиентный спуск), который состоит из следующих шагов [73,75]: 1) задание начальных значений случайным образом или по предварительным оценкам. Эти параметры могут включать в себя характеристики передатчика, параметры фильтрации сигнала; 2) расчет градиента функционала относительно каждого из параметров модели. Его использование позволяет определить направление, в котором необходимо продвигаться для минимизации ошибки; 3) сдвиг параметров модели — обычно это делается с использованием некоторого коэффициента обучения (шаг спуска), который определяет, на сколько должны измениться

параметры на данном шаге; 5) проверка на выполнение условий завершения - процесс повторяется до тех пор, пока не будет достигнута требуемая точность. Важно учитывать, что алгоритм градиентного спуска может застрять в локальном минимуме, что ограничивает его эффективность. Для того чтобы повысить шансы нахождения глобального минимума функционала ошибок, рекомендуется проводить несколько экспериментов с различными начальными значениями параметров модели — это может быть реализовано, например, с помощью метода "многократного старта" или использования различных инициализаций. передаче информации по ДКМ радиолинии дальнемагистральной системы связи [76,77]. В этом контексте, для расчёта параметров ДКМ радиолинии дальнемагистральной системы связи в диапазоне частот от 1 до 30 МГц по модели ITU-R F.1487 необходимо выполнить следующие шаги: 1) задать параметры ионосферы: месяц; часовой пояс; местоположение (широта и долгота); зенитный угол; 2) вычислить длительность магнитной локальной дневной волны (ДМЛВ) по формуле (2.7) [78]:

$$T_{\text{ДМЛВ}F2} = T_{\text{ДМЛВ}F2_{\text{base}}} * (1 + \alpha_1 * \ln(f_0) + \alpha_2 * \ln(f_0 + (\alpha_3 + \alpha_4 * \ln(f_0)) * \varphi_{\text{ion}} + \alpha_5 * (\varphi_{\text{ion}}^2 + 1.44))^h), \quad (2.7)$$

где  $T_{\text{ДМЛВ}F2_{\text{base}}}$  – базовая длительность магнитной локальной дневной волны ( $T_{\text{ДМЛВ}F2_{\text{base}}} = 10$ ), а остальные параметры:

$f_0$  – средняя частота сигнала;

$\alpha_1 = -3.14$ ,  $\alpha_2 = 1.61$ ,  $\alpha_3 = -9.30$ ,  $\alpha_4 = 12.70$ ,  $\alpha_5 = -6.15$ –

коэффициенты, зависящие от частоты;

$\varphi_{\text{ion}}$  – широта ионосферы;

$h$  – высота ионосферы.

3. Вычислить максимально допустимую частоту (MUF) по формуле (2.8) [78,79]:

$$MUF = f_0 * (T_{\text{ДМЛВ}F2} / T_{\text{ДМЛВ}F2_{\text{base}}})^{0.5}, \quad (2.8)$$

где  $T_{\text{ДМЛВ}F2}$  и  $T_{\text{ДМЛВ}F2_{\text{base}}}$  – длительность магнитной локальной дневной волны и ее базовое значение соответственно.

Рассчитать дальность  $d_0$  на которой действует MUF по формуле (2.9):

$$d0 = (H_0 + H_b) * (R_e / (R_e + H_e))^{0.5} * (R_e + H_e), \quad (2.9)$$

где:  $H_0$  – критическая высота;  $H_b$  – параметр, определяющий высоту электронной концентрации для расчета критической частоты;  $R_e$  – радиус Земли;  $H_e$  – высота электронной концентрации.

5. Определить «полосу замирания» FOT (от англ. Fade Out Time), отображающую время, в течение которого будет происходить замирание частоты на данной дальности, по формуле (2.10) [81,82]:

$$FOT = \frac{1}{1/T_{eS} - 1/T_S}, \quad (2.10)$$

где:  $T_{eS}$  – время вспышки Солнца в днях;  $T_S$  – время существования ионосферной возмущенности в днях.

6. Рассчитать коэффициент загрузки пиковой мощности (КзПМ) по формуле (2.11) [82,83]:

$$\text{КзПМ} = \frac{A_c * A_s * d0^2}{la^2}, \quad (2.11)$$

где:  $A_c$  – эффективная площадь антенны передатчика;  $A_s$  – эффективная площадь антенны приемника;  $la$  – длина волны сигнала.

Для оценки параметров ДКМ радиолинии дальнемагистральной системы связи и выбора оптимального диапазона частот для передачи информации можно использовать полученные значения. Расчеты могут быть выполнены как вручную, так и с помощью программных методов, что позволяет сравнить результаты и определить надежность полученных данных. Ниже приведен расчет ручным и машинным методом для демонстрации получения расчетов с применением моделей А.Н. Казанцева и К. Ватерсона. Исходные данные для расчета с использованием модели IRI-2022 [82,84]:

- дальность радиосвязи (расстояние между передатчиком и приемником)  $r = 3\ 665$  км;
- координаты передатчика  $69^{\circ}28' \text{ N}$ ,  $49^{\circ}22' \text{ E}$ ;
- координаты приемника  $64^{\circ}34' \text{ N}$ ,  $40^{\circ}30' \text{ E}$ ;
- рабочие частоты  $f1 = 3,895$  МГц,  $f2 = 5,175$  МГц,  $f3 = 6,985$  МГц;

- мощность передатчика, подводимая к антенне:  $PI=100$  Вт;
- коэффициент усиления передающей антенны:  $GI=1$ ;
- полоса частот  $b = 2700$  Гц;
- время осуществления радиосвязи (местное время в точке отражения):

$T1=12$ ч (лето/день),  $T2=24$ ч (зима/ночь).

Для рассчитываемой в примере радиолинии определим углы падения ионосферной волны на слои ионосферы  $\phi_0^{F_2}, \phi_0^{F_1}, \phi_0^E$  (2.12) [85-87]:

$$\operatorname{tg}\phi_0 = \frac{\sin\psi}{1 - \cos\psi + \frac{h_d}{a}} \quad (2.12)$$

где  $\psi$ , град  $= \frac{r, \text{км}}{222,4} = 3$  – центральный угол, соответствующий дуге;

$a_{\text{ЗМ}}$  – радиус Земли ( $\sim 6371$  км);

$h_d$  – действующая высота слоев ионосферы  $F1, F2, E$ .

При расчетах средние значения действующих высот с учетом времени берем с сайта Московского центра мониторинга ионосферы [86]:

$$h_{\text{д}}^{F_2} = 350 \text{ км (днем);}$$

$$h_{\text{д}}^{F_2} = 300 \text{ км (ночью);}$$

$$h_{\text{д}}^{F_1} = 200 \text{ км;}$$

$$h_{\text{д}}^E = 120 \text{ км.}$$

Принцип эквивалентности в задаче распространения радиосигналов в ионосфере (рисунок 2.2) основывается на представлении ионосферы как средства, способного изменять характеристики радиоволн, без изменения физических свойств самой волны. Этот принцип позволяет упростить анализ различных случаев распространения радиосигналов и сделать его более интуитивно понятным [86]. Принцип эквивалентности позволяет учитывать такие факторы, как частота радиосигнала, угол падения и свойства ионосферы, что может существенно изменять условия распространения сигналов.

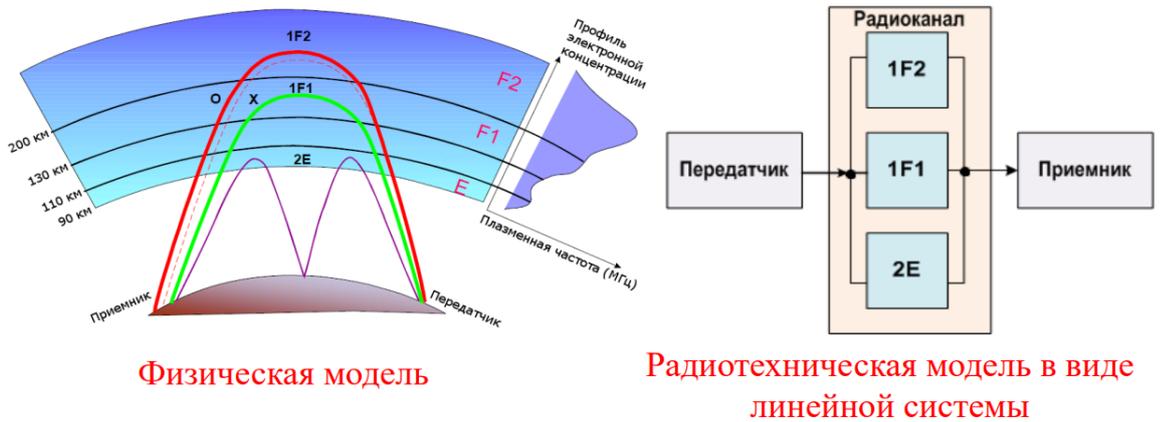


Рисунок 2.2 – Принцип эквивалентности в задаче распространения радиосигналов в ионосфере [86]

Рассчитываем углы падения ионосферной волны на слои ионосферы  $\phi_0^{F_2}$ ,  $\phi_0^{F_1}$ ,  $\phi_0^E$  (2.13-2.16).

$$\text{Днем, слой } F_2: \phi_0^{F_2} = \arctg \frac{\sin 3}{1 - \cos 3 + 350/6371} = 42,9 \quad (2.13)$$

$$\text{Ночь, слой } F_2: \phi_0^{F_2} = \arctg \frac{\sin 3}{1 - \cos 3 + 300/6371} = 47,2 \quad (2.14)$$

$$\text{Слой } F_1: \phi_0^{F_1} = \arctg \frac{\sin 3}{1 - \cos 3 + 200/6371} = 57,95 \quad (2.15)$$

$$\text{Слой } E: \phi_0^E = \arctg \frac{\sin 3}{1 - \cos 3 + 120/6371} = 68,89 \quad (2.16)$$

По графикам суточного хода критических частот для слоев ионосферы  $F_2$ ,  $F_1$ ,  $E$ , для летнего и зимнего периода, определяем частоты  $f_0^{F_2}$ ,  $f_0^{F_1}$ ,  $f_0^E$ , согласно времени (таблица 2.1) [86-88]:

Таблица 2.1 – Выбранные частоты из графиков критических частот

Для T1=12ч (лето день):	Для T2=24ч (зима ночь):
$f_0^{F_2} = 4,833$ МГц;	$f_0^{F_2} = 1,740$ МГц;
$f_0^{F_1} = 3,956$ МГц;	$f_0^E = 0,379$ МГц.
$f_0^E = 2,814$ МГц.	

В случае пренебрежения сферичностью Земли и ионосферы (обоснованно при относительно малых расстояниях) максимальная и критическая частоты,

учитывая угол падения на отражающий слой, связаны с помощью закона секанса, данное выражение отражает зависимость эффективной частоты отражения от угла падения электромагнитной волны на ионосферный слой (2.17), [89]:

$$f_{\text{мпч}} = f_0 \sec \varphi_0 \quad (2.17)$$

Рассчитываем МПЧ слоев  $F2$ ,  $F1$ ,  $E$  для заданного расстояния между точками передачи и приема  $r$  по формуле (2.18-2.23), [89,90].

Для  $T_1=12\text{ч}$  (лето день):

$$f_{\text{мпч}}^{F_2} = f_0^{F_2} \sec \varphi_0^{F_2} = 4,833 \cdot \frac{1}{\cos(42,9)} = 6,597 \quad (2.18)$$

$$f_{\text{мпч}}^{F_1} = f_0^{F_1} \sec \varphi_0^{F_1} = 3,956 \cdot \frac{1}{\cos(57,95)} = 7,455 \quad (2.19)$$

$$f_{\text{мпч}}^E = f_0^E \sec \varphi_0^E = 2,814 \cdot \frac{1}{\cos(68,89)} = 7,813 \quad (2.20)$$

Для  $T_2=24\text{ч}$  (зима ночь):

$$f_{\text{мпч}}^{F_2} = f_0^{F_2} \sec \varphi_0^{F_2} = 4,833 \cdot \frac{1}{\cos(42,9)} = 6,597 \quad (2.22)$$

$$f_{\text{мпч}}^{F_2} = f_0^{F_2} \sec \varphi_0^{F_2} = 1,740 \cdot \frac{1}{\cos(47,2)} = 2,560 \quad (2.23)$$

$$f_{\text{мпч}}^E = f_0^E \sec \varphi_0^E = 0,379 \cdot \frac{1}{\cos(68,89)} = 1,052 \quad (2.24)$$

При определении ограничительных рабочих частот и МПЧ ионосферных слоев  $F2$ ,  $F1$  и  $E$  учитывается важный фактор — рассчитанные МПЧ соответствуют медианным значениям, обеспечивающим отражение радиоволн в 50 % времени наблюдений. Для повышения вероятности надежного отражения сигналов рабочую частоту снижают, корректируя МПЧ с целью увеличения устойчивости каналов связи. Конкретно, для слоя  $F2$  установлено нормативное уменьшение МПЧ на 15 %, что обеспечивает отражение радиоволн в 90 % времени эксплуатации. Аналогично, для слоя  $F1$  рабочую частоту рекомендуется уменьшать на 5 % для достижения указанного уровня отражения. Напротив, для слоя  $E$  значения МПЧ и ОРЧ практически совпадают, что объясняется его высокой стабильностью с точки зрения электродинамических характеристик, обеспечивающей минимальные

вариации параметров отражения. Таким образом, слой  $E$  характеризуется наибольшей предсказуемостью и надежностью работы в указанных условиях. [91].

$$\text{Тогда: } f^{F_2}_{\text{орч}} = 0,85f^{F_2}_{\text{мпч}}; f^{F_1}_{\text{орч}} = 0,95f^{F_1}_{\text{мпч}}; f^E_{\text{орч}} = f^E_{\text{мпч}} \quad (2.25)$$

Для  $T_1=12\text{ч}$  (лето день):

$$f^{F_2}_{\text{орч}} = 0,85f^{F_2}_{\text{мпч}} = 0,85 \cdot 6,597 = 5,607 \text{ МГц} \quad (2.26)$$

$$f^{F_1}_{\text{орч}} = 0,95f^{F_1}_{\text{мпч}} = 0,95 \cdot 7,455 = 7,082 \text{ МГц} \quad (2.27)$$

$$f^E_{\text{орч}} = f^E_{\text{мпч}} = 7,813 \text{ МГц} \quad (2.28)$$

Для  $T_2=24\text{ч}$  (зима ночь):

$$f^{F_2}_{\text{орч}} = 0,85f^{F_2}_{\text{мпч}} = 0,85 \cdot 2,560 = 2,130 \text{ МГц} \quad (2.29)$$

$$f^E_{\text{орч}} = f^E_{\text{мпч}} = 1,052 \text{ МГц} \quad (2.30)$$

Существующие методы расчёта напряжённости поля представляют собой приближенные подходы, наиболее активно применяемые в инженерной практике. Одним из наиболее распространённых является метод А. Н. Казанцева [91,92], который специально разработан для вычисления медианной напряжённости поля ионосферной волны на радиотрассах, расположенных в средних широтах. В рамках этого подхода расчёты в большинстве случаев осуществляются для единственного так называемого главного луча, в то время как влияние всех остальных лучей учитывается через моделирование эффекта быстрых замираний. Главным лучом считается тот, который подвергся наименьшему количеству многократных отражений от ионосферных слоёв и преодолел наименьшее расстояние в них. Таким образом, для корректного расчета напряженности поля критически важно предварительно идентифицировать главный луч, присущий данной радиотрассе. Этот процесс включает в себя тщательный анализ всех возможных лучей, способных отражаться от ионосферы, что обеспечивает более точное представление о характеристиках радиосигнала в данном контексте. Следовательно, до проведения расчёта напряжённости поля необходимо однозначно определить главный луч для конкретной радиотрассы. Для этого сначала выявляются все возможные лучи, способные отражаться от ионосферы, исходя из применения соответствующих условий отражения. В частности,

требуется определить все лучи, удовлетворяющие критерию, заданному выражением (2.31), которое отражает физические условия отражения электромагнитных волн от ионосферных слоёв. Таким образом, анализ траекторий лучей основывается на решении уравнения (2.31), что позволяет выделить допустимые пути распространения сигнала для дальнейших расчётов напряжённости поля. [92-94]:

$$f < \Delta f_{\text{МПЧ}}, \quad (2.31)$$

где  $f$  – рабочая частота;  $f_{\text{мпч}}$  – МПЧ для слоя ионосферы, определенная ранее.

Далее из всех отразившихся от слоев ионосферы лучей выбрать один, прошедший наименьший путь в ней.

Исходное выражение для определения действующего значения напряженности поля по методу А.Н. Казанцева имеет вид (2.32), [71,95]:

$$E = \frac{\sqrt{30P_1 G_1}}{r_{\text{л}}} \frac{1}{2} \frac{1 + |\dot{R}|}{2} |\dot{R}|^{(n-1)(n-1)} e^{-\Gamma}, \quad (2.32)$$

где  $P_1$  – мощность, подводимая к антенне;

$G_1$  – коэффициент усиления передающей антенны;

$r_{\text{л}}$  – расстояние, проходимое волной по основному лучу (по ломаной линии) между точками передачи и приема;

$|\dot{R}|$  – модуль коэффициента отражения от Земли;

$n$  – число отражений от ионосферы;

$\Gamma$  – интегральный коэффициент поглощения в ионосфере.

Множитель  $\frac{1}{2}$  в формуле (2.32) указывает на снижение мощности волны примерно на 6 дБ, что обусловлено двумя основными факторами: 1) первые 3 дБ связаны с расщеплением падающей волны в ионосфере на две составляющие — обыкновенную и необыкновенную волны. При этом необыкновенная волна испытывает значительное поглощение в ионосфере и, как правило, не достигает приемной станции, поэтому в приеме участвует преимущественно обыкновенная волна; 2) Оставшиеся 3 дБ снижения мощности обусловлены поляризационным рассогласованием: отраженная от ионосферы волна обычно приобретает

эллиптическую поляризацию, в то время как приемные антенны, применяемые на практике, как правило, настроены на линейную поляризацию, что приводит к неполному приему энергии сигнала. Кроме того, множитель  $\frac{1+|\dot{R}|}{2}$  учитывает эффект сложения полей прямой и отраженной от поверхности Земли волн в точке приема. В инженерных расчетах для коэффициента отражения  $|\dot{R}|$  обычно принимается значение 0,8, что позволяет адекватно моделировать интерференционные эффекты на приеме [95].  $|\dot{R}|^{(n-1)(n-1)}$  учитывает потери, возникающие при отражении от Земли в случае многоскачкового распространения. Множитель  $e^{-\Gamma}$  характеризует поглощение волны, распространяющейся в ионосфере [96].

Значение  $r_d$  по основному лучу определяется из выражения (2.33):

$$r_d = \sqrt{r^2 + (2nh_d)^2} \quad (2.33)$$

Коэффициент поглощения радиоволны в ионосфере, обозначаемый как  $\Gamma$ , представляет собой суммарную величину, учитывающую затухание на всех ионосферных слоях, через которые проходит сигнал. Согласно исследованиям А. Н. Казанцева, уровень поглощения в отдельных слоях ионосферы можно связать с их критическими частотами, что существенно облегчает расчет. В частности, для слоя  $E$  в дневное время коэффициент поглощения определяется на основе выражения (2.34). Это уравнение устанавливает зависимость  $\Gamma$  от критической частоты слоя  $E$  и параметров радиоволны, что позволяет учитывать влияние характеристик слоя  $E$  на затухание сигнала. Данное соотношение служит практической основой для инженерных расчетов, направленных на оценку потерь мощности радиоволн при отражении именно от слоя  $E$  ионосферы (2.34), [97,98]:

$$\Gamma = \frac{3(f_0^E)^2 \sec \phi_0^E}{(f + f_L)^2} + 4 \frac{\cos^2 \phi_0^E}{f_0^E} f \sqrt{\frac{f}{(f + f_L)}} \quad (2.34)$$

При отражении от слоя  $F2$  днем – из выражения (2.35):

$$\Gamma = \frac{5,9(f_0^E)^2 \sec \varphi_0^{F_2}}{(f + f_L)^2} + 0,02f^2 \cos^3 \varphi_0^{F_2} \quad (2.35)$$

Определим напряжённость поля ИВ по формулам (2.36-2.39) летним днём при частоте  $f_1 = 3,895$  МГц:

$$f_1 < f_{\text{мпч}}^E; 3,895 \text{ МГц} < 7,813 \text{ МГц} \quad (2.36)$$

Значит, луч отразится от слоя  $E$ :

$$r_{\text{л}} = \sqrt{665^2 + (2 \cdot 1 \cdot 120)^2} = 706,98 \text{ км} \quad (2.37)$$

$$\Gamma = \frac{3 \cdot 2,814^2 \cdot \frac{1}{\cos(68,89) \cos(68,89)}}{(6,985 + 0,8)(6,985 + 0,8)^2} + 4 \frac{\cos^2(68,89) \cos^2(68,89)}{2,814} \quad (2.38)$$

$$\cdot 6,985 \sqrt{\frac{6,985}{6,985 + 0,8}} = 8,8$$

$$E = \frac{\sqrt{30 \cdot 100 \cdot 1}}{706,98 \cdot 10^3} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1 + 0,8}{2} \cdot 1 \cdot e^{-7} = 0,032 \frac{\text{мкВ}}{\text{м}} \quad (2.39)$$

Определим напряжённость поля ИВ по формулам (2.40-2.43) летним днём при частоте  $f_2 = 7,813$  МГц:

$$f_2 < f_{\text{мпч}}^E; 5,175 \text{ МГц} < 7,813 \text{ МГц} \quad (2.40)$$

Из (2.40) получим, что луч отразится от слоя  $E$ :

$$r_{\text{л}} = \sqrt{665^2 + (2 \cdot 1 \cdot 120)^2} = 706,98 \text{ км} \quad (2.41)$$

$$\Gamma = \frac{3 \cdot 2,814^2 \cdot \frac{1}{\cos(68,89)}}{(5,175 + 0,8)^2} + 4 \frac{\cos^2(68,89)}{2,814} \times 5,175 \sqrt{\frac{5,175}{5,175 + 0,8}} = 7,4 \quad (2.42)$$

$$E = \frac{\sqrt{30 \cdot 100 \cdot 1}}{706,98 \cdot 10^3} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1 + 0,8}{2} \cdot 1 \cdot e^{-7,4} = 0,021 \frac{\text{мкВ}}{\text{м}} \quad (2.43)$$

Определим напряжённость поля по формулам (2.44-2.47) летним днём при частоте  $f_3 = 6,985$  МГц:

$$f_3 < f_{\text{мпч}}^E; 6,985 \text{ МГц} < 7,813 \text{ МГц} \quad (2.44)$$

Из (2.40) получим, что луч отразится от слоя  $E$ :

$$r_{\text{л}} = 706,98 \text{ км} \quad (2.45)$$

$$\Gamma = \frac{3 \cdot 2,814^2 \cdot \frac{1}{\cos(68,89)}}{(6,985 + 0,8)^2} + 4 \frac{\cos^2(68,89)}{2,814} \cdot 6,985 \sqrt{\frac{6,985}{6,985 + 0,8}} = 8,8 \quad (2.46)$$

$$E = \frac{\sqrt{30 \cdot 100 \cdot 1}}{706,98 \cdot 10^3} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1 + 0,8}{2} \cdot 1 \cdot e^{-8,8} = 0,005 \frac{\text{мкВ}}{\text{м}} \quad (2.47)$$

Определим напряжённость поля КВ по формулам (2.48-2.49) зимней ночью при частоте  $f_1 = 3,895$  МГц:

$$f_1 < f_{\text{МПЧ}}^E; 3,895 \text{ МГц} \nless 1,052 \text{ МГц} \quad (2.48)$$

$$f_1 < f_{\text{МПЧ}}^{F_2}; 3,895 \text{ МГц} \nless 2,560 \text{ МГц} \quad (2.49)$$

Получается, что ночью луч не отражается ни от слоя  $E$ , ни от слоя  $F_2$ . Так же происходит при остальных рабочих частотах.

Напряжение сигнала на входе приемника равно произведению напряженности поля на действующую длину приемной антенны [99], и рассчитывается по формуле (2.50-2.53):

$$U_{\text{вх}} = E \cdot L_d, \quad (2.50)$$

где  $L_d = 1,27l = 1,27 \cdot 12,5 = 15,875$  м.

Тогда, согласно формулы (2.50), при  $f_1 = 3,895$  МГц:

$$U_{\text{вх}} = E \cdot L_d = 0,032 \cdot 15,875 = 0,508 \text{ мкВ} \quad (2.51)$$

При  $f_2 = 7,813$  МГц:

$$U_{\text{вх}} = E \cdot L_d = 0,021 \cdot 15,875 = 0,333 \text{ мкВ} \quad (2.52)$$

При  $f_3 = 6,985$  МГц:

$$U_{\text{вх}} = E \cdot L_d = 0,005 \cdot 15,875 = 0,079 \text{ мкВ} \quad (2.53)$$

Таким образом, для успешного получения радиосигнала требуется оценить уровень поля, который в свою очередь прямо влияет на напряжение сигнала на входе приемника. Это напряжение рассчитывается как произведение напряженности поля на действующую длину приемной антенны. В соответствии с формулами (2.50-2.53), при определении требуемого отношения сигнал/шум, необходимо будет учитывать, что с учетом зенитного угла и характеристик антенны, достаточный уровень ЭМП должен обеспечивать заданное ОСШ.

Успешная реализация системы радиосвязи зависит не только от параметров ЭМП, но и от способности антенны улавливать радиосигналы, что критически важно для достижения необходимого уровня отношения сигнал/шум, особенно в условиях, когда отражение от ионосферы оказывается неэффективным. Это подчеркивает важность четкого понимания и использования теоретической модели А.Н. Казанцева для оптимизации расчетов и проектирования радиосистем в различных условиях.

### 2.3 Решение задачи теоретической модели А.Н. Казанцева.

#### Определение требуемого отношения сигнал/шум

Одним из основных показателей качества, характеризующих радиоканал, является отношение сигнал/шум. Для его определения воспользуемся формулой (2.54), представленной в Рекомендации МСЭ-R P.533 [99,100]:

$$\frac{S}{N} = P_{\text{вх ном}} - F_a - 10 \lg(b) + 204, S/N = P_{\text{вх ном}} - F_a - 10 \lg(b) + 204, \quad (2.54)$$

где  $P_{\text{вх ном}}$  – номинальная мощность на входе приемника;

$F_a$  – результирующий коэффициент внешнего шума;

$b$  – полоса частот.

Номинальная мощность на входе приемника определяется по формуле (2.55):

$$P_{\text{вх ном}} = E + G - 20 \lg(f) - 107,2, \quad (2.55)$$

где  $E$  – напряженность поля в точке приема;

$G$  – коэффициент усиления антенны;

$f$  – рабочая частота.

Значения результирующего коэффициента внешнего шума для каждой рабочей частоты возьмем из Рекомендации МСЭ-R P.372 [100]:

$$f_1 = 8,895 \text{ МГц} - F_a = 60 \text{ дБ} \quad (2.56)$$

$$f_2 = 11,823 \text{ МГц} - F_a = 58 \text{ дБ} \quad (2.57)$$

$$f_3 = 12,985 \text{ МГц} - F_a = 54 \text{ дБ} \quad (2.58)$$

Определим ОСШ по формулам (2.60) и (2.62), (2.64).

При  $f_1 = 8,895 \text{ МГц}$ :

$$P_{\text{вх ном}} = 26,3 + 1 - 20 \lg(8,895) - 107,2 = -91,71 \text{ дБВт} \quad (2.59)$$

$$\frac{S}{N} = -91,71 - 60 - 10 \lg(2700) + 204 = 18,2 \text{ дБ} \quad (2.60)$$

При  $f_2 = 11,823 \text{ МГц}$ :

$$P_{\text{вх ном}} = 50,67 + 1 - 20 \lg(11,823) - 107,2 = -89,4 \text{ дБВт} \quad (2.61)$$

$$\frac{S}{N} = -89,4 - 58 - 10 \lg(2700) + 204 = 22,3 \text{ дБ} \quad (2.62)$$

При  $f_3 = 12,985 \text{ МГц}$ :

$$P_{\text{вх ном}} = 20,6 + 1 - 20 \lg(12,985) - 107,2 = -103,3 \text{ дБВт} \quad (2.63)$$

$$\frac{S}{N} = -103,3 - 54 - 10 \lg(2700) + 204 = 13,3 \text{ дБ} \quad (2.64)$$

Для дальнейшего сравнения ручного расчета с машинным, пересчитаем радиотрассу согласно заданным времени и рабочим частотам при отражении от слоя  $F2$ .

Определим напряжённость поля КВ по формулам (2.65-2.68) летним днём при частоте  $f_1 = 8,895 \text{ МГц}$  и отражении от слоя  $F2$ :

$$f_1 < f_{\text{МПЧ}}^{F2}; 8,895 \text{ МГц} < 12,597 \text{ МГц} \quad (2.65)$$

Значит, луч отразится от слоя  $F2$ :

$$r_{\text{л}} = \sqrt{665^2 + (2 \cdot 1 \cdot 350)^2} = 965,51 \text{ км} \quad (2.66)$$

$$\Gamma = \frac{5,9 \cdot 2,814^2 \cdot \frac{1}{\cos(42,9)}}{(8,895 + 0,8)^2} + 0,02 \cdot 8,895^2 \frac{\cos(3 \cdot 42,9)}{4} = 2,79 \quad (2.67)$$

$$E = \frac{\sqrt{30 \cdot 100 \cdot 1}}{965,51 \cdot 10^3} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1 + 0,8}{2} \cdot 1 \cdot e^{-2,79} = 1,57 \frac{\text{мкВ}}{\text{м}} \quad (2.68)$$

Определим напряжённость поля по формулам (2.69-2.72) летним днём при частоте  $f_2 = 11,823 \text{ МГц}$  и отражении от слоя  $F2$ :

$$f_2 < f_{\text{МПЧ}}^{F2}; 11,823 \text{ МГц} < 12,597 \text{ МГц} \quad (2.69)$$

Значит, луч отразится от слоя  $F2$ :

$$r_{\text{л}} = \sqrt{665^2 + (2 \cdot 1 \cdot 350)^2} = 965,51 \text{ км} \quad (2.70)$$

$$\Gamma = \frac{5,9 \cdot 2,814^2 \cdot \frac{1}{\cos(42,9)}}{(11,823 + 0,8)^2} + 0,02 \cdot 11,823^2 \frac{\cos(3 \cdot 42,9)}{4} = 1,6 \quad (2.71)$$

$$E = \frac{\sqrt{30 \cdot 100 \cdot 1}}{965,51 \cdot 10^3} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1 + 0,8}{2} \cdot 1 \cdot e^{-1,6} = 5,15 \frac{\text{мкВ}}{\text{м}} \quad (2.72)$$

Напряжение сигнала на входе приемника рассчитываем по формуле (2.73):

При  $f_1 = 8,895$  МГц:

$$U_{\text{вх}} = E \cdot L_{\text{д}} = 1,57 \cdot 15,875 = 24,92 \text{ мкВ} \quad (2.73)$$

При  $f_2 = 11,823$  МГц:

$$U_{\text{вх}} = E \cdot L_{\text{д}} = 5,15 \cdot 15,875 = 81,76 \text{ мкВ} \quad (2.74)$$

Определим ОСШ по формулам (2.76) и (2.78).

При  $f_1 = 8,895$  МГц:

$$P_{\text{вх ном}} = 18,52 + 1 - 20 \lg(8,895) - 107,2 = -99,4 \text{ дБВт} \quad (2.75)$$

$$\frac{S}{N} = -99,4 - 60 - 10 \lg(2700) + 204 = 12,3 \text{ дБ} \quad (2.76)$$

При  $f_2 = 11,823$  МГц:

$$P_{\text{вх ном}} = 14,20 + 1 - 20 \lg(11,823) - 107,2 = -103,8 \text{ дБВт} \quad (2.77)$$

$$\frac{S}{N} = -103,8 - 58 - 10 \lg(2700) + 204 = 7,89 \text{ дБ} \quad (2.78)$$

Результаты по ручному расчету. Результаты сведены в таблицу 2.2.

Таблица 2.2 – Результаты ручного расчета

	$f_1 = 8,895$ МГц		$f_2 = 11,823$ МГц		$f_3 = 12,985$ МГц
	День, $E$	День, $F2$	День, $E$	День, $F2$	День, $E$
$E$ , мкВ/м	0,032	1,57	0,021	5,15	0,005
$E$ , дБ(мкВ/м)	-29,9	3,92	-33,56	14,20	-46
$U_{\text{вх}}$ , мкВ	0,508	24,92	0,333	81,76	0,079
ОСШ ( $\frac{S}{N}$ ), дБ	18,2	12,3	12,3	7,89	13,3

Как видно из таблицы 2.1, при отражении радиосигнала от слоя  $E$  ионосферы напряженность поля в точке приема оказывается низкой, что свидетельствует о слабом уровне сигнала. В таких условиях радиосигналы подвержены значительным потерям и, как следствие, уровень сигнала в точке приема оказывается недостаточным для стабильной связи. С другой стороны, отражение радиосигнала от слоя  $F2$  должно обеспечивать более высокую напряженность поля. Этот слой обладает лучшими отражающими свойствами для радиоволн, что теоретически позволяет достигать более качественной связи. Однако на практике

наблюдается, что достижения высокого уровня сигнала на второй рабочей частоте не фиксировалось. Это может указывать на несколько факторов, включая изменение условий ионосферного отражения, а также влияние различных метеорологических и радиочастотных условий, которые могут ослаблять радиосигнал. Дополнительно стоит отметить, что в зимние ночные часы радиосвязь на установленных рабочих частотах полностью отсутствует. Это подтверждает наблюдаемые закономерности в поведении ионосферных слоев, когда в условиях пониженной солнечной активности и ночного времени отражающие свойства ионосферы значительно ухудшаются. Для проведения этих расчетов использовались характеристики антенны YA-30 и трансивера Icom IC-78.

Таблица 2.3 – Результаты автоматизированного расчета ПО

	$f_1=8.895$ МГц	$f_2=11,823$ МГц
Рабочая частота, МГц	8,9	11,9
Количество скачков	1	1
Тип луча	обыкновенный	обыкновенный
Время распространения, мс	2,32	2,34
Угол прихода, град	14,59	15,95
Суммарный уровень сигнала по всем лучам, дБ	-1,22	13,75
Память канала, мс	0,68	0,84

Полученные данные подчеркивают важность точных расчетов влияния ионосферных слоев на уровень радиосигнала. Графики, иллюстрирующие поведение сигналов в различных условиях, могут служить полезным инструментом для более глубокого анализа и верификации расчетных моделей. Это необходимо для повышения помехоустойчивости связи в условиях, когда отражение от ионосферы варьируется в зависимости от времени суток и сезона. Корректировка расчетов на основе графических данных и наблюдений сможет значительно улучшить качество радиосвязи. В качестве примера, подтверждающего повышение точности расчета, рассмотрим графики (рисунок 2.6 – 2.8).

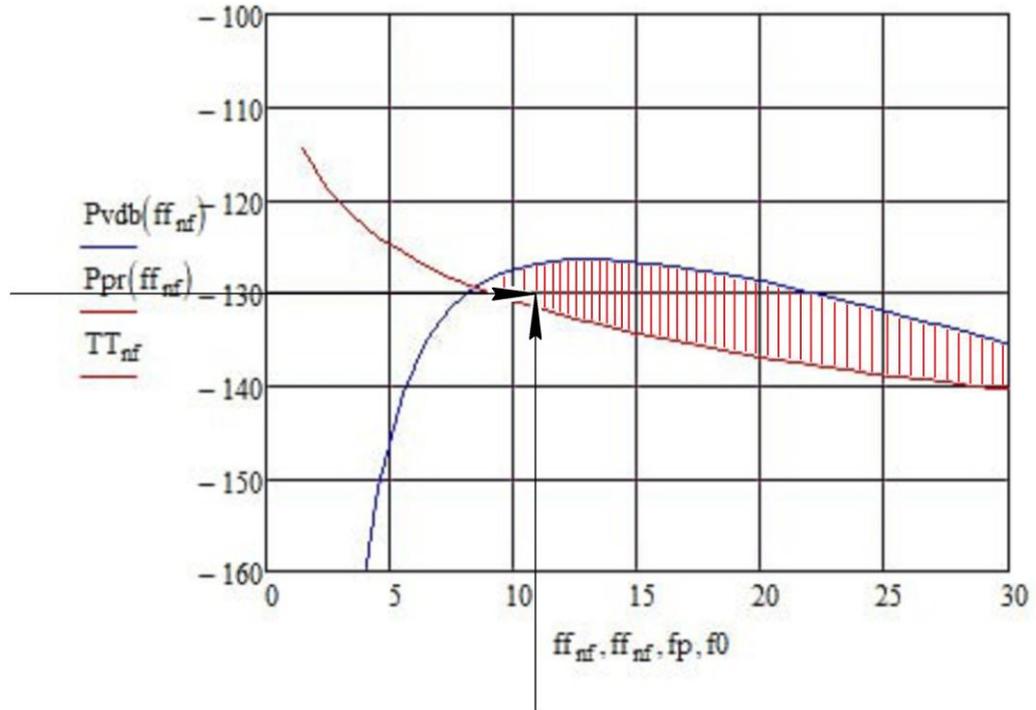


Рисунок 2.6 – Расчетная модель оценки напряженности поля в точке приема

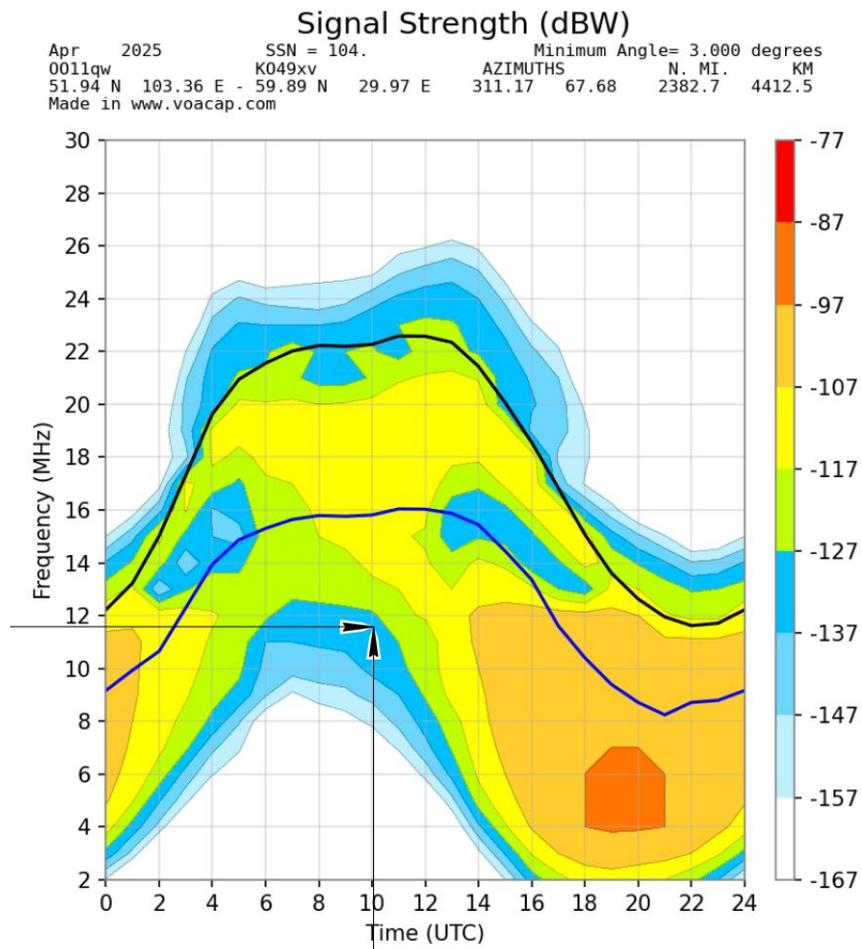


Рисунок 2.7 – Модель оценки мощности сигнала на приеме ПО Voacap

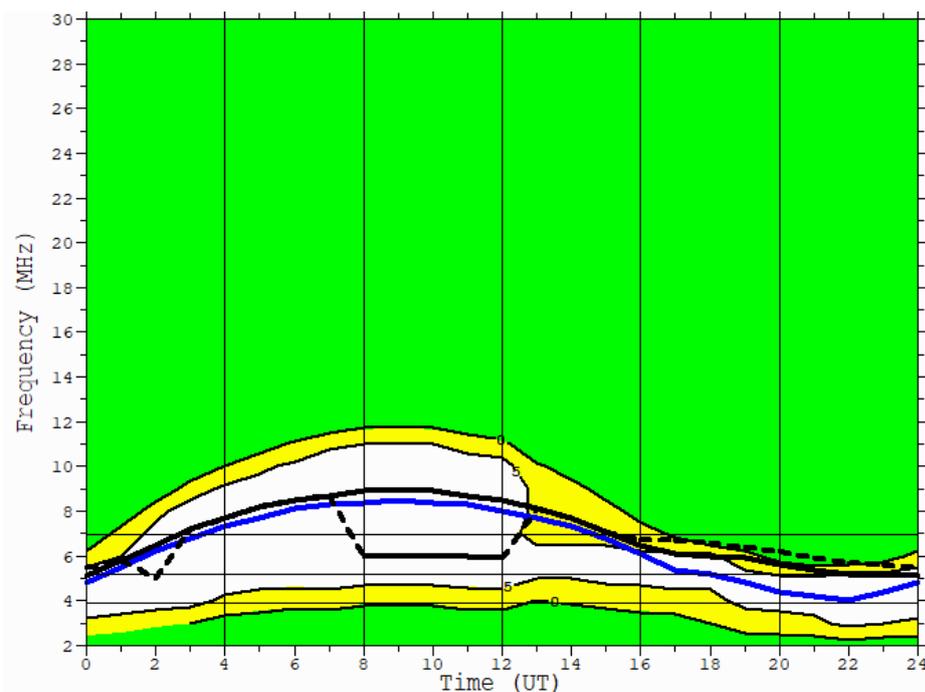


Рисунок 2.8 – График ОСШ, полученные ПО VOACAP

Вынесем необходимые нам значения напряженности поля в точке приема при требуемом ОСШ согласно заданию в таблицу 2.4.

Таблица 2.4 – Результаты расчетов

	5,175 МГц	8,985 МГц	11,823 МГц
Ручной расчёт, дБВт	-149	-148	-131
Программное обеспечение VOACAP, дБВт	> -157	-157	-137

В таблице 2.4 представлены результаты расчетов напряженности поля в точке приема при требуемом ОСШ на различных рабочих частотах. Исходя из данных, ручные расчеты показывают значения напряженности, которые в некоторых случаях превышают пороговые значения, однако программное обеспечение VOACAP предоставляет менее оптимистичные показатели, указывая на сложности достижения необходимого уровня качества связи. Согласно Рекомендациям МСЭ-R F.339 [101,102], при однополосной телефонии значение ОСШ должно составлять 15 дБ [102,103]. Несмотря на то, что расчеты демонстрируют потенциальную возможность его достижения на расчетной радиолинии, фактическая связь не обеспечивает необходимую помехоустойчивость. Улучшение этих аспектов может значительно повысить помехоустойчивость радиосистем и их способности функционировать в условиях переменных ионосферных характеристик.

## Выводы к главе 2

Полученные результаты демонстрируют, что в предложенной расчетной модели, как в обобщенной модели А.Н. Казанцева и К. Ватерсона, применяемые методы могут эффективно использоваться для оценки потерь при распространении радиоволн с учетом разнообразных факторов. К таким факторам относятся атмосферные условия и другие влияющие элементы.

Для того чтобы повысить напряженность радиосигнала с учетом заданного уровня отношения сигнал/шум в диапазоне частот радиолинии, необходимо предпринять ряд действий. Важным шагом является выбор рабочих частот, основанный на долгосрочных прогнозах магнитных помех.

Показано, что в реальных задачах радиосвязи разработанная расчетная модель может быть достаточно сложной и потребовать использования специализированного программного обеспечения и алгоритмов. Модель ITU-R F.1487 определяет расчёт параметров перспективного канала связи в диапазоне частот от 2 до 30 МГц на основе статистических данных в различных районах Земли. Одним из методов расчёта параметров канала является модель К. Ватерсона, который входит в модель ITU-R F.1487. Расчетная модель способствует повышению точности расчета напряженности поля в точке приема с учетом задаваемого для данного сеанса связи отношения сигнал/шум за счет следующих факторов. Во-первых, расчетная модель интегрирует модели А.Н. Казанцева и К. Ватерсона и учитывает адаптивность к ионосферным изменениям в ДКМ радиолинии, включая колебания плотности электронов и периоды высокой солнечной активности. Во-вторых, расчетная модель обеспечивает расчеты в реальном времени, что позволяет адаптироваться к текущим условиям в ДКМ радиолинии. В качестве примера, подтверждающего повышение точности расчета в сравнении с результатами, полученными с использованием программного обеспечения Voasap, приведены рисунки 2.6 и 2.7.

### **ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА ЭКВАЛАЙЗЕРА И КОНФИГУРАЦИОННЫХ ФАЙЛОВ ЕГО НАСТРОЙКИ С ВАРЬИРУЕМОЙ ДЛИНОЙ ПРЕАМБУЛЫ**

Глава посвящена разработке конфигурационных файлов настройки эквалайзера с варьируемой длиной преамбулы, где учитывается соотношение размера информационного сообщения к размеру преамбулы для заданной в сеансе связи помехоустойчивости. В современных радиостанциях семейства Сердолик, Пирс, Codan 2110, Tadiran и Mesa широко применяются различные цифровые протоколы и механизмы повышения помехоустойчивости канала. Эти системы, в основном ориентированные на цифровые протоколы типа STANAG 4285, MIL-STD-188-110, реализуют адаптивные механизмы синхронизации и предварительной обработки сигнала, включая использование преамбул различной длины и структуры для обеспечения устойчивой синхронизации в условиях переменных помеховых воздействий. В оборудовании Codan и Mesa широко используются цифровые протоколы с динамическими или адаптивными преамбулами (часто встроены в стандарт MIL-STD-188-110C или аналогичные), что улучшает точность синхронизации и повышает устойчивость к искажениям и задержкам в канале. Проведен всесторонний анализ проектирования эквалайзера, акцентируя внимание на его алгоритмических решениях и конфигурационных настройках. Будут представлен новый подход к фильтрации для борьбы с динамическими изменениями характеристики канала, а также методы валидации и оценки помехоустойчивости при работе эквалайзера в условиях нестационарного радиоканала. В главе приводится описание результатов моделирования эквалайзера с использованием комплексной модели ДКМ радиолинии в канале с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) и рэлеевскими замираниями.

### **3.1 Выбор схемы модуляции и сравнительный анализ модифицированной кодовой конструкции с полярными кодами**

Для повышения напряженности поля, оценки отношения сигнал/шум (ОСШ, лат. SNR), следовательно, и улучшения помехоустойчивости связи следует применить ряд действий: 1) применить расчетную модель радиотрассы системы дальнемагистральной связи декаметрового диапазона для определения рекомендуемых параметров передачи; 2) использовать научно обоснованные [103,104] параметры модуляции; 3) повысить напряженность уровня сигнала на входе приемника [105,106,108], за счет аппаратных настроек, а именно путем повышения коэффициента усиления антенн (также можно повысить напряжение сигнала на входе приемника, используя усилители с высоким коэффициентом усиления перед антенной, а также уменьшив потери в коаксиальных кабелях); путем повышения мощности передатчика; установкой направленной антенны для увеличения направленности излучения и увеличения уровня у приемника; установкой усилителя с низким уровнем шума (Low Noise Amplifier, LNA) [107] перед приемником для увеличения усиления и уменьшения шумовой температуры системы; использования более чувствительных детекторов для обнаружения слабых сигналов.

В данном разделе предлагается рассмотреть новый вариант перспективного и современного подхода к разработке цифрового канала связи в ДКМ диапазоне. Предлагается рассмотреть новый метод настройки параметров ДКМ радиолинии – по длине преамбулы (вариативная преамбула). Передаваемое сообщение начинается с преамбулы, идущей перед кадрами данных. Этот поток бит который гарантирует, что приемник будет синхронизирован с центральной частотой. Оценка частотной характеристики канала производится по пилотным отсчетам с последующей линейной интерполяцией. Полученная характеристика канала применяется для коррекции всех символов обрабатываемого кадра, после чего происходит ее пересчет по следующей преамбуле [68,71]. Стоит заметить, что

эквалайзер, настроенный по преамбуле, позволяет устранять фазовый набег в ДКМ радиолинии, при наличии ошибок тактовой синхронизации.

Отношение сигнал/шум определяется как отношение мощности сигнала к мощности шума в сигнале. Модель А.Н. Казанцева К. Ватерсона способствуют улучшению качества сигнала, поскольку они позволяют смоделировать процессы в канале передачи с учетом различных помех, таких как зашумление, искажение сигнала и прочее. В результате применения полученной расчетной модели возможно выполнение точных численных расчетов для достижения требуемого уровня помехоустойчивости передаваемого сигнала. Это может привести к повышению качества передаваемого сигнала и улучшению общих возможностей для используемой ДКМ радиолинии дальнемагистральной системы связи.

Для повышения напряженности поля, ОСШ, следовательно, и улучшения помехоустойчивости связи следует применить ряд действий, а именно: 1) для передачи информации по радиоканалу могут быть использованы BPSK (QPSK) сигналы [48,50]. Основное их отличие заключается в том, что BPSK кодирует информацию с помощью двух различных фаз, в то время как QPSK использует четыре фазы для передачи двух битов информации за один символ. Это позволяет QPSK эффективно увеличивать скорость передачи данных по сравнению с BPSK при аналогичном уровне помехоустойчивости. С другой стороны, FSK (Frequency Shift Keying) — это схема частотной модуляции, где информация передается через изменение частоты несущего сигнала. Например, в двоичной FSK (2-FSK) используются две разные частоты для представления 0 и 1.

Связь между этими методами заключается в том, что все они предназначены для передачи цифровых данных по аналоговым каналам связи, но они применяют различные подходы к модуляции. Выбор между фазовой модуляцией (BPSK и QPSK) и частотной модуляцией (FSK) может зависеть от требований к помехоустойчивости и эффективности передачи данных в конкретной системе. Например, QPSK может быть предпочтительным для высокоскоростной передачи в условиях высокой помехоустойчивости, тогда как FSK может быть более эффективной в сценариях с низким уровнем шума.

Чтобы более детально показать решение задачи по выбору схемы модуляции, приведем технические требования программно-конфигурируемого канала связи, в процессе передачи «поточковой» информации по каналу связи в сценарии с низким уровнем шума:

- значение пик-фактора равно «1», что позволяет максимально использовать усилители сигналов;
- помехоустойчивость приёма является приемлемой для предполагаемых значений отношения сигнал/шум;
- реализация имеет не высокую сложность. В представленной иллюстрации схеме модуляторов FSK сигналов (рисунок 3.1, [108] скорость передачи информации может изменяться от  $10^2$  до  $10^4$  бит/с [48,50]).

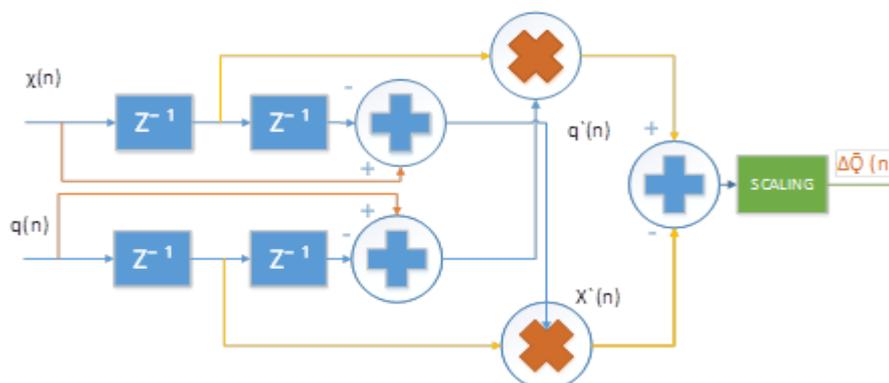


Рисунок 3.1 – Схема модулятора упрощенная

При этом полоса занимаемых частот численно равна удвоенному этому же параметра. Поток квадратурных составляющих  $\chi(n)$  и  $q(n)$ , где  $n$  – порядковый номер дискрета времени, поступает на блоки сложения, задержки и перемножения. На завершающем этапе результат передается на блок решающего устройства (Scaling) [109,110], по такому же алгоритму, в «зеркальном» отражении реализуется схема демодулятора канала связи. Кодовая конструкция. В работе [48,50] было показано, что симметричный по выходу канал без памяти с двоичным входом, характеризующийся условной плотностью распределения  $W(y|c)$  принятого сигнала  $y$  при переданном символе  $c$ , в сочетании с преобразованием, задаваемым матрицей  $G_N$ , задаёт семейство из  $N$  виртуальных битовых

подканалов[108-111], характеризующихся условными распределениями  $0 \leq i < N$  (3.1):

$$W(y_0^{N-1}, u_0^{i-1} | u_i) = \frac{1}{2^{N-1}} \sum_{\substack{u_j \in \{0,1\} \\ i < j < N}} \prod_{s=0}^{N-1} W(y_s | (u_0^{N-1} G_N)_s) W(y_s | (u_0^{N-1} G_N)_s), \quad (3.1)$$

В таких преобразованиях, для упрощения восприятия решений, обратимся к представлению кодовой конструкции с использованием полярных кодов [48,50,111], т. е. с порождающей матрицей, состоящей из составляющих строк  $G_N = B_N F^{\otimes m}$ , где  $N = 2^m[1]$ ,  $B_N$  – составляющая строка перестановки обращения бит,  $F = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$ .

Кодовое слово такого кода имеет вид (3.2):

$$c_0^{N-1} = u_0^{N-1} G_N, \quad (3.2)$$

где  $u_0^{N-1} = (u_0, \dots, u_{N-1})$  называется входным вектором поляризующего преобразования. При этом  $k$  элементов вектора полагаются равными информационным битам, предназначенным для передачи, а оставшиеся элементы вычисляются в соответствии с процедурой, приводимой далее. С ростом  $m$  эти подканалы поляризуются, т.е. их параметры Бхаттачарьи<sup>1</sup>  $Z_i$  сходятся к 0 и 1. Будем передавать полезные данные без кодирования по виртуальным подканалам  $W(y_0^{N-1}, u_0^{i-1} | u_i)$  с  $Z_i \approx 0$ , в то время как по подканалам с  $Z_i \approx 1$  будем передавать некоторые predetermined значения. Подканалы  $W(y_0^{N-1}, u_0^{i-1} | u_i)$  с  $Z_i \approx 1$ , называются замороженными (как и соответствующие символы  $u_i$ ), и в классических полярных кодах по ним передаются нули. Таким образом, порождающая матрица классического полярного кода получается вычеркиванием из матрицы  $G_N$  строк, соответствующих замороженным подканалам. Отметим также, что если параметр Бхаттачарьи  $Z_i$  исходного канала передачи информации достаточно мал, то справедлива оценка  $Z_i = O(Z^{wt(i)})$ , где  $wt(i)$  – число ненулевых битов в двоичном представлении числа  $i$ . Для надежной передачи данных по каналу можно

<sup>1</sup> Параметр Бхаттачарьи канала с двоичным входом является оценкой сверху для удвоенной вероятности ошибки на бит при передаче по этому каналу без кодирования [81,86].

модифицировать кодовую конструкцию следующим образом. Используем полярные коды с динамически замороженными символами (ПКДЗС) [109], т.е. вместо нулей по замороженным подканалам будем передавать линейные комбинации предыдущих символов. Такие коды имеют большее минимальное расстояние по сравнению с классическими. Выражения для линейных комбинаций называются ограничениями динамической заморозки (3.3) [48,50,112]:

$$u_0^{N-1} G_N H^T Q = u_0^{N-1} V^T = 0, \quad (3.3)$$

где  $H$  – некоторая  $f \times n$  проверочная матрица расширенного примитивного, в теории кодирования, циклического кода Боуза-Чоудхури-Ходвингема (БЧХ);  $f \leq n - k$ ,  $n$  и  $k$  – длина и размерность кода соответственно;  $Q$  – обратимая матрица, такая, что  $i$ -я строка матрицы  $V$  оканчивается в столбце  $t_i$ , все  $t_i$  различны и  $V_{i,t_i} = 1$  [48, 50]. Таким образом, символ  $u_{t_i}$  может быть вычислен как линейная комбинация символов с меньшими номерами, и потому называется динамически замороженным символом [81,82,86].

Исходя из приведенного выше, добавим условие: пусть  $F$  – множество статически и динамически замороженных символов, тогда полученный код является подкодом расширенного кода БЧХ [113,114]. Описанные полярные коды имеют длину  $2^m$ , что не всегда удовлетворяет практическим требованиям. Поэтому для дальнейшего представления алгоритма будем использовать коды длины  $n \leq 2^m$ . Это есть необходимое условие унификации, а именно укорочение кода – операция понижения размерности и длины кода путём введения дополнительных ограничений вида  $c_i = 0$  на некоторые символы кодового слова исходника. Кодовые слова укороченного кода получаются путем исключения таких («неактивных») символов из кодовых слов исходника [81,82,86].

Рассмотрим предлагаемый вариант описания соответствующих кодов [115,116]. В первой строке указаны через пробел параметры  $m, k, d, n$ , где  $m$  – логарифм длины неукороченного полярного кода с динамически замороженными символами,  $d$  – его минимальное расстояние,  $k$  – размерность кода,  $n$  – длина укороченного кода.

Если  $n = 2^m$ , то следующая строка опускается. В противном случае в ней перечислены номера «активных» (т.е. потенциально ненулевых) символов кодового слова.

В последующих строках приведены ограничения динамической заморозки, задающие код. В начале каждой строки указано количество символов  $w$ , входящих в ограничение. Далее следует список индексов  $i_0, i_1, i_{w-1}$  символов, участвующих в ограничении (3.4), [48,50]:

$$\sum_{j=0}^{w-1} u_{i_j} = 0 \quad (3.4)$$

Символ с наибольшим номером  $i_j$  считается (динамически) замороженным. Биты, предназначенные для передачи, распределяются по входному вектору поляризирующего преобразования  $u_0^{N-1}$ . На позициях, соответствующих динамически замороженным символам, вычисляются заданные линейные комбинации входных символов  $u_i$ . Производится перестановка обращения битов, т.е. умножение на матрицу  $B_N$ . Полученный вектор умножается на матрицу  $F^{\otimes m}$ . Из полученного вектора исключаются неактивные символы. Рисунок 3.2 иллюстрирует корректирующую способность ПКДЗС (256, 180, 14), построенного в соответствии с методом, описанным в [48,50], и кода с малой плотностью проверок на четность [117,118], для случая аддитивного гауссовского канала с двоичной фазовой модуляцией. Применение динамически замороженных символов и линейных комбинаций входных символов позволяет улучшить корректирующие способности кодов, что иллюстрируется на рисунке 3.2

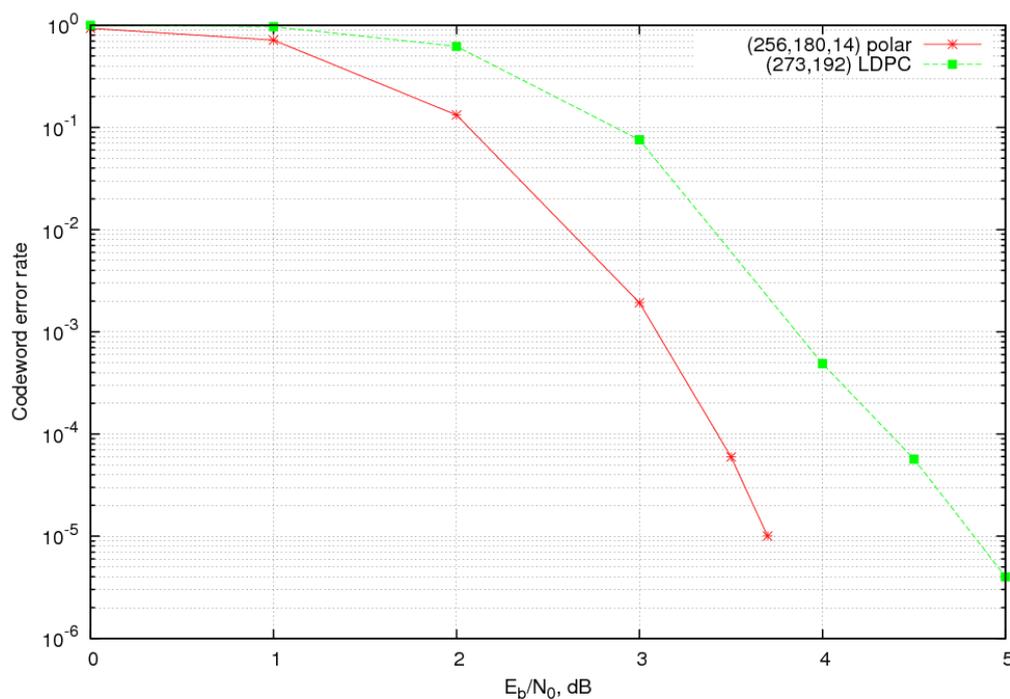


Рисунок 3.2 –Сравнение полярных и LDPC кодов

Данная модифицированная кодовая конструкция демонстрирует, что полярные коды обеспечивают значительное преимущество относительно кодов с малой плотностью проверок на четность, что приводит к энергетическому выигрышу приблизительно 1 дБ за счет увеличения минимального расстояния кодовой конструкции с динамической заморозкой символов (ПКДЗС). Алгоритм декодирования, рассматриваемый в пункте 3.2, акцентирует внимание на современных методах обработки сигналов, что способствует повышению помехоустойчивости связи в системах ДКМ радиолиний. Этот подход подчеркивает важность оптимизации кодов для обеспечения надежной передачи информации в условиях нестационарных и вариативных каналов связи.

### 3.2 Алгоритм декодирования на приемной стороне ДКМ радиолинии

В задаче построения дальнемагистральной системы связи с использованием декодеров на приемной стороне, рассмотрим алгоритм декодирования, который представляет собой важный элемент для обеспечения надежности передачи

информации. Этот подход основывается на математических методах, позволяющих эффективно обрабатывать и корректировать полученные данные. [48].

При задании кода и вычислении контрольных символов из известных информационных компонентов существует множество методов, которые могут быть использованы для задания подпространства размерности  $k$  в пространстве размерности  $n$ . Являясь основой для формирования кодов, это подразумевает использование полей над соответствующими алгебраическими структурами, что позволяет формировать необходимые коды для передачи и коррекции информации. Определение соответствующего пространства включает установление поля, выбор элементов которого будет иметь критическое значение для разложения вектора по базису (координаты вектора) [119]. Большинство рассматриваемых кодов, за исключением кода Рида-Соломона, функционируют над двоичным полем. Это обеспечивает простоту алгоритмов и позволяет эффективно обрабатывать бинарные данные. Код Рида-Соломона, с другой стороны, строится над расширением двоичного поля с  $y_0^{N-1}$  элементов, где  $N$  – натуральное число, что обуславливает его эффективное применение в условиях, когда необходима высокая коррекционная способность. Предположим, что на стороне приемника принят вектор  $y_0^{N-1}$ , который представляет собой информационное сообщение. Для точного распознавания принятого информационного сообщения необходимо и достаточно использовать последовательный алгоритм декодирования [48,50]. Этот алгоритм эффективно обрабатывает поступающую информацию, позволяя определять и исправлять возможные ошибки, возникающие в процессе передачи данных. Использование последовательного декодирования в данном контексте обеспечивает надежную работу системы связи, уменьшая помехи и позволяя достигать высокого уровня точности распознавания информации (см. рисунок 3.3).



Рисунок 3.3 – Алгоритм декодирования на приемной стороне [120]

Такой подход подчеркивает значимость продуманных алгоритмов декодирования и выбора оптимальных кодов, что в свою очередь способствуют улучшению общей производительности дальнемагистральной системы связи. Этот алгоритм включает в себя несколько шагов:

Шаг 1. В приоритетную очередь помещается путь нулевой длины с вероятностью  $\Omega(0)$ ; функция  $\Omega(i)$  будет уточнена далее и называется эвристической функцией.

Шаг 2. Из приоритетной очереди выбирается путь в кодовом дереве  $u_0^{i-1}$  с наибольшей оценкой вероятности  $T(u_0^{i-1} | y_0^{N-1})$ . Если длина этого пути равна  $N$ , то соответствующее кодовое слово возвращается, и процесс декодирования завершается. Если символ  $u_i$ , то соответствующее кодовое слово возвращается, и

процесс декодирования завершается. Если символ  $u_i$  находится в состоянии (динамической) заморозки, то его значение вычисляется, принимая в расчет шаг 1. В противном случае рассматриваются две отдельные ситуации для  $u_i = 0$ ,  $u_i = 1$ . Оцениваются вероятности наиболее правдоподобного кодового слова  $uB_mG_N$  полярного кода, задаваемого вектором  $u$  с префиксом  $u_0^i$  (3.5) [48,50]:

$$T(u_0^{N-1}|y_0^{N-1}) = P(u_0^{i-1}|y_0^{N-1})\Omega(i), \quad (3.5)$$

$$\Omega(i) \approx \prod_{j>i, j \in F} (1 - P_j), \quad (3.6)$$

где  $P_j$  – вероятность ошибки принятия решения для символа  $u_i$  при известных значениях принятых символов, а также символов  $u_0^{i-1}$ . Эти значения вычисляются с помощью метода гауссовской аппроксимации, описанного в [121].

Шаг 3. Если количество извлеченных декодером путей  $u_0^{i-1}$  длины  $i$ , превышает заданный лимит  $L$ , из приоритетной очереди удаляются все пути длины  $i$  и менее. Если число путей в приоритетной очереди превышает некоторый параметр  $\theta$ , из очереди исключаются пути с наименьшими метриками  $T(u_0^{N-1}|y_0^{N-1})$  – происходит возврат к шагу 2.

Стоит отметить, что при увеличении параметров  $L$  и  $\theta$ , можно добиться снижения вероятности ошибки, хотя и за счет усложнения процесса декодирования. При достаточно больших значениях этих параметров достигается почти максимальная вероятность правильного декодирования [48,50].

В определенных ситуациях кодовое слово, возвращаемое алгоритмом, может оказаться не самым вероятным. Это чаще всего происходит из-за исключения правильного пути на шаге 3, что, в свою очередь, может вызвать резкое увеличение количества итераций, выполняемых декодером [48,81,122]. Данный факт можно использовать для выявления ошибок при декодировании. В том случае, если число итераций, выполненных в рамках описанного алгоритма, превышает заранее установленный порог, зависящий от конкретного кода, декодер выдает сигнал о наличии ошибки [81].

Таким образом, важность помехоустойчивых систем становится особенно очевидной при сравнении различных типов дальнемагистральных радиолиний по применению кратковременного прогнозирования помехоустойчивости. Оценка помехоустойчивости осуществляется с использованием протоколов, таких как FT8 и FT4, а также JT65. Эти протоколы активно применяются в современных системах связи и позволяют более эффективно работать в условиях, когда декодер может столкнуться с ошибками из-за неправильного декодирования кодовых слов. Сравнение различных систем с учетом их помехоустойчивости в контексте кратковременного прогнозирования станет основой для повышения помехоустойчивости работы ДКМ радиолиний.

### **3.3 Сравнение типов ДКМ радиолиний в задаче применения помехоустойчивых систем кратковременного прогнозирования и оценка их помехоустойчивости с использованием протоколов FT8, FT4 и JT65**

В рамках данного раздела необходимо рассмотреть следующий алгоритм решения:

1. Использовать разнесенный по частотам и пространству прием, что может быть невыполнимым условием в рамках решения нашей частной задачи построения ДКМ радиолинии;
2. Оцифровать весь диапазон, чтобы оперативно оценить качество радиолинии по ряду доступных частот;
3. Реализовать прием на всем диапазоне доступных частот для значительного увеличения скорости передачи данных;
4. Исключить потери в аналоговых трактах и разъемных соединениях;
5. В случае выхода из строя части компонентов сети, программные методы позволяют адаптировать антенную решетку к новым условиям, что обеспечит работоспособность приемного комплекса;

6. При реализации антенных решеток с двумя поляризациями возможно снижение вероятности битовой ошибки за счет поляризационного разнесения, что способствует уменьшению влияния рэлеевских замираний.

На рисунке 3.6 [125,128] изображена зависимость вероятности битовой ошибки  $E$  от ОСШ в режиме работы приемных антенных модулей, которые используются как независимые антенны в системе разнесенного приема.

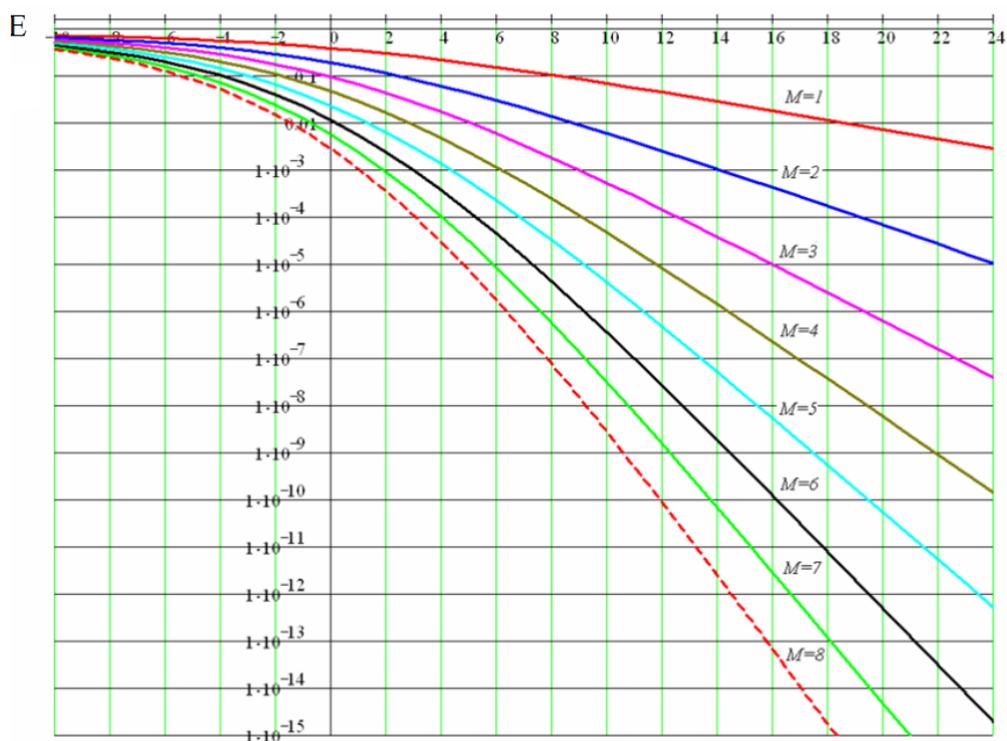


Рисунок 3.6 – Вероятность битовой ошибки, в зависимости от ОСШ [68]

На графике представлены кривые, показывающие, как изменяется вероятность битовой ошибки в зависимости от ОСШ для различных значений количества ветвей разнесения  $M$ , принимающих значения от 1 до 8. Доля кривых соответствует различным сценариям количества ветвей (число разнесенных антенн) системы, что позволяет анализировать влияние разнесения на устойчивость передачи данных и качество связи в условиях различных уровней шума и помех [68,81]. Увеличение количества ветвей  $M$ , как правило, способствует снижению вероятности битовой ошибки при заданных условиях ОСШ, что подтверждает эффективность использования разнесенного приема в усилении помехоустойчивости системы.

Для достижения максимальной помехоустойчивости при низком уровне ОСШ пользовательское сообщение кодируется источником в компактной форме с минимальной избыточностью. Затем к нему добавляются математически определенные резервные данные, которые позволяют полностью восстановить сообщение даже в случае повреждения его части во время передачи. Этот процесс называется «прямое исправление ошибок» (FEC, от англ. Forward Error Correction) [45,129]. Закодированное сообщение, включающее информацию для исправления ошибок, модулируется на несущую. Полученный радиосигнал передается по каналу, который может ослаблять его и добавлять шум, а также вносить амплитудные, частотные и фазовые изменения в результате отражения в ионосфере. После приема сигнал демодулируется и декодируется, а результаты представлены пользователю. На рисунке 3.7 представлена принципиальная информационного потока в цифровой системе связи.

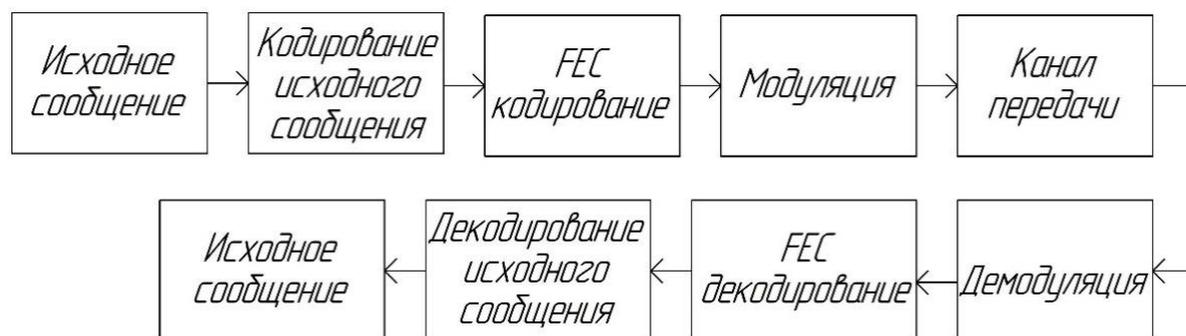


Рисунок 3.7 – Принципиальная схема информационного потока в цифровой системе связи

Системы кратковременного прогнозирования (СКП) улучшают помехоустойчивость каналов радиосвязи, позволяя корректировать передачу сигналов. Протоколы FT4 и FT8 [130] предназначены для передачи цифровых сигналов в сложных условиях, таких как шум и интерференция. Оба протокола используют специализированные программы и зарекомендовали себя среди радиоинженеров. В протоколах FT4 и FT8 каждый пакет содержит 77 бит полезной информации, из которых 3 бита зарезервированы для обозначения типа сообщения, а остальные 74 бита — для данных пользователя. Для повышения надежности формируется кодовое слово длиной 174 бита, включающее 77 информационных бит и 83 бита для исправления ошибок, созданные по алгоритму CRC на основе

полинома  $0x6757$  с начальным значением 0. Для расчета 14-битной CRC информация в 77 бит расширяется до 82 бит, и эта проверка добавляется к каждому пакету, таким образом создавая 91-битное сообщение «сообщение + CRC» [66,131,132]. В протоколах FT4 и FT8 применяется прямая коррекция ошибок с помощью кодов LDPC. Для этого используются две матрицы: генераторная матрица — для вычисления 83 битов четности, добавляемых к каждому 91-битному сообщению, и матрица четности — для проверки корректности 174-битного кодового слова [66]. Все элементы в этих матрицах могут принимать значение 0 или 1, и вычисления выполняются с применением двоичной арифметики по модулю 2. Генераторная матрица состоит из 83 строк и 91 столбца. Ненулевые значения в  $i$ -й строке данной матрицы определяют, какие из 91 бита сообщения плюс CRC должны быть суммированы по модулю 2 для формирования  $i$ -го бита проверки четности. Расположение единиц в строке указывает, какие биты 174-битного кодового слова нужно складывать (по модулю 2) до нуля. Кодовое слово длиной 174 бита считается допустимым, только если все 83 суммы равны нулю. Передача сообщений FT8 осуществляется с использованием 8-тональной манипуляции частотой с непрерывной фазовой модуляцией (CPFSK) [66,132,133]. Каждый символ, передаваемый на канале, содержит три бита. Последовательность 174 бит кодового слова преобразуется в  $174/3 = 58$  символов канала  $a_n$ , где  $n$  принимает значения от 0 до 57. Значение каждого символа соответствует индексу тона в диапазоне от 0 до 7. Группы из трех последовательных битов сообщения сопоставляются с символами канала согласно коду Грея, указанному в столбцах 1 и 2 таблицы 3.1. Это сопоставление обеспечивает то, что триады битов, относящиеся к соседним тонам, отличаются только в одной позиции, что улучшает качество декодирования в условиях, когда доплеровский разброс сопоставим с разделением тонов. Протокол FT4 функционирует аналогичным образом, но использует 4-тональный CPFSK [66,134], что позволяет каждому символу канала передавать лишь два бита сообщения. Последовательность из 174 бит кодового слова преобразуется в  $174/2 = 87$  символов канала  $a_n$ , где  $n$  принимает значения от 0 до 86. В этом случае пары последовательных битов сообщения сопоставляются с

символами канала на основе кода Грея, указанного в столбцах 1 и 3 таблицы 3.1 [66].

Таблица 3.1. – Двухнаправленная карта Грея между битами сообщения и символами канала [66]

Канальный символ	Биты FT8	Биты FT4
0	000	00
1	001	01
2	011	11
3	010	10
4	110	-
5	100	-
6	101	-
7	111	-

Следует отметить, что в сигналы FT8 и FT4 встроены тональные паттерны, известные как массивы Костаса [66,135,136], которые помогают принимающему программному обеспечению точно синхронизироваться с принимаемыми сигналами как по времени, так и по частоте. Для FT8 применяется 7-тональная последовательность: «3, 1, 4, 0, 6, 5, 2», которая помещается в начало, центр и конец передаваемого сигнала [66]. П

Последовательность синхронизации обозначается  $S$ . А первая и вторая половины информационных символов  $M_A = \{a_0, a_1, \dots, a_{28}\}$  и  $M_B = \{a_{29}, a_{30}, \dots, a_{57}\}$ , полный набор из 79 передаваемых символов может быть записан в виде последовательности  $b_n = \{S, M_A, S, M_B, S\}$ .

Непрерывная фазовая манипуляция (НПМ) широко используется в радиосвязи и цифровой передаче данных, поскольку обеспечивает высокую спектральную эффективность и позволяет достичь хорошей помехоустойчивости, что особенно важно в условиях слабого сигнала или присутствия интерференции. В таких протоколах, как FT8, FT4 и JT65, НПМ позволяет добиться максимального уровня передачи данных при минимальном уровне сигналов. Оба протокола используют непрерывную фазовую манипуляцию (НПМ), которая подразумевает генерацию сигналов вида (3.7):

$$\varphi(t) = 2\pi \int_0^t f_c(t)dt, \quad t \geq 0, \quad (3.7)$$

где  $A$  – амплитуда сигнала,  $f_c$  – несущая частота,  $t$  – время, а  $\varphi(t)$  – фаза.

Для эффективной передачи информации НПМ подразумевает генерацию сигналов определенного вида (3.7). Формирующие фильтры в имитационной модели предназначены для обеспечения передачи BPSK (QPSK) сигнала со скоростью 1 бит/с на 1 Гц полосы сигнала, исключая межсимвольную интерференцию на приемной стороне. Однако такие идеальные фильтры трудно реализовать на практике, поэтому обычно используются формирующие фильтры, которые обеспечивают передачу 0,5 бит/с на 1 Гц полосы сигнала (рисунок 3.9).

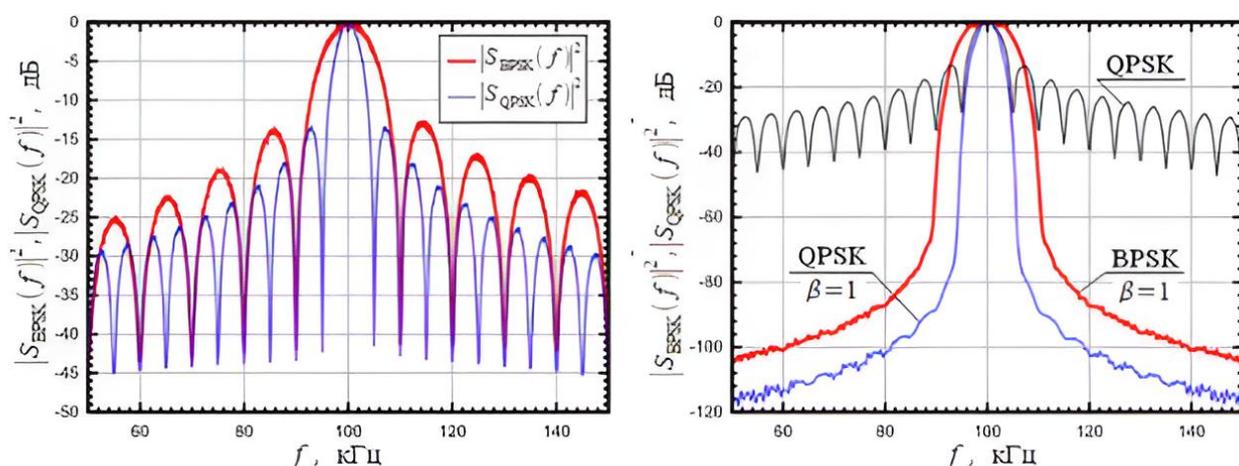


Рисунок 3.9 –Формируемый фильтром спектр сигнала QPSK (синяя линия) и спектр формы сигнала BPSK (красная линия) [66]

Фазовое слагаемое может быть записано как интеграл мгновенной девиации частоты,  $f_d(t)$  (3.8) [66]:

$$f_d(t) = h \sum_n b_n p(t - nT) b_n p(t - nT) \quad (3.8)$$

Девиация частоты  $f_d(t)$  оценивается как взвешенная сумма последовательности импульсов  $p(t)$ . Здесь  $h$  называется индексом модуляции, весовой коэффициент  $b_n$  – значениями символов канала,  $p(t)$  – формой импульса отклонения частоты, а  $T$  – интервал сигнала, равный обратной скорости манипуляции (Бод). Эта девиация нормализуется на единицу площади согласно уравнению (3.9) [66]:

$$\int_{-\infty}^{\infty} p(t)p(t) dt = 1, \quad (3.9)$$

Таким образом, импульс, взвешенный коэффициентом  $b_n$ , заставляет несущую фазу продвигаться на  $2\pi hb_n$  радиана в течение длительности импульса (рисунок 3.10, [66]).

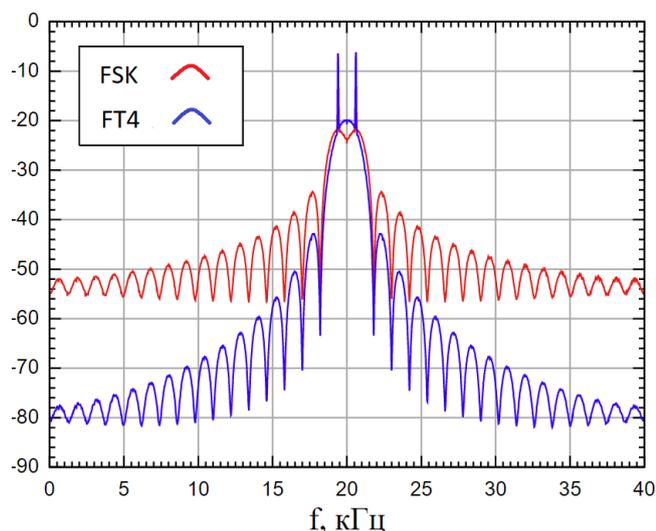


Рисунок 3.10 – Средний спектр сигнала FT4 (синяя линия) и спектр эквивалентной стандартной формы сигнала FSK (красная линия) [66]

Некогерентные методы блочного обнаружения последовательностей, состоящих из двух и более символов, позволяют улучшить чувствительность приема по сравнению с односимвольным обнаружением, особенно при условии, что принятый сигнал сохраняет фазовую когерентность на протяжении нескольких символов. Односимвольное обнаружение характеризуется высокой надежностью работы в условиях быстро затухающих каналов. В то же время применение более длинных блоков увеличивает чувствительность в сценариях с медленным затуханием канала, что подтверждается в исследованиях [137,138]. В работе использованы длины блоков  $N = 1, 2$  и  $3$  символа для FT8 и  $N = 1, 2$  и  $4$  для FT4.

Обнаружение блока осуществляется через корреляцию сегментов сигнала длиной  $N$  символов с локально сгенерированными формами сигналов, соответствующими каждой из  $M^N$  возможных последовательностей символов. В соответствии с этим, блоковый детектор выводит  $M^N$  положительных значений корреляции, которые применяются для получения мягких решений по каждому из

$N \cdot \log^2 MN$  битов, передаваемых в последовательности. В системах FT8 и FT4 количество различных тонов (модуляционных сигналов)  $M$  равно 8 и 4 соответственно [66]. Начинается процесс с подачи набора из 174 мягких решений для блока размера  $N = 1$  в декодер. Если декодер получает кодовое слово, у которого 77-битное сообщение проходит проверку 14-битного CRC и совпадает с декодированным контролем, алгоритм завершается. После этого расшифрованное сообщение извлекается и выводится пользователю. В структуре декодера реализован гибридный метод, сочетающий быстрые алгоритмы декодирования [66].

В таблице 3.2 приведены измеренные пороги декодирования для FT4 и FT8, полученные с помощью моделирования, при полосе пропускания 2500 Гц и требуемой вероятности успешного декодирования. В первой строке представлено базовое значение, соответствующее односимвольному обнаружению ( $N = 1$ ) и алгоритму декодирования BP. Далее представлены результаты, основанные на применении блочного детектирования, а также блочного детектирования вместе с гибридным декодированием (BP и OSD) [138,139]. Для каналов с каналами с аддитивным белым гауссовским шумом (AWGN) без затухания во второй колонке приведены соответствующие показатели [66,140]. Колонки 3 и 4 отражают результаты при наличии частотной разброски 1 Гц и 10 Гц соответственно. Проведённый анализ показывает, что использование блока обнаружения в условиях AWGN повышает чувствительность на 1,6 дБ для FT4 и на 0,7 дБ для FT8. Внедрение гибридного декодирования [66,141] дополнительно способствует улучшению чувствительности на 0,6 дБ для FT4 и на 0,5 дБ для FT8.

Таблица 3.2. – Пороговые значения декодирования для трех различных каналов и трех схем декодирования [66].

Алгоритм декодирования	AWGN (дБ)	Среднеширотный (дБ)	Высокоширотный (дБ)
FT4:			
$N=1; BP$	15.3	12.7	10.4
$N=1,2,4; BP$	16.9	14.0	12.2
$N=1,2,4; BP+OSD$	17.5	15.2	12.2
FT8:			

$N=1; BP$	19.6	16.5	–
$N=1,2,3; BP$	20.3	17.0	–
$N=1,2,3; BP+OSD$	20.8	18.6	8.6

В результате совокупное применение блочного обнаружения и гибридного декодера позволяет достигнуть общего прироста чувствительности на 2,2 дБ для FT4 и на 1,2 дБ — для FT8 по отношению к базовому случаю [66]. В процессе исследования методов передачи FT4 и FT8 была применена имитационная модель, построенная на нормативных рекомендациях Международного союза электросвязи (МСЭ) стандарта R P.533 [66,112,126], предназначенных для оценки характеристик ДКМ радиоканалов. Данная модель предназначена для имитации характеристик реальных радиосвязных условий и позволяет определить пределы и уровни производительности систем передачи при различных сценариях распространения сигнала, включая эффекты затухания, шумовые помехи, многолучевое распространение и движение источника или приемника. Использование данного подхода обеспечивает возможность предсказания уровня помехоустойчивости радиосистем в условиях, приближенных к реальным, что существенно повышает точность оценки характеристик разработанных протоколов и кодирующих схем.

Измеренная вероятность, представленная на рисунке 3.11 [66], основана на моделировании трех различных каналов распространения: канала с аддитивным белым гауссовым шумом (AWGN) и двух стандартов МСЭ, соответствующих среднеширотным и высокоширотным умеренным условиям распространения.

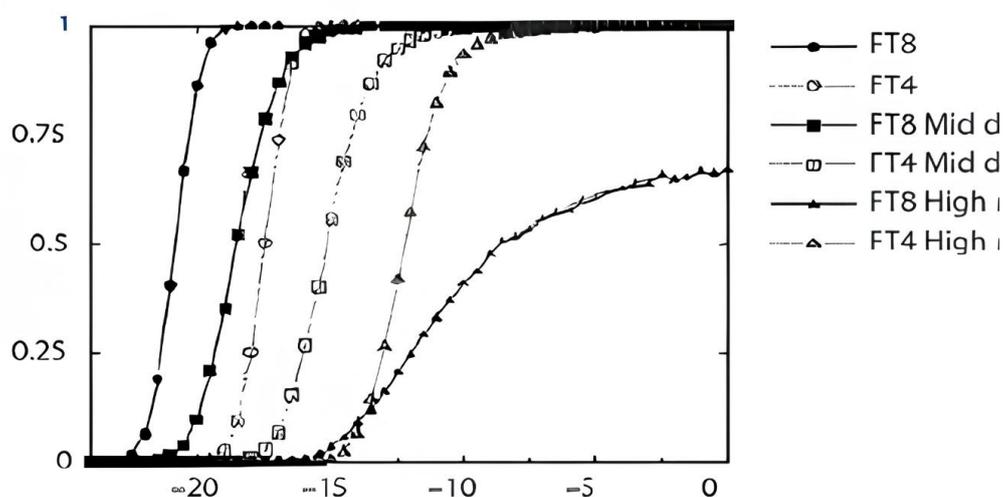


Рисунок 3.11 – Измеренная вероятность декодирования в зависимости от ОСШ для полученных средних спектров FT8 и FT4 [66]

При проведении этих измерений передача информации не осуществлялась, что позволяло оценить чувствительность системы при различных условиях распространения сигнала [66].

Цифровой протокол JT65 – это цифровой протокол, предназначенный для любительской радиосвязи. Он является по своей сути продолжением ранее рассмотренных [127,128,129] протоколов и будет использоваться в работе. В JT65 используется код Рида Соломона (RS), который кодирует каждое 72-битное пользовательское сообщение в 63 шести-битных символа канала для передачи. Каждое кодовое слово в этом коде отличается от любого другого, по крайней мере, в 52 местах. Даже при очень низком ОСШ отдельные последовательности очень маловероятно спутать друг с другом. После сжатия до 72 бит сообщение JT65 дополняется 306 однозначно определенными битами исправления ошибок. Таким образом, скорость кодирования FEC  $r$  ( $r = 72/378 = 0,19$ ). А каждое сообщение передается с коэффициентом избыточности ( $378/72 = 5,25$ ).

Передача JT65 делится на 126 временных интервалов по 0,372 секунды каждый, где каждый интервал представляет собой синусоиду фиксированной амплитуды на одной из 65 частот. Изменения частоты происходят непрерывно, что позволяет декодировать биты обратно в исходное сообщение. Надежная схема кодирования и FEC предотвращают фрагментарный прием сообщений. Демодуляция начинается с аудиосигнала в диапазоне 0-3 кГц, который фильтруется, а спектры вычисляются с использованием дискретного преобразования Фурье [45]. Синхронизация достигается с точностью около 1,5 Гц и 0,03 с. Подробное описание приводится для последующей апробации комплексной модели ДКМ радиоканала. Программное обеспечение (Simulink) создает 64-битные спектры для каждого символа, где в условиях низкого сигнала многие символы могут быть неразличимы из-за шума. Вероятностный анализ позволяет оценить переданные символы, которые затем декодируются с использованием кодов Рида-Соломона. Декодер демонстрирует четкую границу между успешным и неуспешным декодированием. Если декодер Рида-Соломона не срабатывает, применяется декодер с алгоритмом глубокого поиска, использующий

базу данных вероятных пилот-сигналов для повышения чувствительности. В результате моделирования 1000 передач стандартных сообщений был получен график, представленный на рисунке 3.12 [45]. Кривая, обозначенная «KV», относится к алгоритму Кеттера-Варди [45,131]; «DS» относится к алгоритму глубокого поиска.

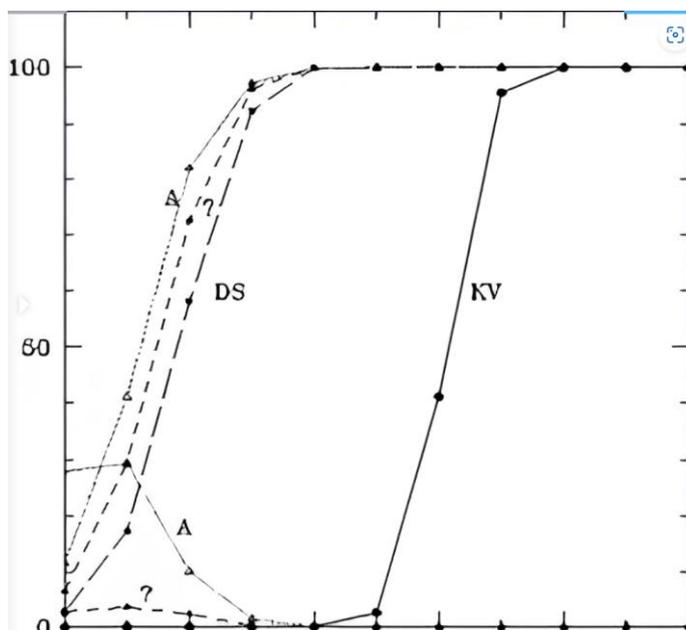


Рисунок 3.12 – Количество правильно декодированных сообщений для JT65 [45]

Для алгоритма KV основной вывод состоит в том, что 96% передач были правильно декодированы при -2,3 дБ, 41% – при -2,4 дБ и 3% – при -2,5 дБ. Для алгоритма глубокого поиска длинная пунктирная кривая показывают, что 92% передач были правильно декодированы при -2,7 дБ, 58%-при -2,8 дБ и 17% – при -2,9 дБ [45].

Аналогичные измерения были проведены для подрежимов JT65A и JT65C [132,133]. Результаты качественно аналогичны тем, что показаны для JT65B на рисунок 3.12 [45]. Но это применимо лишь к сообщениям, находящимся в базе данных алгоритма глубокого поиска и объемам передаваемых информационных данных, равным 72 бит. Данный протокол связи может использоваться как канал взаимодействия для управления работой радиолинии благодаря своей высокой помехоустойчивости.

В разделе 3.4 формируются предложения по построению имитационной модели дальнемагистральной радиолинии, основанные на представленных

результатах декодирования различных алгоритмов, что позволит создать улучшенный алгоритм работы модели ДКМ радиолинии.

### 3.4 Формирование предложений по построению имитационной модели и алгоритма работы ДКМ радиолинии

В имитационной модели ионосферного канала радиосвязи применяется фазовая манипуляция (PSK) [134]. При  $M$ -арной фазовой манипуляции (MPSK — multiple phase shift keying) сигнал имеет следующий вид (3.9):

$$s_i(t) = 2E \cos[\omega_0 t + 2\pi i], 0 \leq t \leq T, i = 1, M, \quad (3.9)$$

где  $E$  — энергия символа,  $T$  — время передачи символа.

При  $M = 2$  и  $M = 4$  фазовая манипуляция имеет специальные названия — двоичная фазовая манипуляция (BPSK — binary phase shift keying) и квадратурная фазовая манипуляция (QPSK — quadrature phase shift keying) [135]. Сигнал с модуляцией QPSK можно представить в виде суммы синфазной и квадратурной компонент (отсюда название — квадратурная) [136]:

$$s(t) = \cos \left[ \omega_0 t + \theta(t) + \frac{\pi}{4} \right] = 1 dI(t) \cos \omega_0 t + 1 dQ(t) \sin \omega_0 t, \quad (3.10)$$

где  $dI(t)$  — поток импульсов (с амплитудой  $+1$  или  $-1$ , что соответствует сдвигу фазы косинусоиды на  $0$  или  $\pi$ , соответствующих чётным битам передаваемой последовательности  $\theta(t)$ , а  $dQ(t)$  — нечётным, причём эти потоки синхронизированы так, что переходы импульсов совпадают. Таким образом, сигнал с QPSK состоит из двух ортогональных компонентов, каждый из которых даёт сигнал BPSK [137]. Величина  $\theta(t)$  будет соответствовать одному из четырёх возможных сочетаний  $dI(t)$  и  $dQ(t)$ :  $\theta(t) = 0, \pm \frac{\pi}{2}$  или  $\pi$ . Так как  $\cos \omega_0 t$  и  $\sin \omega_0 t$  ортогональны, два сигнала BPSK можно обнаруживать отдельно [138].

Существует модификация модуляции QPSK, известная как квадратурная фазовая манипуляция со сдвигом (Offset QPSK, OQPSK) [139], в которой потоки биполярных импульсов  $dI(t)$  и  $dQ(t)$  синхронизированы с временным сдвигом. Это

приводит к тому, что переходы состояния происходят поочередно, и фаза несущей может измениться только на  $0^\circ$  или  $\pm 90^\circ$ , без возможности смены фазы на  $180^\circ$  одновременно для обоих компонентов. Это свойство делает OQPSK полезной в системах с нелинейным усилением, так как в таких системах желательно поддерживать постоянную огибающую сигнала. Флуктуации амплитуды могут приводить к появлению нежелательных боковых полос в спектре, что, в свою очередь, вызывает интерференцию и приводит к дополнительному потреблению энергии. В отличие от QPSK, где фазовый сдвиг на  $180^\circ$  может привести к обнулению огибающей, в OQPSK максимальный фазовый сдвиг составляет  $90^\circ$ , что вызывает лишь незначительное снижение огибающей (около 30-35%) [140].

Рекомендации по настройке канала передачи: 1) первым действием следует добавить преамбулы для временной синхронизации канала сигнализации на физическом уровне. Размер преамбулы настраивается посредством конфигурационного файла, с длиной по умолчанию, равной 150 битам. Содержимое преамбулы представляется случайной последовательностью ФМ-2 с вставленными нулевыми символами, что в сумме составляет 1000 символов. В качестве нулевых символов могут передаваться комплексные векторы, что демонстрируется на типовом изображении кадра передачи с преамбулой (рисунок 3.13).

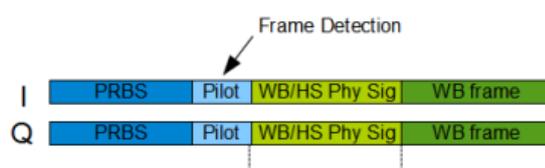


Рисунок 3.13 – Формат передачи данных

Введение этих символов необходимо для реализации алгоритма тактовой подстройки на приемной стороне, относящегося к каналу сигнализации физического уровня. Следующий элемент, фрейм пилот сигнала (Pilot), представляет собой последовательность ФМ-2 длиной 4-32 бита, обладающую соответствующими корреляционными свойствами. Все данные до завершения этапа сигнализации физического уровня передаются с интервалами из нулевых символов между значащими данными. Канал сигнализации физического уровня

обозначается как «WB\_Phy\_Sig», а канал синхронизации включает 11 бит, каждый из которых передается с использованием двух ортогональных последовательностей с использованием сигнала с базой 64 [141]. Во время приема данных сигнализации канального уровня происходит параллельная тактовая и фазовая подстройка радиоканала на случай присутствия информационных данных во фрейме. В дальнейшем предполагается передача информации о скорости кодирования через канал сигнализации физического уровня. Формат передачи данных в симплексном режиме, который представлен на рисунке 3.13, предполагает непрерывную передачу информации, разделяемую только преамбулой. Канальный фильтр, предназначенный для формирования спектра сигнала конечной полосы, использует фильтр приподнятого косинуса с коэффициентом скругления 0.3 [142]. В отличие от фильтров Найквиста, данный фильтр характеризуется меньшим порядком и формирует сигнал с меньшим пик-фактором. Для повышения чувствительности демодулятора крайне важно устранение постоянной составляющей, что достигается с помощью БИХ-фильтра, реализованного в исходной модели. Приемный канальный фильтр необходим для устранения внеполосного излучения, что в свою очередь повышает чувствительность демодулятора. Этот фильтр также выполняет функции, необходимые для реализации тактовой подстройки.

На основе исследования помехоустойчивых кодов и канального эквалайзера, предлагается новый алгоритм работы ДКМ радиолинии.

Предлагаемый алгоритм работы ДКМ радиолинии основан на прежних принципах динамической подстройки радиолинии под изменяющиеся условия прохождения радиосигнала, при этом, к настраиваемым параметрам добавляется возможность изменения длины преамбулы, используемой для настройки эквалайзера на приемной стороне.

Таким образом, появляется возможность динамически подстраиваться под изменяющиеся условия прохождения радиосигнала не только путем изменения, к примеру, индекса модуляции для фазовой манипуляции и ширины полосы сигнала, но и варьируемой длиной преамбулы.

Если, в процессе работы радиоканала, происходит ухудшение отношения сигнал/шум на приемной стороне, вместо уменьшения полосы сигнала на передающей стороне (повышая энергетика ДКМ радиоканала) может оказаться более рациональным снизить информационную часть передаваемого пакета информации, заместив ее преамбулой, увеличенной длины.

Модель, рассматриваемая в главе 4 построена с использованием расчетной модели К. Ватерсона [143] и протокола радиосвязи (стандарта) MIL-STD-188-110D.

Модель передачи радиосигнала по ионосферному каналу связи представленная на рисунке 3.14 включает в себя ряд составных частей и преобразований сигнала, рассмотренных ниже.

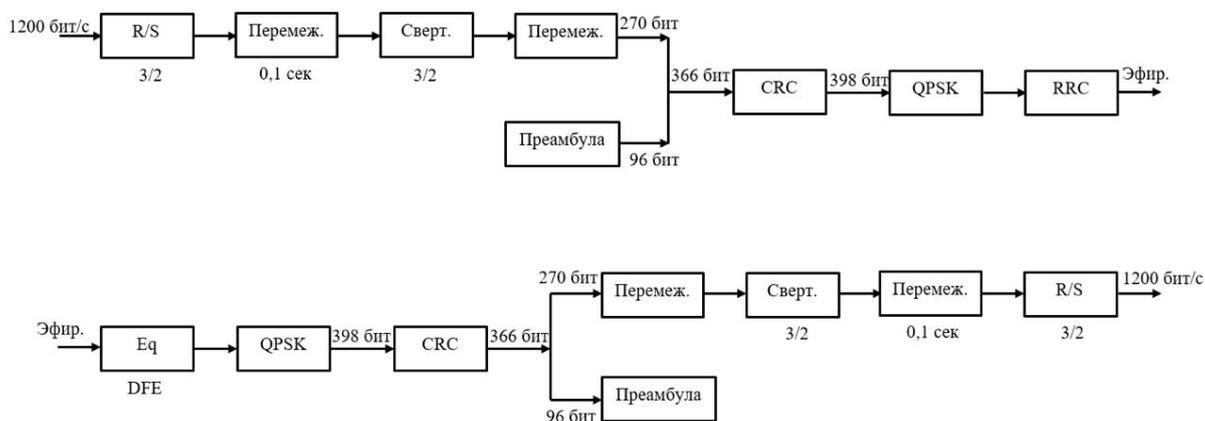


Рисунок 3.14 – Модель передачи радиосигнала по ДКМ радиолинии (кодер и декодер)

Перемежитель использует перемешивание символов передаваемой последовательности на передаче и восстановление её исходной структуры на приёме [144,145]. Благодаря перемежению на входе декодера ошибки равномерно распределяются во времени, в идеале образуя поток независимых ошибок. Перемеженная последовательность подается на сверточный кодер.

Сверточные коды относятся к категории древовидных кодов, в которых вся информационная последовательность, поступающая на вход кодера, подвергается обработке без предварительного разделения её на независимые блоки символов. В кодере информационная последовательность, поступающая на вход, условно разбивается на блоки по  $k$ -символов, из которых уже на выходе кодера получаются блоки кодовой последовательности длиной  $n$ -символов. Сверточный код

применяется с целью реализации алгоритма декодирования, который базируется на принципе максимального правдоподобия, а именно — алгоритма Витерби.

Основным преимуществом этого алгоритма является то, что его сложность не зависит от числа символов в последовательности кодовых слов, что отличает его от методов полного перебора [146,147]. Алгоритм Витерби работает путем расчета меры правдоподобия между сигналом, полученным в момент времени  $t_1$ , и всеми возможными путями в решетке, каждому состоянию которых соответствует момент времени  $t_i$ . В ходе приложения алгоритма отсекаются те пути, которые не могут быть оптимальными, основываясь на принципе максимального правдоподобия. Когда два пути приходят в одно и то же состояние, выбирается тот, который имеет наилучшую метрику. Этот путь и называется «выживающим» (в терминах теории графов и декодирования Витерби) [148]. Последовательность, прошедшая через сверточный кодер, подается на второй перемежитель длительностью 4 с. Длительности перемежителей (0,1 и 4 с) выбраны для борьбы с быстрыми и медленными замираниями соответственно.

В основе работы радиолинии состоит передача пакетных сообщений [149]. Оно состоит из служебной информации, включающей стартовые биты (в частности, преамбулу) и полезную нагрузку (информационную часть сообщения). Последовательность вместе с преамбулой подается на CRC кодер. Циклический избыточный код (CRC, от англ. Cyclic Redundancy Check) представляет собой алгоритм для вычисления контрольной суммы, который используется для проверки целостности данных. CRC является практическим примером помехоустойчивого кодирования и основывается на специфических математических свойствах циклических кодов. Кодированная последовательность подается на QPSK модулятор, что иллюстрируется в векторной диаграмме QPSK модуляции (см. рисунок 3.15) [150].

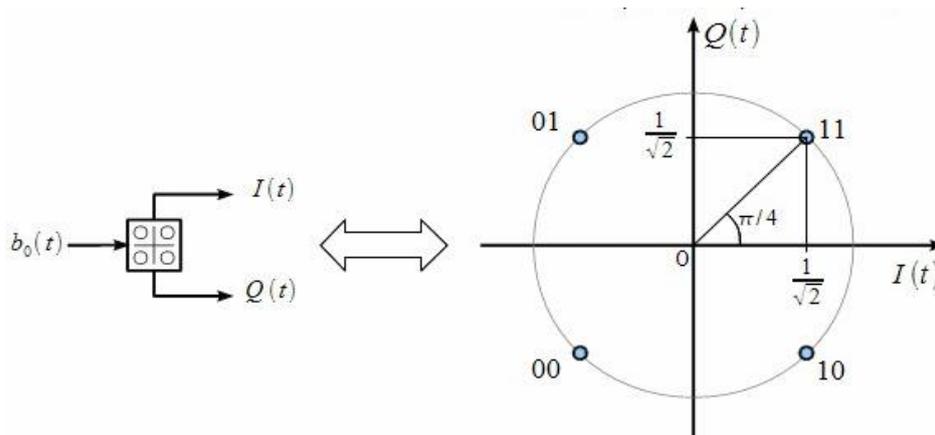


Рисунок 3.15 – Векторная диаграмма QPSK модуляции [84]

Модулированный сигнал направляется на РСС-фильтр. Этот фильтр с характеристикой типа «приподнятый косинус» (ФПК) является специализированным электронным фильтром, который часто используется в телекоммуникационных системах благодаря своей способности минимизировать межсимвольные искажения (МСИ) [151]. Название фильтра обусловлено тем, что ненулевая часть частотного спектра его простой формы ( $\beta=1$ ) представляет собой косинусоиду, приподнятую так, что она «лежит» на горизонтальной оси. Характеристики АЧХ РСС фильтра подчеркивают его важность в обеспечении качественной передачи сигналов (см. рисунок 3.16).

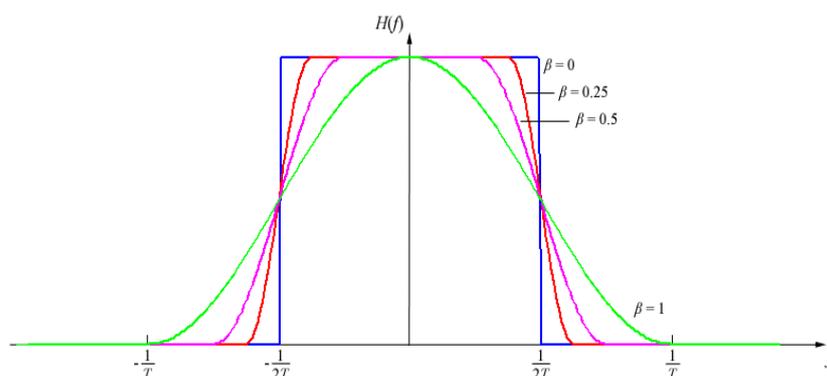


Рисунок 3.16 – АЧХ РСС фильтра [141]

Радиосигнал, проходя через среду распространения, попадает в эквалайзер на стороне приема. Этот алгоритм помогает свести к минимуму среднеквадратическую ошибку между ожидаемым и фактическим выходом фильтра, обновляя коэффициенты эквалайзера на каждой итерации [152,153]. Алгоритм включает следующие этапы: 1) инициализация эквалайзера: установка начальных значений его коэффициентов, которые могут быть заданы случайным

образом или полностью инициализированы заранее; 2) подача входного сигнала: входной сигнал, требующий коррекции, подается на эквалайзер; 3) вычисление выходного сигнала: к входному сигналу применяются коэффициенты эквалайзера для получения выходного сигнала; 4) определение ошибки: рассчитывается разница между ожидаемым и фактическим выходом фильтра, которая именуется ошибкой, требующей минимизации; 5) обновление коэффициентов: коэффициенты эквалайзера изменяются на каждой итерации через умножение ошибки на входной сигнал с использованием множителя, известного как шаг обучения; этот процесс продолжается до тех пор, пока ошибка не достигнет минимума; 6) завершение работы: когда достигается минимальная ошибка или истекает заданное количество итераций, алгоритм завершает свою работу. Данный алгоритм (рисунок 3.17) не только минимизирует ошибки передачи, но и подстраивает параметры системы связи ДКМ диапазона к изменяющимся условиям.



Рисунок 3.17. Блок-схема алгоритма работы эквалайзера на приемной стороне радиолинии

Далее опишем порядок формирования конфигурационных файлов настройки эквалайзера, где учитывается соотношение размера информационного сообщения к размеру преамбулы для заданной в сеансе связи помехоустойчивости с использованием инструментов моделирования Simulink среды Matlab. Суть учета сводится к варьированию одного или нескольких параметров одновременно и последующему анализу поведения эквалайзера по критерию помехоустойчивости – зависимости коэффициента битовых ошибок BER от отношения сигнал/шум принимаемого сигнала.

### **3.5 Формирование конфигурационных файлов настройки эквалайзера модели ДКМ радиолинии**

В качестве прототипа для разработки и исследования была выбрана модель стандарта (протокола связи) MIL-STD-188-110D [155,156]. Этот стандарт включает требования к параметрам и процедурам сертификации оборудования связи, устанавливая нормы для электромагнитной совместимости и радиочастотных характеристик. Он описывает методы тестирования и сертификации оборудования, используемого в военных целях. Стандарт определяет критически важные параметры, такие как частотный диапазон, мощность передачи, чувствительность приемника, уровень шума, а также требования к устойчивости к механическим воздействиям, таким как вибрации и температурные экстремумы. Моделирование алгоритмов, направленных на улучшение качества передачи в декаметровых радиолиниях, проводилось в среде Simulink, параметры модели указаны в главе 4.

Модель – прототип представлена на рисунке 3.18- 3.19 [157,158]:

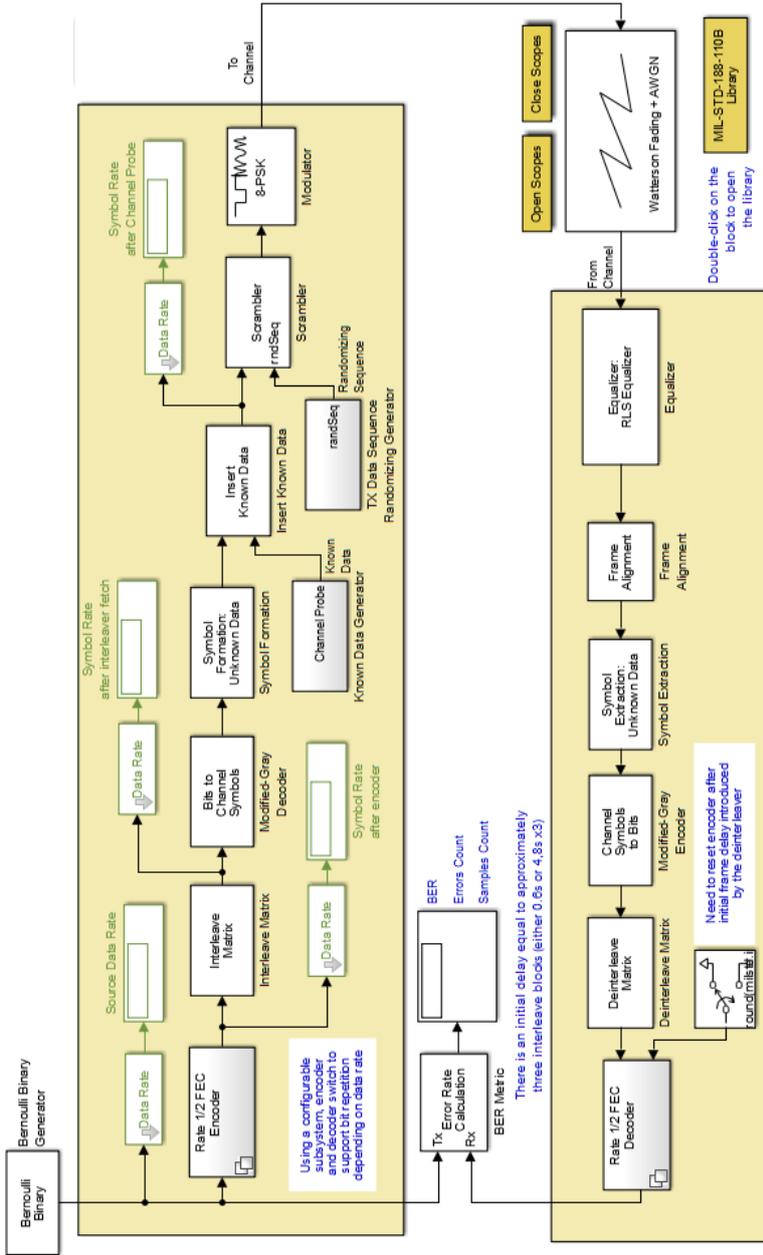


Рисунок 3.18 – Схема структурная модели MIL-STD-188-110D в MatLab [81]

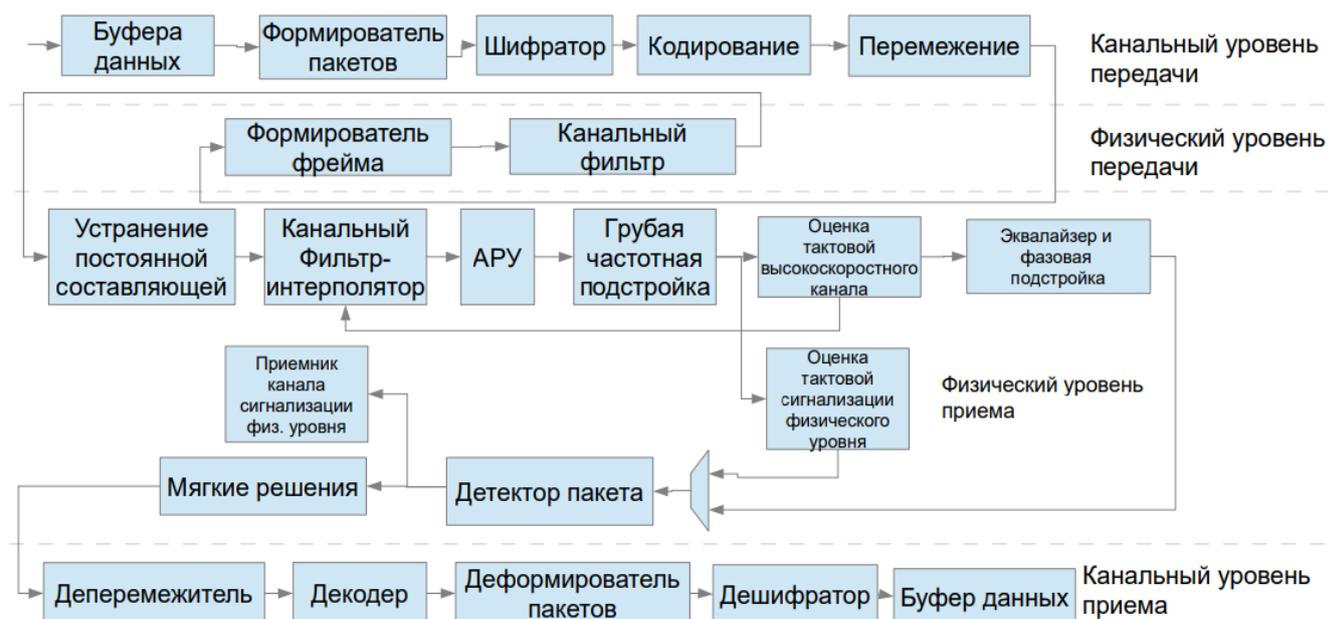


Рисунок 3.19 – Схема функциональная модели MIL-STD-188-110D в MatLab [82]

Для конфигурации имитационной модели радиоканала в среде MatLab, на основе разработанной расчетной модели ДКМ радиоканала необходимо выполнить следующую последовательность действий:

1. Добавить блок «Sinusoidal Waveform Generator» из библиотеки «Sources» для создания входного сигнала;
2. Добавить блок «Free Space Path Loss» из библиотеки Communications для расчета потерь сигнала на расстоянии;
3. Добавить блок «Gain» из библиотеки Simulink для усиления сигнала антенной системой;
4. Добавить блок «Radio Propagation Model» из библиотеки Communications для моделирования затухания сигнала в канале;
5. Соединить блоки в соответствии с моделью К. Ватерсона.

Общий вид полученной модели в среде MatLab представлен на рисунке 3.20:

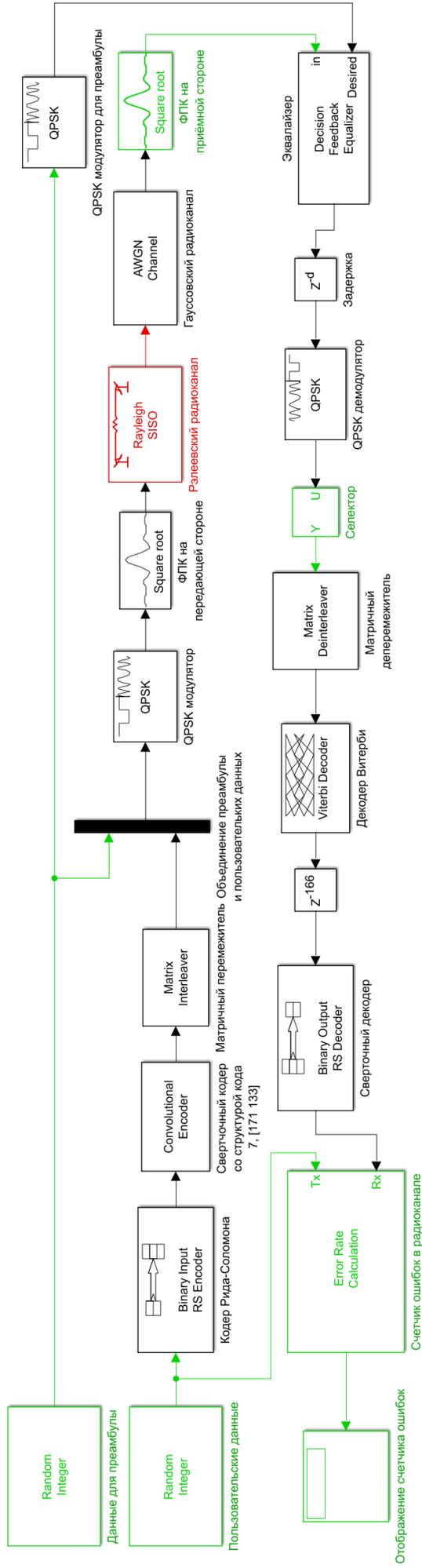


Рисунок 3.20 – Общий вид имитационной модели радиоканала в среде MatLab

Необходимо настроить параметры блоков в соответствии с исходными данными, полученными из расчетной модели и требованиями моделирования, с учетом среды распространения согласно таблице 3.3 [161-163].

Таблица 3.3. Задаваемые параметры блоков

Sinusoidal Waveform Generator	частота 15 МГц, полоса сигнала 3 кГц, мощность 100 Вт
Free Space Path Loss	частота 15 МГц, высота передающей и принимающей антенн 10 м
Gain	усиление антенной системы
Radio Propagation Model	тип моделирования Two-Ray Ground с учетом земной поверхности, частота 15 МГц, высота передающей и принимающей антенн 10 м, расстояние между антеннами от 100 до 10000 км

Пакет передачи в рабочей модели ионосферного радиоканала состоит из 100 бит преамбулы и 900 бит полезной информации. При помощи дополнительного конфигурационного блока настройки получается использовать динамическое изменение соотношения длины преамбулы и полезной информации [164, 165].

В результате имитационного моделирования разработаны и научно обоснованы конфигурационные файлы настройки эквалайзера. Конфигурационные файлы эквалайзера в ДКМ (дискретная ключевая модуляция) радиолинии являются важным элементом, позволяющим оптимизировать качество передаваемого сигнала и минимизировать влияние интерференции и затухания. Эти файлы содержат настройки, которые определяют параметры работы эквалайзера, включая: 1) уровень корректировки: параметры, определяющие степень коррекции сигнала для компенсации различных искажений, таких как межсимвольная интерференция; 2) полоса пропускания: определяет частотный диапазон, в котором эквалайзер будет работать, включая настройку центральной частоты; 3) адаптивные алгоритмы: конфигурационный файл может содержать параметры для алгоритмов, таких как LMS (Least Mean Squares) или RLS (Recursive Least Squares); 4) настройки времени: конфигурация задержек и времени адаптации эквалайзера для обеспечения устойчивости и быстроты реакции на изменения в канале; 5)

мониторинг и управление: возможности для отслеживания производительности эквалайзера и гибкое управление его параметрами в реальном времени, вариант применения конфигурационного файла представлен на рисунке 3.21.

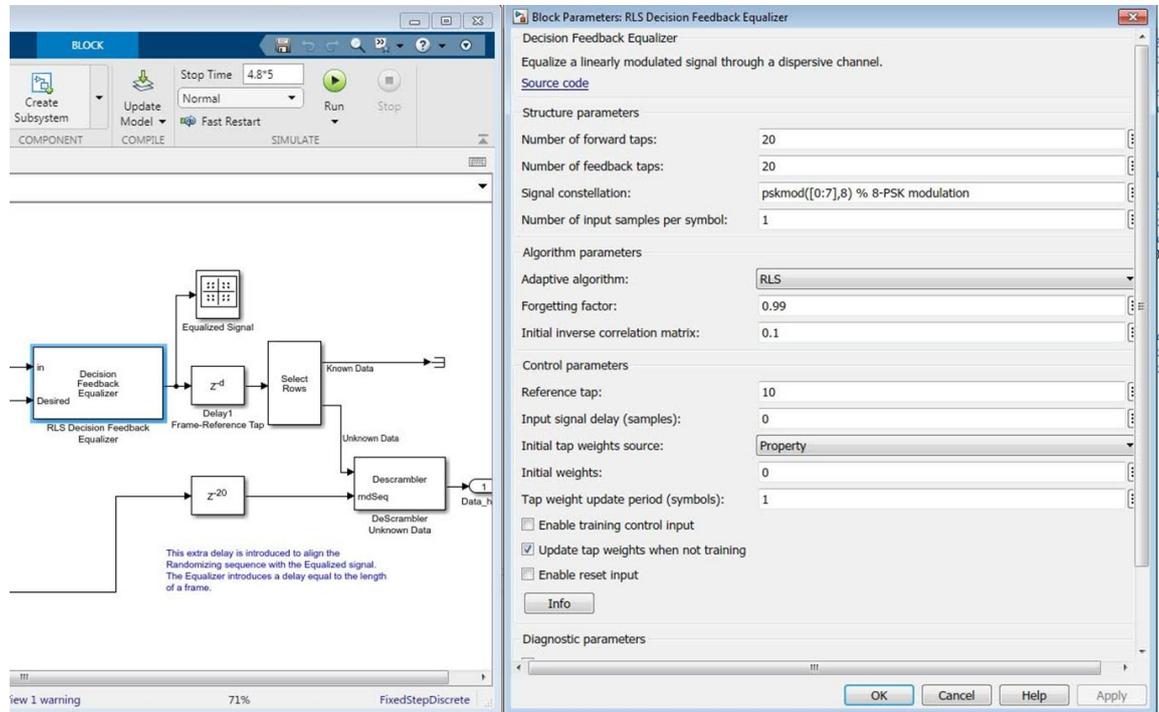


Рисунок 3.21 – Конфигурационные файлы настройки эквалайзера

Изначально модель настроена на работу с двухлучевым каналом, параметры задаются вручную. В модели применяется дополнительный конфигурационный блок на базе функции «stdchan» – базы данных параметров ДКМ радиоканала для разных условий прохождения в нестационарном радиоканале. Для демонстрации работы эквалайзера приводятся фактически полученные отображения сигналов (рисунки 3.22-3.24):



Рисунок 3.22 – After RX Filter – сигнал после фильтра приподнятого косинуса

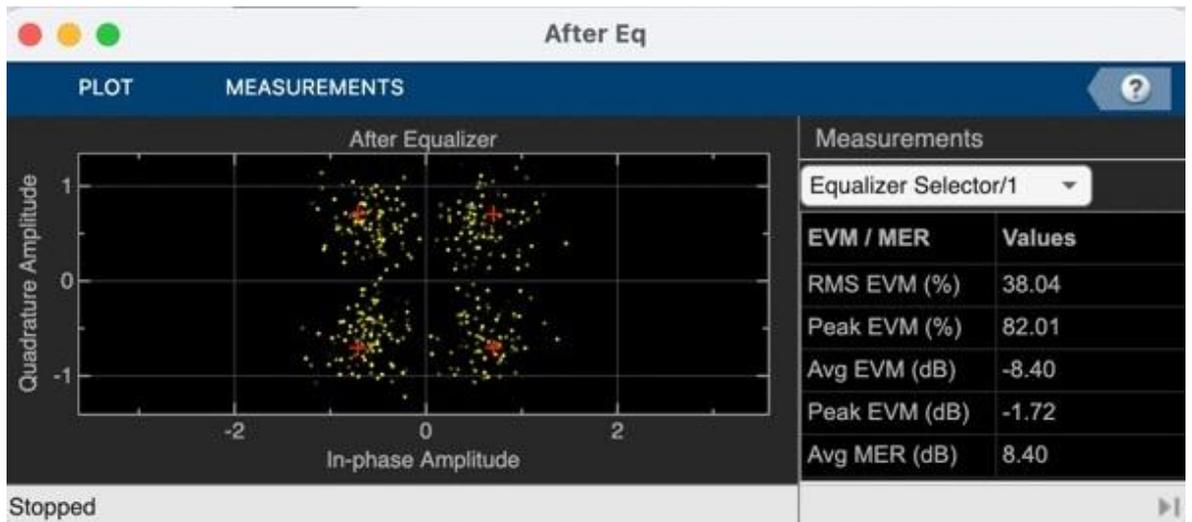


Рисунок 3.23 – After Eq – сигнал, восстановленный эквалайзером

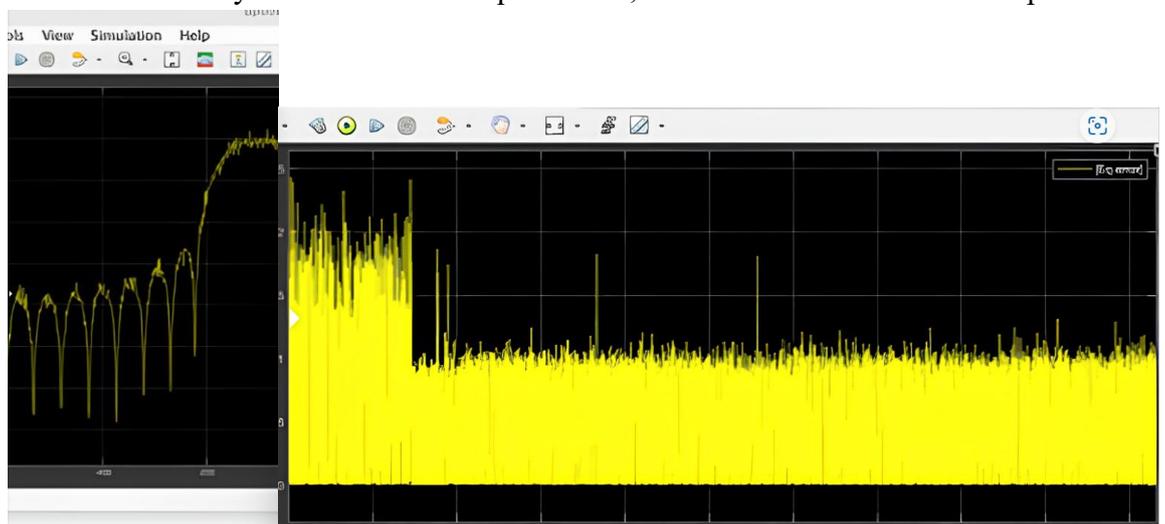


Рисунок 3.24 – Eeq Error – график магнитуды ошибок

В течение первых 40 мс приема пакета фиксируется максимум битовых ошибок, что обусловлено необходимостью настройки эквалайзера, а точнее — адаптивного фильтра. Эта фаза настройки критически важна для повышения помехоустойчивости работы системы и минимизации ошибок передачи. На представленном графике в левом углу отображен спектр принятого сигнала. Указанные спектры служат для визуализации изменений и искажений, происшедших в процессе передачи, что позволяет анализировать помехоустойчивость модуляции и работу эквалайзера в реальных условиях ионосферного распространения.

Таблица 3.4 демонстрирует несколько вариантов конфигурационных файлов, каждый из которых имеет свои уникальные параметры, которые влияют на производительность эквалайзера: 1) наименование пакета: каждому конфигурационному файлу присвоено уникальное имя, которое описывает его настройки и характеристики; 2) размер преамбулы: этот параметр указывает количество бит, отведенных под преамбулу, которая используется для синхронизации и получения начальной информации о передаваемом сигнале (например, конфигурация „100\_772\_10\_4.spec“ имеет преамбулу размером 100 бит); 3) размер поля данных: этот параметр определяет размер передаваемого информационного поля в битах; 4) Forward Taps: данный параметр указывает количество фильтров (т.н. "taps") в эквалайзере, влияющих на обработку входного сигнала; 5) BER (Bit Error Rate): этот показатель отражает битовую ошибку, что позволяет оценить эффективность и надежность передачи данных для каждой конфигурации (например, для конфигурации „100\_772\_10\_4.spec“ BER составляет  $1.78 \times 10^{-3}$ ); 6) коэффициент забывания RLS/LMS: Параметры, которые относятся к алгоритмам адаптивной фильтрации, указывают на скорость обучения эквалайзера (эти значения варьируются для каждого файла, как, например, в конфигурациях „100\_744\_11\_5.spec“ (0,97/0,99) и „20\_956\_16.spec“ (0,98/0,99)). Каждый из этих параметров взаимосвязан и влияет на общую производительность системы. Оптимальный выбор конфигурации в зависимости от условий радиолинии и предполагаемых помех может значительно улучшить качество связи и снизить уровень ошибок при передаче данных. (см. таблица 3.4): время, часы

Таблица 3.4. Задаваемые конфигурации эквалайзера

Наименование пакета	Размер преамбулы	Размер поля данных	Forward Taps	BER	Коэффициент забывания RLS/LMS
100_772_10_4.spec	100 бит	772 бит	10	$1.78 \times 10^{-3}$	0,97/0,98
100_744_11_5.spec	100 бит	744 бит	11	$3.86 \times 10^{-3}$	0,97/0,99
70_888_12.spec	70 бит	888 бит	12	$2.29 \times 10^{-3}$	0,97/0,98
70_788_13.spec	70 бит	788 бит	13	$2.44 \times 10^{-3}$	0,97/0,99

50_832_14.spec	50 бит	832 бит	14	$2.36 \times 10^{-3}$	0,97/0,99
50_780_15.spec	50 бит	780 бит	15	$2.47 \times 10^{-3}$	0,97/0,98
20_956_16.spec	20 бит	956 бит	16	$2.52 \times 10^{-3}$	0,98/0,99

В соответствии с MIL-STD 188-110D (рисунок 3.25, а) подстройка параметров преамбулы связана с изменениями сигнально-кодовой конструкции (СКК); предусмотрено несколько информационных/пользовательских скоростей передачи, которые адаптируются под текущее состояние ионосферы. В работе представлена концепция передачи с фиксированной длиной пакета и вариативной преамбулой (рисунок 3.25, б), которая сохраняет СКК в радиоканале для сохранения энергоэффективности радиоканала. Длина пакета фиксирована, однако соотношение между длиной преамбулы и информационной частью может изменяться в зависимости от состояния ионосферы (рисунок 3.23).

Кадр, передаваемый в радиоканале						
64 или 128 бит	32-128 бит	8-32 бит	...	...	16 бит	8 бит
Преамбула	Блок данных	Проба данных	Блок данных N	Проба данных N	EOM Checksum	Flash EndFlag

а) формат пакета с преамбулой системы связи стандарта MIL-STD 188-110D

Кадр, передаваемый в радиоканале		
10-100 бит	400-440 бит	400-440 бит
Вариативная преамбула	Полезная информация	Полезная информация

б) формат пакета с вариативной преамбулой

Рисунок 3.23 – Примеры сопоставленных структур пакетов

Правильная настройка конфигурационных файлов эквалайзера в ДКМ радиолинии может значительно улучшить качество связи, обеспечивая более надежную передачу данных. В современных системах дальнемагистральной связи структура преамбулы фиксирована либо обладает ограниченной степенью вариативности, что снижает эффективность синхронизации и детектирования сигнала при значительных вариациях параметров канала.

### 3.6 Исследование модели MMSE DFE для обработки сигналов в ДКМ радиолинии

При выборе эффективного алгоритма для обработки сигнала необходимо учитывать статистические модели сигналов и шумов. Прием сигнала во многом зависит от соответствия выбранной модели реальным условиям. Адаптивные фильтры играют ключевую роль в том, чтобы система могла подстраиваться под динамические параметры входного сигнала без необходимости перенастройки модели оператором. Однако сложность заключается в нахождении подходящего адаптивного алгоритма, который отличается по вычислительной сложности, поведению и использованию исходных данных в системе связи. В разделе представлены рекомендации по улучшению основных алгоритмов настройки. Ключевой характеристикой варьируемой системы является наличие или отсутствие опорного сигнала, также известного как желаемый сигнал (reference signal). Когда образцовый сигнал доступен, например, в формате преамбулы, процесс адаптации именуется контролируемым обучением (supervised learning). Однако в ситуациях, когда образцовый сигнал отсутствует, применяется метод слепой адаптации (blind adaptation), что уменьшает зависимость процесса от заранее заданной информации.

Системы также классифицируются в зависимости от типа обработки сигнала – существуют линейные и нелинейные системы. В линейных системах применение происходит с использованием нерекурсивных дискретных фильтров. Одним из преимуществ этого подхода является устойчивость нерекурсивных фильтров независимо от значений их коэффициентов. Однако внедрение алгоритмов может вносить обратную связь, что потенциально приводит к неустойчивости всей системы. Выходной сигнал линейного эквалайзера формируется на основе входной обучающей последовательности и весовых коэффициентов (см. рисунок 3.26). Весовые коэффициенты в данном случае представляют собой дискретные значения, которые определяют импульсную характеристику цифрового

нерекурсивного фильтра [166]. Это позволяет эквалайзеру быстрее компенсировать искажения сигнала, сохраняя при этом его целостность.

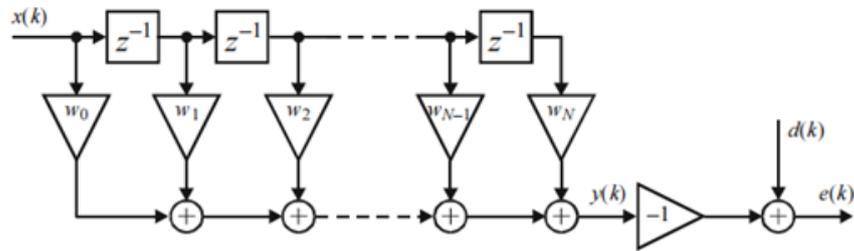


Рисунок 3.26 – Цифровой нерекурсивный фильтр [157]

Дискретный фильтр обрабатывает входной сигнал  $x(k)$ , в результате чего генерируется выходной сигнал  $y(k)$ . Далее этот выходной сигнал сравнивается с образцовым сигналом  $d(k)$ , и разница между ними создает сигнал ошибки  $e(k)$ . Главная задача адаптивного фильтра заключается в минимизации ошибки при воспроизведении образцового сигнала. Для этого блок адаптации, после обработки каждого отсчета, анализирует как сигнал ошибки, так и дополнительные данные, приходящие из фильтра [45,71]. Результаты этого анализа используются для настройки параметров (коэффициентов) фильтра. Если предположить, что радиоканал имеет частотную характеристику близкую к идеальной, то эквалайзер должен иметь частотную характеристику обратную частотной характеристике радиоканала [71]. В реальных ДКМ радиоканалах часто наблюдаются нестационарные провалы на частотной характеристике. Эти значительные затухания на различных частотах вызваны интерференцией в многолучевом канале и местными помехами.

В результате формируется разнообразная интерференционная картина электромагнитного поля, возникшая из-за взаимодействия разных копий сигнала, что делает необходимым исследование работы эквалайзера в условиях радиоканала с заметной неравномерностью частотной характеристики  $\alpha$ . Когда частотная характеристика радиоканала демонстрирует низкий коэффициент передачи в узком диапазоне частот, можно предположить, что этот затухающий участок симметричен относительно нулевой частоты и принимает форму прямоугольника. В таких условиях, частотная характеристика эквалайзера будет показывать резкий

подъем в соответствующем диапазоне частот. Поскольку преобразование Фурье представляет собой линейную операцию, суммарная импульсная характеристика эквалайзера будет равняться равномерной частотной характеристики  $h(t)$  и преобразования Фурье прямоугольного импульса [167,168] с большой амплитудой (3.11):

$$h(t) = \frac{\sin(Bt) \sin(Bt)}{t} + \alpha \frac{\cos(Bt) - 1}{t^2} + A_p \frac{\sin(B_p t) \sin(B_p t)}{t}, \quad (3.11)$$

где  $A_p$  – глубина провала в частотной характеристике радиоканала,  $B_p$  – полоса частот, занимаемая помехой.

Ширина полосы частот сосредоточенной помехи  $B_p$  значительно меньше когерентной полосы пропускания радиоканала  $B_p$ . Это приводит к тому, что на интервале аппроксимации импульсной характеристики, который соответствует длительности принимаемого сообщения, функция  $\sin(B_p t)$  остается почти постоянной и приближается к значению 1. Кроме того, амплитуда помехи  $A_p$  оказывается значительно выше нормированной амплитуды частотной характеристики радиоканала в отсутствие помех. В результате этого, импульсная характеристика эквалайзера при наличии сосредоточенной узкополосной помехи в радиоканале становится практически неизменной. Она не будет зависеть от реальной частотной характеристики радиоканала и будет отображать только глубину провала (3.12) в его частотной характеристике [169]:

$$h(t) = \frac{\sin(Bt) \sin(Bt)}{t} + \alpha \frac{\cos(Bt) - 1}{t^2} + A_p B_p, \quad (3.12)$$

где  $A_p B_p \gg 1$ .

Таким образом, сигнал, проходящий через фильтр с квазислучайной частотной характеристикой, не уменьшает, а, напротив, усиливает межсимвольные искажения. В связи с этим на практике применяются более сложные нелинейные эквалайзеры, которые значительно снижают влияние сильной неравномерности частотной характеристики. К нелинейным адаптивным системам, также известным как эквалайзеры, относятся рекурсивные адаптивные фильтры, обладающие

обратной связью по решению. Структура таких фильтров представлена на рисунке 3.27 [170].

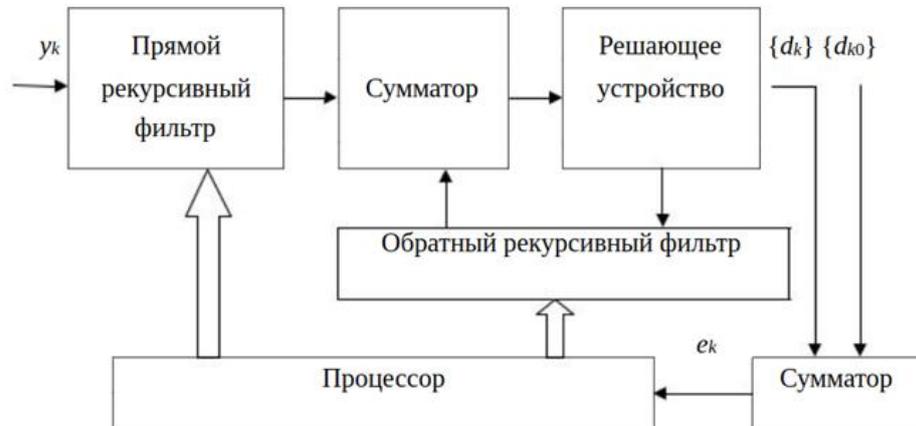


Рисунок 3.27 – Рекурсивный адаптивный фильтр [170]

Применение результатов детектирования для формирования выходного сигнала  $\{d_k\}$  значительно улучшает характеристики эквалайзера. Нелинейный эквалайзер построен на принципе, что каждый принимаемый символ занимает определенный временной интервал  $T_s$  и воздействует на соседние временные промежутки. Поэтому знание значения принятого символа позволяет оценить его влияние на соседние интервалы [171]. В пределах нелинейного эквалайзера с обратной связью по решению происходит вычитание вклада принятого символа из следующего символа. Параметры обратного фильтра при этом настраиваются, опираясь на анализ уже принятого символа. В результате текущий принимаемый символ поступает в сумматор, из которого вычитаются остаточные значения предыдущего символа. Такой метод позволяет существенно сократить межсимвольные искажения по сравнению с линейным эквалайзером и, соответственно, повысить помехоустойчивость модели, имитирующей работу дальнемагистральной системы связи.

Для устранения многолучевой и межсимвольной интерференции в канале связи используется линейный эквалайзер. Ошибка вычисляется по алгоритму LMS. В качестве эталонного сигнала в алгоритме LMS используются жесткие решения. Также эквалайзер может работать в статическом режиме. Максимальная длина эквалайзера 16 символов. В статическом режиме используются фиксированные параметры, что может быть полезно, если условия канала стабильны и не требуют

адаптации. По умолчанию используется LMS-алгоритм в статическом режиме, 8 символов. Детектор пакетов выполнен в виде согласованного фильтра 64-го порядка. Порог детектирования гибкий и задается по отношению к средней мощности за текущие 64 символа (в конфигурационном файле) [172].

Мягкие решения для модуляций ФМ-2, ФМ-4 масштабируемые и подаются на декодер без изменения (для ФМ-8 используется полярный метод). Задачей деперемежителя является последовательно загрузить мягкие решения в декодер. Задачей деформирователя пакетов является проверка CRC пакетов, маркировка и запись в приемный буфер. Скорость подстройки коэффициентов в основном зависит от скорости изменения характеристик радиоканала и скорости передачи данных. Она должна увеличиваться с ростом доплеровского смещения [173]. Также и другие параметры влияют на эту скорость. Это ОСШ и настройки обратной связи.

Другой вариант эквалайзера, предлагаемый в качестве рекомендации и исследованный в работе с имитационной моделью радиоканала – обратная связь по решению, адаптированная через критерий минимальной среднеквадратичной ошибки (лат. MMSE). Главное преимущество для MMSE от сравниваемого линейного эквалайзера – структура подстройки параметров. Другое преимущество состоит в том, что критерии MMSE – считают канал статистическими свойствами. Однако эквалайзер MMSE более сложен, чем эквалайзер линейный (к примеру, эквалайзер Калмана), потому что требует обращения матрицы для расчета коэффициентов фильтра для каждого символа.

Эквалайзер MMSE-DFE (Minimum Mean Square Error Decision Feedback Equalizer) – это адаптивный фильтр, используемый в цифровой связи для коррекции искажений сигнала, вызванных его пропуском через канал передачи данных. Основная функция эквалайзера MMSE-DFE заключается в том, чтобы определить, какие искажения вносит канал передачи, и корректировать их, чтобы получить чистый сигнал. Он основан на применении статистической теории, чтобы оценить и исправить искажения входного сигнала. Этот эквалайзер использует алгоритм «Minimum Mean Square Error» для оптимальной коррекции искажений. Он также использует предыдущие решения (предсказания о том,

какие символы были получены) для корректировки текущей обработки сигнала. Это позволяет системе учитывать влияние предыдущих символов на текущий символ, что помогает уменьшить искажения. MMSE-DFE (Minimum Mean Squared Error Decision Feedback Equalizer) является типом эквалайзера, используемого в радиосвязи для устранения эффекта межсимвольной помехи (ISI) и многолучевого распространения (Multipath Fading). В случае, когда параметры радиоканала известны, MMSE-DFE определяется как эквалайзер с переменными коэффициентами, который минимизирует среднеквадратичную ошибку между ожидаемым и фактическим значением символа, полученного после прохождения воздействия канала. Работа MMSE-DFE включает обнаружение и коррекцию внутрисимвольной интерференции (МСИ, лат. «ISI») в режиме принятия. Для этого используется комбинация обратной связи и предварительного фильтра, что позволяет принимать единичные символы в условиях наличия шумов и помех.

Оценивание итеративного MMSE DFE с повторяющейся двойной оценкой канала (Iterative MMSE-DFE with Double Channel Estimation, IMDE) является методом минимизации ошибок передачи данных через радиоканал с помощью MMSE-DFE. Он основан на итеративном процессе, в котором данные отправляются через канал, а затем используются для корректировки оценки канала. Процесс IMDE включает в себя два шага: на первом шаге производится оценка канала на основе известной передаваемой последовательности данных и текущей оценки канала. Эта оценка используется для корректировки оценки канала на следующей итерации; на втором шаге используется скорректированная оценка канала для выполнения процедуры MMSE-DFE [171], которая уменьшает ошибку передачи данных. После этого данные опять отправляются через радиоканал и процесс повторяется.

IMDE может повысить точность оценки канала и уменьшить ошибку передачи данных в условиях шумных каналов, когда используется простой MMSE-DFE. Однако его использование может потребовать дополнительных ресурсов, таких как дополнительные вычисления и память [173].

Моделирование итеративного MMSE-DFE с «идеальной ссылкой» включает выполнение последовательных итераций для настройки фильтров решающего обратной связи и уточнения оценки канала. Использование «идеальной ссылки» предполагает наличие доступных эталонных данных, которые позволяют точно оценить и корректировать ошибки в процессе передачи. Это может быть, например, заранее известная последовательность символов (пилотный сигнал), которая используется для траекторного анализа и настройки эквалайзера. Процесс начинается с определения параметров канала, таких как частота дискретизации, тип (линейный или нелинейный), форма модуляции и шумовые характеристики. Далее происходит генерация символов на основе выбранной схемы модуляции, после чего сгенерированные символы передаются через указанный канал с добавлением шумов для имитации реальных условий передачи. На приемной стороне обрабатываемые символы подвергаются коррекции посредством итеративного алгоритма MMSE-DFE, который использует сохраненную идеальную оценку канала. Итерации продолжаются, пока не будет достигнуто заданное количество итераций или необходимое качество приема сигнала. Процесс обработки включает использование преобразователя Фурье (FFT) для разделения входного сигнала на его частотные компоненты [174]. Результаты приема анализируются с точки зрения различных характеристик, таких как битовая ошибка (BER) и ОСШ, с целью оценки помехоустойчивости итеративного MMSE-DFE с «идеальной ссылкой» в заданных условиях передачи [175]. Метод MMSE-DFE использует циклическую задержку модуляции (Cyclic Delay Modulation, CDM) для обеспечения ортогональности надежных сигналов в канале. Итеративная обработка происходит через многократное вычисление фильтров и декодирование символов до достижения заданной точности [176]. В результате, итеративный MMSE-DFE с «идеальной ссылкой» демонстрирует высокую производительность и надежность в идеальных условиях передачи, однако его помехоустойчивость может снижаться в сложных сценариях, таких как неидеальные каналы или отсутствие достоверной информации о передаваемой последовательности символов [176,177].

В связи с этим важно оценивать, как алгоритм проявляет себя в реальных условиях передачи. В процессе моделирования радиоканала с применением цифровых сигналов, содержащих преамбулу, получены результаты, которые наглядно демонстрируют это поведение. На рисунках 3.28 - 3.31 [68] показана зависимость битовой ошибки (BER) для различных вариантов, что позволяет лучше понимать, как MMSE-DFE реагирует на внешние факторы влияния на сигнал. Эффективность алгоритма в разных условиях помогает выявить его сильные и слабые стороны, а также направить усилия на дальнейшее улучшение его помехоустойчивости и надежности. В процессе моделирования радиоканала, с применением цифровых сигналов, содержащих преамбулу, получаются следующие результаты:

На рисунках 3.28 - 3.31 [68] показана зависимость BER от ОСШ для следующих вариантов:

- 1) без кодирования (кривая Not Coder);

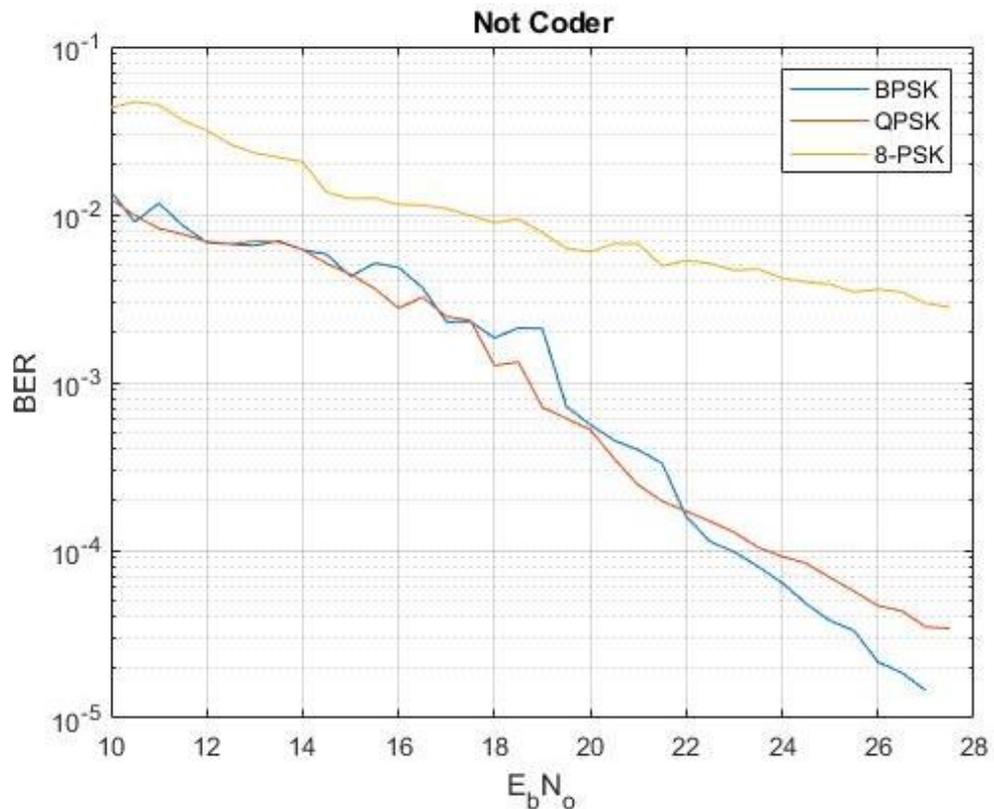


Рисунок 3.28 – Зависимость вероятности BER от ОСШ без кодирования исходного сигнала [68]

2) кодирование исходного сигнала сверточными кодами;

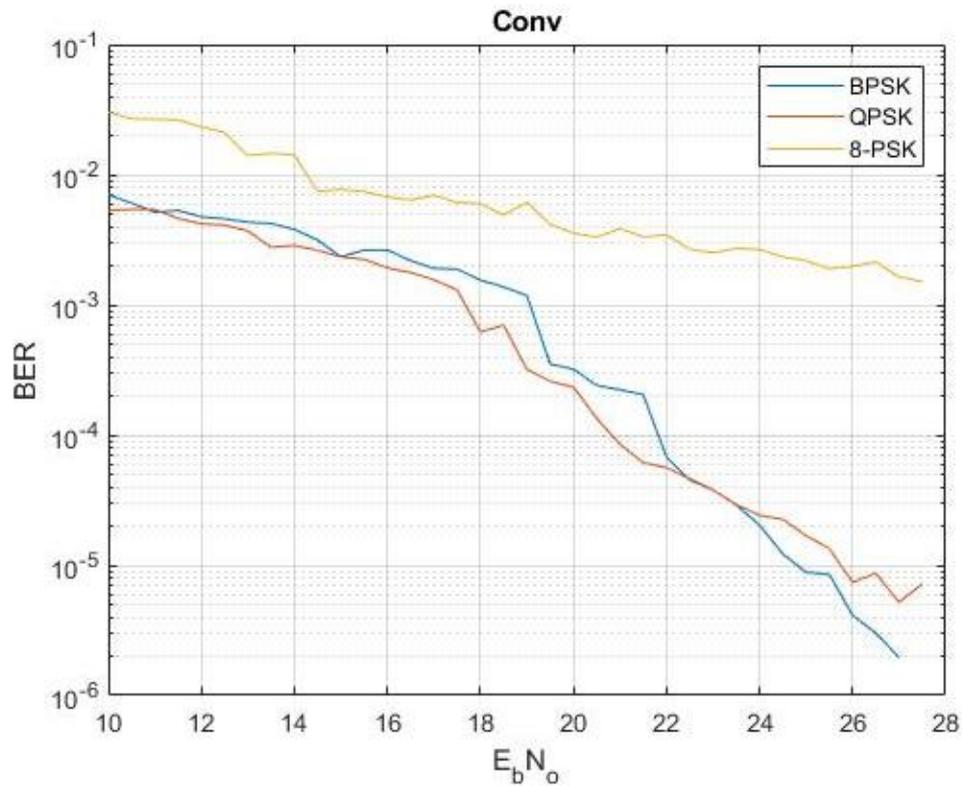


Рисунок 3.29 – Зависимость вероятности BER от ОСШ при сверточном кодировании исходного сигнала [68]

3) кодирование кодами RS и сверточным кодом;

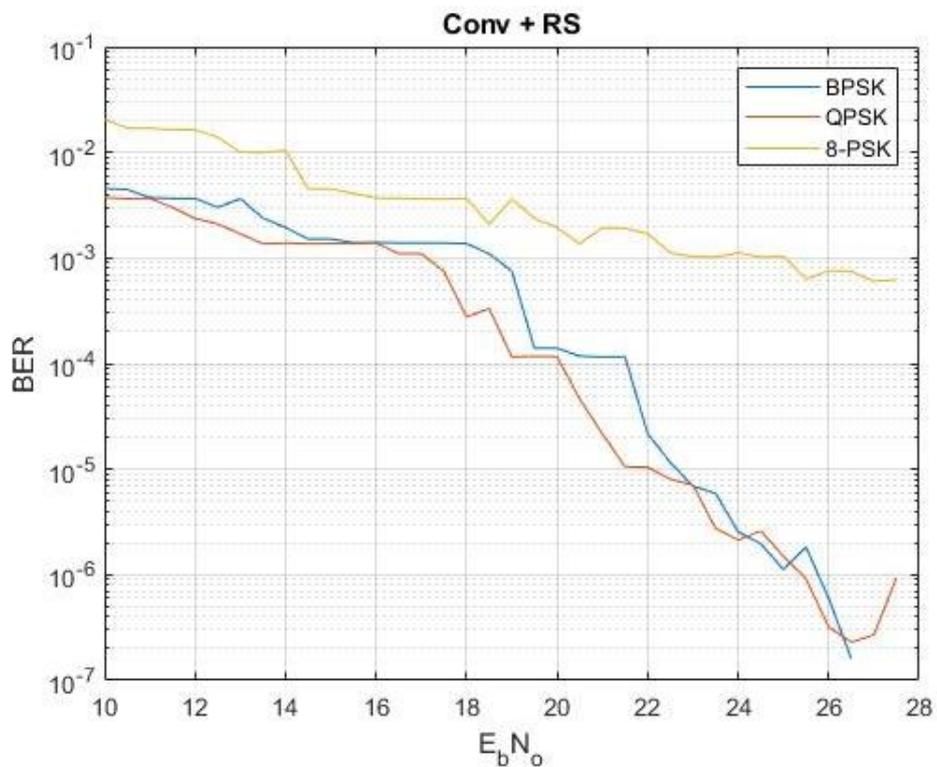


Рисунок 3.30 – Зависимость вероятности BER от ОСШ при кодировании исходного сигнала кодами RS и сверточным кодом [68]

4) На рисунке 3.31 представлен расчет зависимости вероятности битовой ошибки от длительности преамбулы [68].



Рисунок 3.31 –Зависимость вероятности битовой ошибки от длины преамбулы [68]

В ходе моделирования радиоканала по методике Международного союза электросвязи [68,178,179], полученные результаты показывают возможность влияния на уровень битовых ошибок (BER) путем изменения длины преамбулы. На рисунке 3.26 видно, что при скорости 9,6 кбит\с длина преамбулы имеет влияние на вероятность битовых ошибок с  $10^{-1}$  до  $10^{-5}$ . Опираясь на данные расчета, полученные на рисунке 4.7, для наименее подверженной фазовым искажениям модуляции BPSK, равносильно повышению ОСШ с 10 до 23 дБ. Т.е., выигрыш от изменения длины преамбулы составляет 13 дБ без необходимости прибегать к основным методам адаптации радиоканала (повышать мощность РПДУ, менять ширину полосы сигнала и изменять СКК) [68].

### Выводы к главе 3

Показано, что основные методы повышения помехоустойчивости делятся на два направления: аппаратное (повышение мощности РПДУ; повышение КУ антенн, разнесенный прием) и сигнально-кодированное (помехоустойчивое кодирование, адаптивная линейная фильтрация – эквалайзеры). Определено, что необходимо моделирование сигнально-кодированных конструкций на базе доработанной модели MIL STD-188-110D. В ходе исследования были выявлены научно-обоснованные конфигурационные файлы настройки эквалайзера для различных сценариев работы. Эти комбинации параметров включают: 1) длину линии задержки; 2) коэффициенты фильтров; 3) коэффициент забывания. Разработано программное обеспечение (ПО), реализующее описываемый порядок в предложенном алгоритме работы ДКМ радиолинии с возможностью изменения длины преамбулы, используемой для настройки эквалайзера на приемной стороне [8].

Разработанный метод создания программного эквалайзера демонстрирует более высокую степень адаптации к изменениям в реальном канале по сравнению с слепыми эквалайзерами, обеспечивая меньшую СКО в условиях нестационарного ионосферного радиоканала. Так при скорости 9,6 Кбит/с алгоритм с применением вариативной длины преамбулы позволяет снизить вероятность битовых ошибок с 0,1 до  $10^{-5}$ .

Последующая экспериментальная апробация комплексной модели ДКМ радиолинии также учитывает предложенную в настоящей работе расчетную модель систем дальнемагистральной связи и конфигурацию эквалайзера с различными длинами преамбул. Полученные средствами имитационного моделирования параметры на входе приемника учитывают модель ДКМ радиолинии и определяют вариативный (в зависимости от ОСШ) порядок выбора длины преамбулы. Экспериментальная апробация выбранных длин преамбул в функционирующей системе ДКМ радиолинии для заданного сценария подтверждает практическую применимость предложенного подхода. [73].

## **ГЛАВА 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ АПРОБАЦИЯ КОМПЛЕКСНОЙ МОДЕЛИ ДКМ РАДИОЛИНИИ, ВКЛЮЧАЮЩЕЙ РАСЧЕТНУЮ МОДЕЛЬ РАДИОТРАССЫ, ЭКВАЛАЙЗЕР С КОНФИГУРАЦИОННЫМИ ФАЙЛАМИ НАСТРОЙКИ И ПОЛЕВЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ ПРОФИЛЯ ДКМ РАДИОЛИНИИ**

Распространение радиоволн в ионосферной среде с учетом двустороннего отражения обеспечивает уникальную возможность для анализа характеристик реальных условий дальномерной радиосвязи. Современные системы помехоустойчивости реализуют уровень BER/ОСШ в диапазоне  $10^{-3}$  –  $10^{-4}$  при ОСШ порядка 12–18 дБ, достигаемом за счет использования продвинутых протоколов цифровой обработки, методов коррекции ошибок и алгоритмов адаптивной синхронизации. Так, система Сердолик, функционирующая по протоколу STANAG 4285 и MIL-STD-188-110, демонстрирует BER около  $10^{-3}$  при ОСШ ~12 дБ; аналогичные показатели характерны для системы Пирс, оснащенной механизмами FEC. Система Codan 2110, реализующая протокол MIL-STD-188-110C и PACTOR, характеризуется BER порядка  $10^{-5}$  при ОСШ 18–20 дБ вследствие применения FEC и ARQ-алгоритмов; система Mesa с протоколом MIL-STD-188-110 и ALE достигает BER  $\approx 10^{-6}$  при ОСШ 12–18 дБ за счет высокой эффективности коррекционных кодов. Экспериментальной апробации комплексной радиолинии дальнемагистральной связи ДКМ диапазона и приемного эквалайзера с конфигурационными файлами настройки с варьируемой преамбулой показали возможность работы при отношении сигнал/шум от 14 дБ с вероятностью ошибки не более  $10^{-3}$ . Для проведения эксперимента в четвертой главе было дополнительно проведено имитационное моделирование работы цифровой системы связи с использованием эквалайзера с заданными параметрами для модуляции BPSK с целью установления максимально необходимой длины преамбулы в эксперименте, где разница хода лучей в рэлеевском двухлучевом радиоканале выбрана равной  $5 \times 10^{-4}$  с. Выполнив моделирование и установив максимально необходимую длину преамбулы, опишем далее натурный эксперимент, который состоялся 28 ноября

2023 года между двумя стационарными позициями в Санкт-Петербурге и Иркутске на расстоянии 4450 км.

#### **4.1 Протоколы передачи (системы генерации событий передачи) и режим работы ДКМ радиолинии**

Современные декаметровые линии радиосвязи сталкиваются с несколькими техническими недостатками, которые требуют комплексного подхода для адаптации параметров в зависимости от конкретных условий. Одной из основных проблем является непостоянство состояния ионосферы, что приводит к значительным колебаниям характеристик в диапазоне частот от 10 до 100 МГц. Это также усложняет точное прогнозирование этих характеристик на временной интервал, соответствующий предстоящему сеансу радиосвязи, который может длиться от нескольких часов до суток. Для решения этих проблем была разработана расчетная модель, которая позволяет определить мощность сигнала на входе приемника, основываясь на параметрах передающего и приемного оборудования, а также задаваемых характеристиках скоростной передачи, полосы частот и требуемого уровня ошибок (BER) передачи. Модель также помогает установить временной интервал, в течение которого возможно вести сеансы связи, а также тестировать применяемые адаптационные методы. Результаты расчетов показали, что необходимая мощность передатчика для достижения уровня ошибок (BER) не хуже  $3 \times 10^{-3}$  составляет примерно 10 Вт.

В работе имитационной модели поддерживаются различные режимы приема и передачи данных. Все режимы работы модема можно разделить на две подгруппы симплексный режим работы и режимы с временным разделением передачи и приема. Радиоканал поддерживает передачу в пакетном режиме. Прием данных в пакетном режиме всегда работает в следующем порядке: 1) приемник ожидает преамбулу, при срабатывании по преамбуле детектирования (начала) инициализируется

начало приема; 2) после окончания приема пакета, автомат физического уровня приемника ждет начала получения информационных данных; 3) если он присутствует сразу за только что принятым пакетом преамбулы, значит идет передача данных в оконном режиме, когда несколько фреймов имеют одну общую преамбулу, что позволяет повысить коэффициент использования ДКМ радиолинии; 4) если в п.2 информационных данных не обнаружено, тогда переходим к п.1. Передача данных начинается при наступлении события отправки данных.

В реализуемом ДКМ радиоканале дальнемагистральной системы связи реализованы два протокола передачи данных: вещательный и полудуплексный. Вещательный протокол предназначен для односторонней передачи информации и гарантированной доставки сообщений, что достигается путем многократной пересылки одного и того же сообщения от передатчика [73,81]. Этот протокол характеризуется чередующимися периодами приема и передачи данных. В зависимости от объема передаваемой информации может использоваться соответствующий стандарт кодирования, о чем можно ознакомиться в спецификациях, приведенных в источнике [48,180,181] (таблица 4.1).

Таблица 4.1. – Спецификации и размеры поля данных [48,81]

Наименование пакета	Размер кодового слова	Размер поля данных
124_792_4.spec	124 бита	772 бита
124_744_5.spec	124 бита	744 бита
124_788_5.spec	124 бита	788 бит
124_688_5.spec	124 бита	688 бит
124_732_2.spec	124 бита	732 бита
56_780_4.spec	56 бит	780 бит
56_856_4.spec	56 бит	856 бит

Следует отметить, что ввод данных для передачи осуществляется оператором на ДКМ радиоканале в соответствующее поле в символьном виде. Следовательно,

размер поля данных в байтовом представлении ещё меньше в перерасчете (значения приведены в таблице 4.1) [48,73].

Полудуплексный протокол также может быть реализован в рассматриваемом программно-конфигурируемом ДКМ радиоканале. Этот протокол предусматривает поочередный обмен данными между станциями. Рассмотрим возможные виды передаваемых сигналов: зонд-сигнал, предназначенный для определения начала сеанса связи и отправляемый станцией ионосферной системы связи [174]; сигнал подтверждения об образовании канала, отправляемый на станцию после принятия зонд-сигнал.

Изучим структуру и содержимое кадра. Иллюстрация полудуплексного протокола представлена на рисунке 4.1. В начальный момент времени отправляются зонд-сигналы с длительностью 0.8 мс. Задержка между последовательными зонд-сигналами составляет 50 мс, что связано с минимально допустимой скоростью переключения антенных коммутаторов. В случае образования метеорного следа зонд-сигнал поступает на вход периферийной станции, которая переключает антенный коммутатор с режима приема на режим передачи. После этого производится отправка сигнала подтверждения. После получения этого сигнала признается, что канал передачи установлен, и возможна отправка данных. При получении каждого кадра данных отправляется подтверждение о его приеме [48].

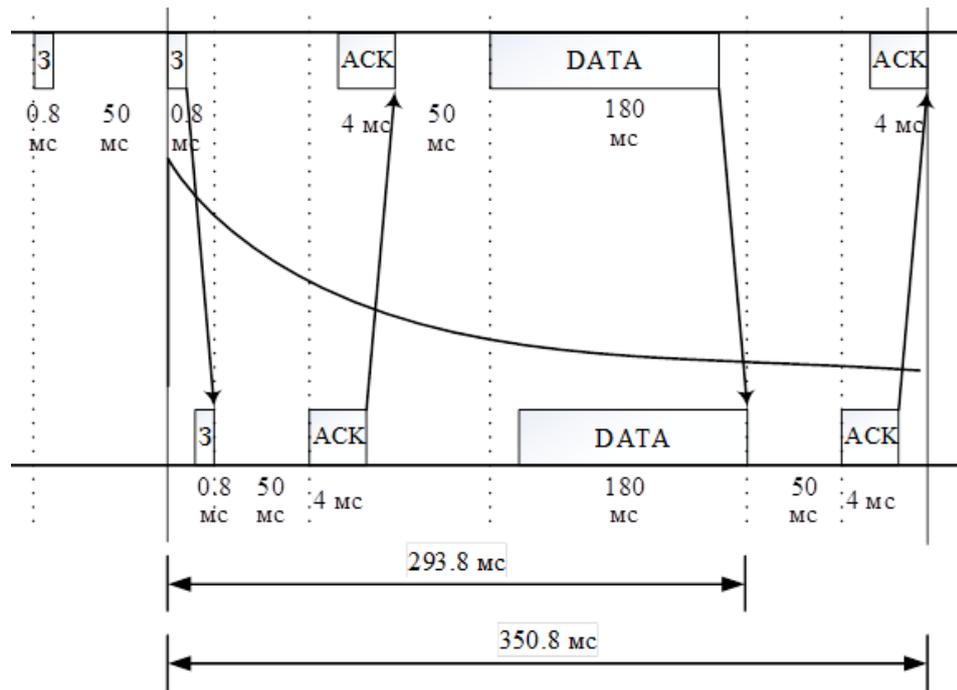


Рисунок 4.1 – Полудуплексный протокол передачи данных [48]

В качестве подтверждения правильного приема передается номер следующего ожидаемого кадра данных [48].

Симплексный режим приема и передачи [182,183]. В данном режиме передается непрерывный поток фреймов, разделенных преамбулой (рисунок 4.1) [48].

Опишем содержание структуры более подробно. Сигналы, используемые в системах передачи информации, такие как зондирующие, сигналы подсвета, запросные и ответные сигналы, а также собственное радиоизлучение объекта наблюдения и отраженные сигналы, представляют собой электромагнитные поля с определенной временной и пространственной структурой. В первую очередь необходимо определить значения, применяемые в поле «Флаги», которое обозначает начало пакета цифровой информации. Чтобы оборудование, занимающееся демультимплексированием группового сигнала, могло перейти в режим циклической синхронизации и правильно идентифицировать сигнал в составе группового потока, а также обеспечить распознавание каналов на приемной стороне, важно использовать специальные битовые поля [69,81].

К примеру, поле «Флаги» может содержать следующие значения: 11110000 – указывает на то, что данных для передачи нет, а 00001111 – сигнализирует о том, что после кадра подтверждения будет передан кадр данных. В данном случае в каждом сообщении также используется кодирование, спецификация которого зависит от объема сообщения.

Процесс установления синхронизации по данным происходит по следующему принципу: 1) на первом этапе идет поиск пилот-сигнала (преамбулы) на согласованном фильтре по порогу срабатывания; при срабатывании делается прогноз на следующее появление пилот сигнала спустя один фрейм; если спустя один фрейм от начала первого срабатывания пилот-сигнала происходит опять срабатывание на согласованном фильтре, то счетчик удачных срабатываний увеличивается опять на 1, если ровно спустя фрейм не появляется срабатывание по пилот-сигналу, то счетчик уменьшается на 1, так происходит до тех пор, пока не произойдет достижение порога на установление синхронизации по количеству преамбул, пока счетчик удачных срабатываний не достигнет порог. При достижении порога происходит установление синхронизации и петли по тактовой и фазовой подстройкам переключаются на коэффициенты для установленного режима синхронизации.

Структура потока в симплексном режиме представлена на рисунке 4.2. В качестве преамбулы используется последовательность из 64 символов (100, 75, 50 бит). Далее идет пакет с данными. Количество пакетов R/S в одном пакете данных определяется настройкой конфигурации. По умолчанию каждый пакет содержит 16 пакетов R/S.



Рисунок 4.2 – Структура потока данных в радиоканале

Оборудование для проведения экспериментальной апробации содержит в себе отдельный передатчик и приемник, что позволяет использовать модем в режиме полного дуплекса, когда работает одновременно - и передатчик, и приемник в симплексном режиме.

Для непрерывной передачи данных на максимальной скорости предлагается использовать конфигурацию для передачи высокоскоростных данных без расширения спектра.

#### **4.2 Апробация на дальнемагистральной радиотрассе комплексной модели программного эквалайзера**

Сравнение обработанной принятой преамбулы с ожидаемой является ключевым этапом в процессе настройки эквалайзера [73,184]. Если разница между этими двумя последовательностями превышает заданный порог, это сигнализирует о необходимости корректировки коэффициентов эквалайзера. Эта корректировка направлена на уменьшение искажений в принимаемом сигнале. Как только эквалайзер достигнет оптимальных значений коэффициентов, система переходит к передаче информации по радиоканалу. На этом этапе эквалайзер будет работать с установленными параметрами, что позволяет поддерживать высокое качество связи даже в условиях, характеризующихся сложными и переменчивыми условиями передачи, такими как изменения в структуре ионосферы.

Процесс исследования нацеливается на определение представленных параметров эквалайзера для достижения лучшей помехоустойчивости в условиях реального радиоканала связи. При помощи Simulink можно провести мультипараметрическое исследование, варьируя один или несколько параметров одновременно и анализируя поведение эквалайзера по различным критериям, таким как уровень ошибок, скорость адаптации и ОСШ принимаемого сигнала. Исследование эквалайзера производилось на основе цифровой системы связи (стандарт (модель системы) MIL-STD 188-110D), которая включает в себя несколько ключевых компонентов: 1) сверточное кодирование (1/2): сверточные кодеры используются для обеспечения надежной передачи данных с помощью добавления избыточности. Код 1/2 означает, что на выходе кода количество битов удваивается по сравнению с входящими данными, что улучшает устойчивость к

ошибкам; 2) блочное кодирование (31, 23): блочные кодеры работают с фиксированными блоками данных и обеспечивают исправление ошибок. Например, код (31, 23) указывает на то, что из 31 бита данных 23 бита используются для передачи полезной информации, а остальные являются избыточными для защиты от ошибок; 3) перемежитель (20×20): перемежитель используется для рассеивания ошибок и улучшения передачи данных в системах связи. Он разбивает данные на блоки и повторно комбинирует их, что повышает устойчивость к помехам и улучшает общее качество связи. В процессе исследования были выявлены оптимальные параметры настройки эквалайзеров для различных сценариев работы в радиоканале. Эти комбинации параметров могут включать [184,185]: 1) длину линии задержки (позволяет улучшить адаптивность эквалайзера к изменениям в канале); 2) коэффициенты фильтров (пересчитанные значения помогают минимизировать искажения); 3) коэффициент забывания (ускоряет или замедляет процесс адаптации фильтра к изменениям в канале).

Результаты предыдущих исследований по данной теме [186,187,188] продемонстрировали необходимость проведения трассовых испытаний. Полученные данные о моделировании работы декаметрового радиоканала подтвердили потребность в организации подобных испытаний. В этом контексте эксперимент, проведенный в ноябре 2023 года между двумя стационарными позициями в Санкт-Петербурге и Иркутске на расстоянии 4 450 км, стал важным этапом дальнейшего исследования. Ионосферное распространение радиоволн с двумя точками отражения предоставляет уникальную возможность анализировать реальные условия передачи сигналов на больших расстояниях. В радиотрассе выделяются две точки, в которых происходит отражение радиоволны от ионосферы [72-74]. На рисунке 4.4 представлено теоретическое изображение этих точек отражения, которое было получено с использованием расчетной модели в рамках подготовки к началу сеанса связи, где синие точки – точки отражения от ионосферы, красные – от поверхности Земли.

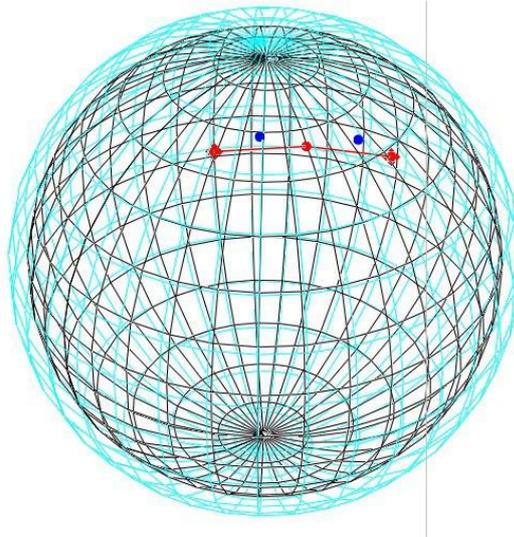


Рисунок 4.4 – Отображение точек отражения радиоволны на радиотрассе

Адаптивные технологии, основанные на этих исследованиях, показывают потенциал в обеспечении более высокой надежности и стабильности связи, что критично для многих приложений, включая экстренные службы, авиацию и морскую связь [73,74]. В таблице 4.2 приведены уровни ОСШ, зафиксированные при проведении эксперимента.

Таблица 4.2. – Уровни ОСШ при проведении эксперимента [74]

Серия (мощность)	Номер серии							
	1	2	3	4	5	6	7	8
5 Вт	23	13	13	12	13	12	13	23
10 Вт	28	16	18	18	18	17	18	27
Время приёма (МСК)	09:16	10:00	11:00	12:00	13:00	14:00	15:00	16:00

Время восхода: 09 часов 28 минут. Время заката: 16 часов 04 минут.

Для проведения трассовых испытаний в рамках исследования улучшения помехоустойчивости дальнемагистральной системы радиосвязи был использован следующий комплект оборудования: 1) трансивер Icom IC-7300: этот многофункциональный трансивер предназначен для работы в различных диапазонах частот и предлагает широкий спектр возможностей, включая цифровые режимы передачи; 2) антенна магнитная SpiderLoop A100: эта антенна является компактным и эффективным решением для работы в ДКМ диапазоне; 3) прочее

вспомогательное оборудование: в состав вспомогательного оборудования вошли источники питания и фидерные линии с импедансом 50 Ом, которые обеспечивали надежное подключение трансивера и антенны [74]. На рисунке 4.5 показана стойка на приемной стороне радиотрассы в г. Санкт-Петербург.



Рисунок 4.5 – Оборудование, используемое для проведения трассовых испытаний

Для проведения эксперимента по исследованию помехоустойчивости цифровой системы радиосвязи был выбран сигнал с фазовой манипуляцией (BPSK) со следующими параметрами: 1) скорость передачи данных: 800 бит/с; 2) длительность сигнала: 5 секунд; 3) частота дискретизации: 8 000 Гц. С помощью функции «pskmod» в программной среде Simulink был сформирован сигнал BPSK. В результате был получен вектор данных, содержащий 40 000 отсчетов. Полученный вектор данных был вставлен в заранее созданный «чистый» файл формата WAV. Это позволило обеспечить совместимость с воспроизведением звуковых частот через трансивер. Передача файла производилась с трансивера Icom IC-7300 при помощи стандартной функции воспроизведения WAV файлов. Такой подход позволил использовать цифровые режимы передачи, обеспечивая более высокое качество и надежность по сравнению с аналоговыми сигналами. Передача файла производилась с SDR трансивера Icom IC-7300 при помощи стандартной функции воспроизведения WAV файлов [74].

В результате проведенного эксперимента удалось создать проверенный BPSK сигнал, который затем был передан на значительном расстоянии подключения радиоканала. На рисунке 4.6 представлен спектр сформированного BPSK сигнала [74].

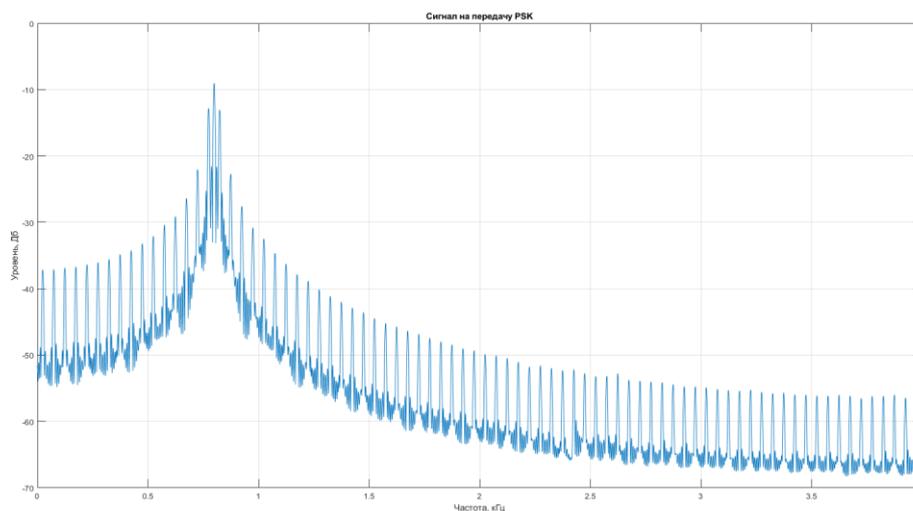


Рисунок 4.6 – Спектр передаваемого сигнала [74]

Запись сигнала на приемной стороне производилась встроенными средствами трансивера Icom IC-7300 и содержала запись сигнала в полосе звуковых частот с параметрами цифрового полосового фильтра – 0,3-3,1 кГц. Запись радиоэфира начиналась по предварительной договоренности и останавливалась после окончания передачи сигнала, который обнаруживался «на слух» [74].

Записанный файл представлен в формате WAV, с теми же параметрами, что и передаваемый файл. Представляется возможность анализа двух сигналов в векторной форме в программной среде Simulink. Для обнаружения сигнала в ранее записанном файле, применяется функция «Xcorr». «Xcorr» — это функция в программной среде Simulink, которая возвращает взаимную корреляцию двух векторов. На рисунке 4.7 показан результат работы коррелятора [73,74].

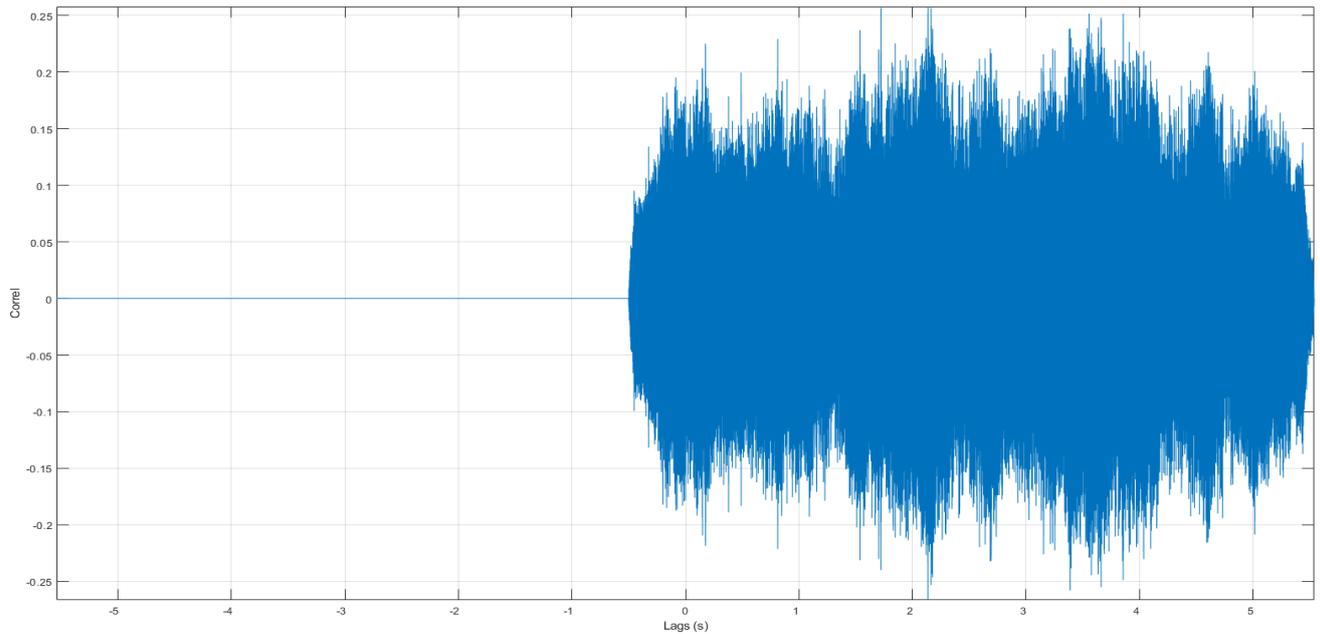


Рисунок 4.7 – Взаимная корреляция принятого и передаваемого сигнала [73,74]

Так как запись радиоэфира начиналась до появления самого сигнала, примерно половина длительности принятого сигнала состоит из шума радиоприемника. Обнаружение сигнала происходит с середины файла. Неполная магнитуда работы коррелятора обусловлена наличием битовых ошибок в принятом файле, что вызывает помехи при передаче сигнала через нестационарный ионосферный канал радиосвязи. После обнаружения сигнала в векторной форме производится наложение спектров сигналов для точной идентификации, результаты этого процесса представлены на рисунке 4.8 [73,74].

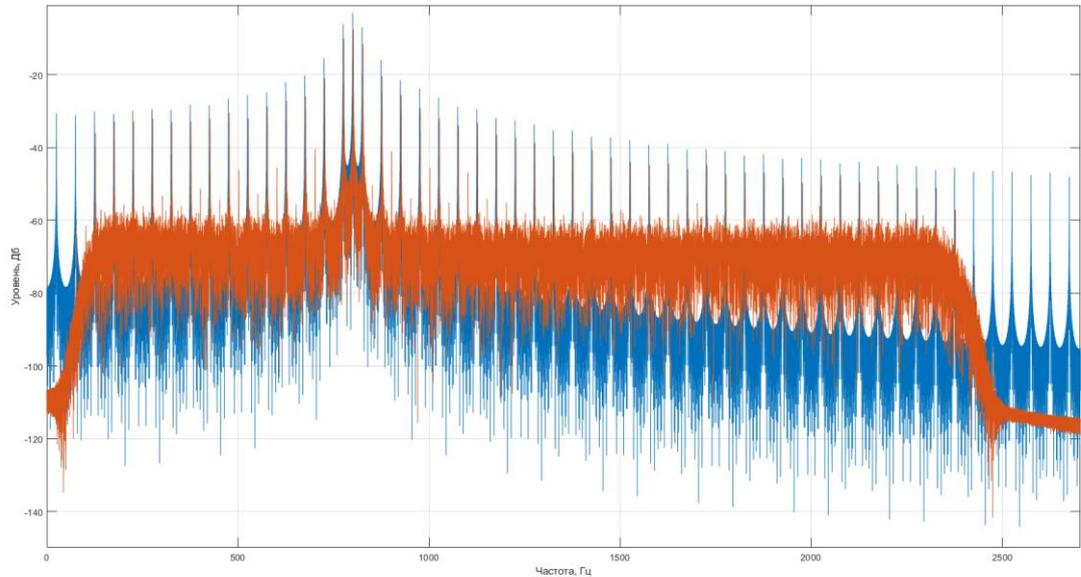


Рисунок 4.8 – Спектры переданного (синий цвет) и принятого (оранжевый цвет) сигналов [71,72]

На рисунке 4.8 можно наблюдать, что спектры переданного и принятого сигналов практически полностью совпадают. Это является хорошим признаком, указывающим на корректную идентификацию сигнала, что свидетельствует о высоком качестве передачи данных. Однако важно отметить, что принятый сигнал прошел обработку через цифровой фильтр трансивера Icom IC-7300, в котором настройки частот среза были установлены на 300 Гц и 2,4 кГц [189]. Эти параметры фильтрации способствуют отсеиванию высокочастотных шумов и нежелательных составляющих, обеспечивая чистоту передаваемого сигнала. Тем не менее, при более глубоком анализе спектральных компонентов был выявлен ряд несоответствий в частотах. Это может быть объяснено наличием доплеровского сдвига частоты, который возникает, когда источник сигнала и приемник находятся в относительном движении друг к другу. В таких случаях частота получаемого сигнала изменяется в зависимости от скорости и направления движения. На рисунке 4.9 представлен фрагмент спектров переданного и принятого сигналов, который наглядно иллюстрирует проявления доплеровского сдвига [73,74]. В этом случае видно, что определенные частоты смещены по сравнению с оригинальным

спектром, что подтверждает влияние относительного движения на характеристики принимаемого сигнала.

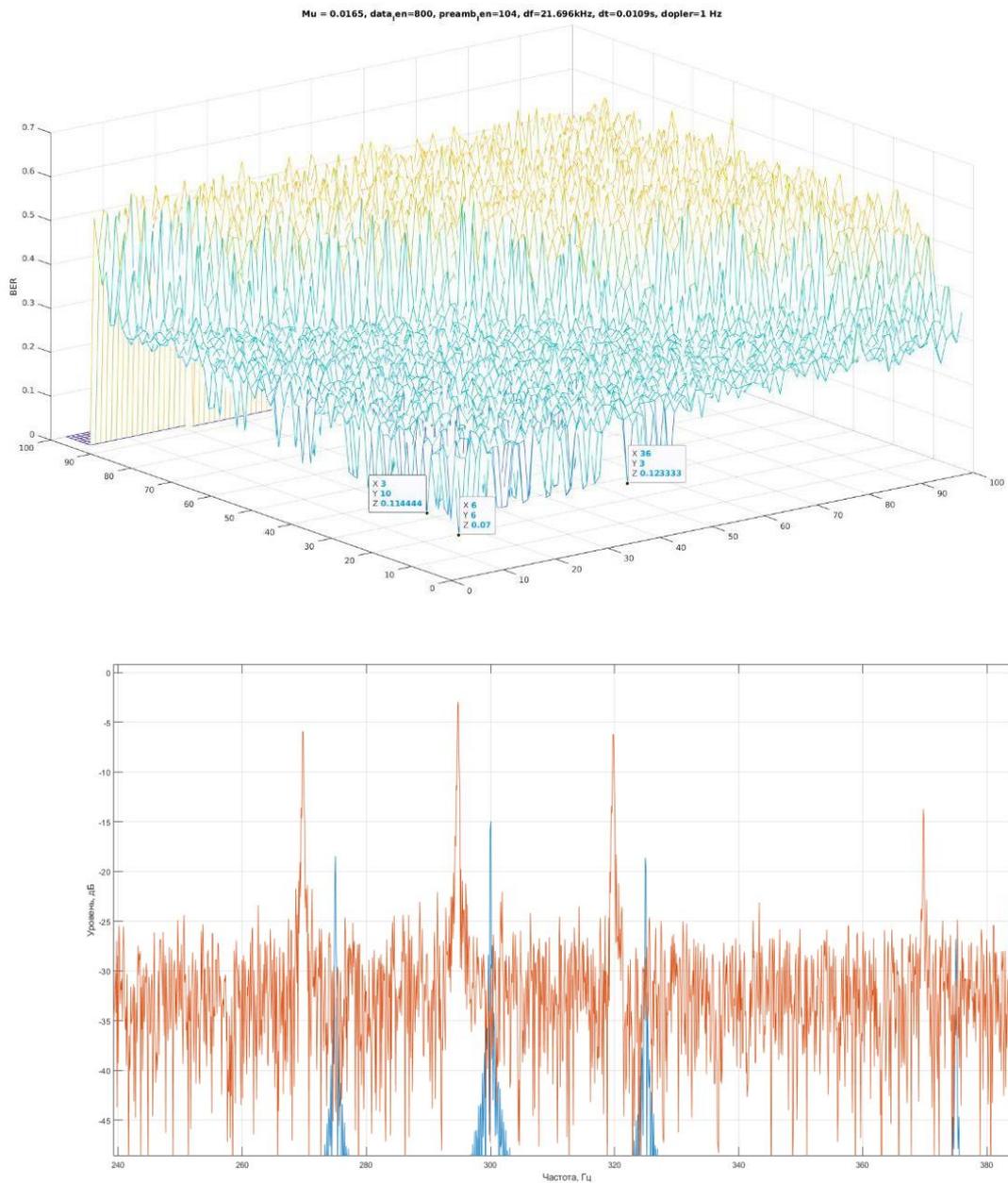


Рисунок 4.9 – Фрагмент спектров переданного и принятого сигналов [71,72]

Конфигурационные файлы эквалайзера в системе ДКМ радиолинии играют ключевую роль в улучшении помехоустойчивости. Они повышают устойчивость к помехам, что особенно важно в условиях нестационарных каналов связи. Учитывая различные параметры конфигураций, такие как длина преамбулы и алгоритм фильтрации. Для повышения помехоустойчивости в исследуемом ионосферном канале радиосвязи используется каналный эквалайзер с алгоритмом работы RLS

(Recursive Least Squares). При этом часть принятого сигнала определяется в качестве преамбулы — заранее известного сигнала, который позволяет эквалайзеру подстроить весовые коэффициенты цифрового фильтра. Работа эквалайзера может варьироваться в зависимости от длины преамбулы, с чем связано изменение количества битовых ошибок (BER).

Эффективность работы эквалайзера напрямую зависит от длины преамбулы. Более длинная преамбула может обеспечить лучшее соотношение сигнал/шум и улучшить адаптацию эквалайзера к изменяющимся условиям канала, что в свою очередь снижает количество битовых ошибок (BER). Зависимость эффективности работы эквалайзера, выраженная в количестве битовых ошибок (BER) от избыточности кода представлена на рисунке 4.10 [73,74].

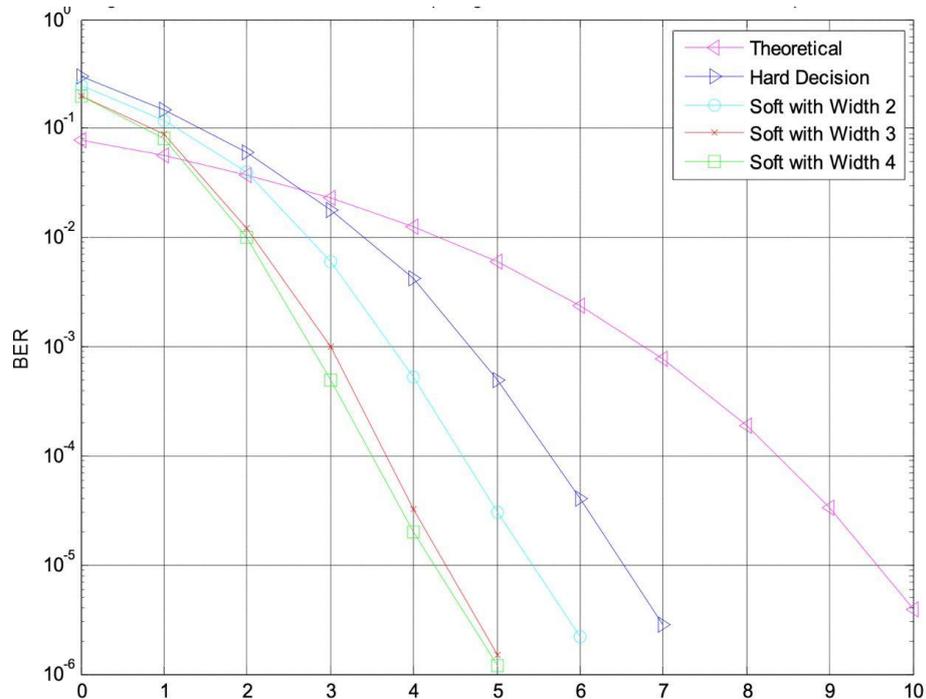


Рисунок 4.10 – Зависимость BER от избыточности кода [71,72]

На основе анализа кривых, представленных на рисунке 4.10, можно сделать несколько ключевых наблюдений по эффективности методов борьбы за повышение уровня помехоустойчивости: 1) эта зависимость подчеркивает важность выбора оптимальной длины преамбулы и достаточной избыточности кода для достижения максимальной помехоустойчивости. Чем более тщательно настроены эти параметры, тем выше вероятность надежной передачи данных в

условиях, где сигнал подвергается различным искажениям и помехам; 2) длины преамбулы в контексте применения канального эквалайзера без применения канального эквалайзера уровень битовых ошибок составляет  $10^{-1}$ , что указывает на значительное ухудшение качества передачи в условиях ионосферного канала [74]; при длине преамбулы в 40 символов и более (в составе пакета 800 бит) достигается приемлемый уровень битовых ошибок ( $BER \approx 10^{-3}$ ) начиная с ОСШ равным 20 дБ.

Для информационной скорости 600 бит/с с модуляцией BPSK в условиях цельрэлеевского двухлучевого радиоканала с разницей хода лучей  $5 \times 10^{-4}$  с исследования были проведены при различных длинах преамбулы (50, 70 и 100 бит), что позволило понять, как изменение длины преамбулы повлияло на качество и надежность передачи данных в ДКМ радиоканале [73]. Получена рекомендация на примере ионосферного канала радиосвязи, протяженностью 4 450 км, применение канального эквалайзера позволяет существенно снизить уровень битовых ошибок – количество битовых ошибок снижается с  $10^{-1}$  до  $10^{-3}$ . Оптимальная длина преамбулы – от 40 до 100 бит в пакете. Кроме того, использование методов помехоустойчивого кодирования может дополнительно снизить требования к уровню сигнала на 4 дБ, но это может сказаться на скорости передачи полезной информации. Таким образом, в разделе 4.3, который посвящен расчету фазовой неравномерности канала, будет логично учитывать влияния настройки эквалайзера и длины преамбулы на помехоустойчивость системы, чтобы обеспечить надежный анализ фазовых искажений, возникающих в процессе передачи данных. Это позволит более эффективно справляться с возникающими искажениями.

### **4.3 Расчет фазовой неравномерности канала на основе данных весовых коэффициентов**

Весовой коэффициент на выходе блока эквалайзера представляет собой коэффициент, который умножается на входной сигнал в соответствующем отводе цифрового фильтра эквалайзера. Каждый такой отвод со своим весом отвечает за

коррекцию сигнала в определенном временном интервале или частотной области [73,74].

Настройка и оптимизация весовых коэффициентов в эквалайзере важны для корректной компенсации и устранения искажений, вызванных канальными эффектами, помехами или другими искажениями в ДКМ радиоканале. Методом подбора весовых коэффициентов, можно уменьшить межсимвольные интерференции и повысить помехоустойчивость дальнемагистральной системы передачи данных [73,74]. Таким образом, весовой коэффициент прямо связан с уровнем фазовых искажений и может служить источником данных, на основе которых будет производиться дальнейший анализ. Для этого в программной среде Matlab необходимо произвести соответствующие вычисления. Выполняемый код предполагает, что массив «eq\_w» уже содержит комплексные весовые коэффициенты. В результате вычислений программы формируется показатель фазовой нелинейности, как аргумент комплексных чисел и строит график изменения этого показателя во времени.

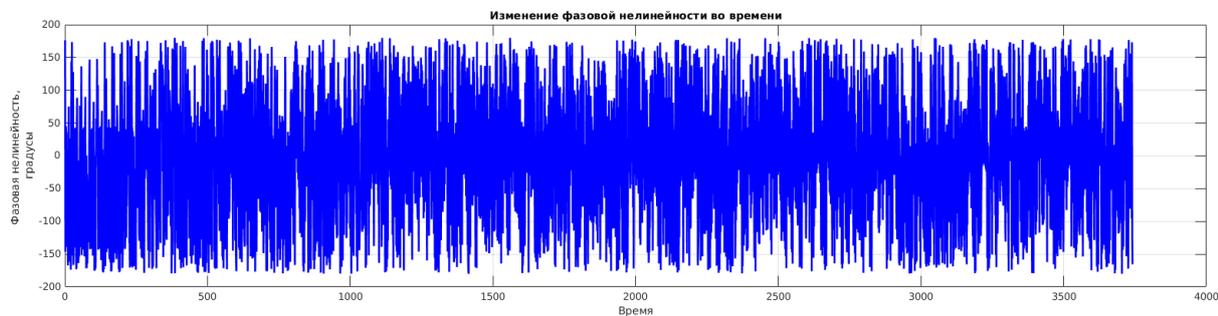


Рисунок 4.11 – Изменение фазовой нелинейности во времени

Фазовая нелинейность обычно представлена в радианах или градусах. В контексте радиочастотных систем связи фазовая нелинейность может быть определена как изменение фазы сигнала в зависимости от некоторого параметра, такого как время или частота. В приведенном коде Matlab (Приложение 1.3) показатель фазовой нелинейности вычисляется с помощью функции «angle», которая возвращает аргумент комплексного числа. Результат этого вычисления представлен в радианах. Правила сравнения модемов, использующих ионосферные радиопередачи, определены в рекомендациях МСЭ-Р F.1487 [189,190]. Для каждой

комбинации задержки между лучами и доплеровского сдвига измеряется необходимое соотношение сигнал/шум, которое требуется для достижения установленного уровня частоты ошибок или BER. Чтобы понять, как фазовая нелинейность влияет на качество демодуляции экспериментального сигнала BPSK, необходимо провести моделирование в той же программе Matlab (Приложение 1.3). В этом коде мы создаем вектор «phase\_error\_deg», который содержит уровни фазового искажения в диапазоне от 0 до 180 градусов. Затем вычисляем значение BER для каждого уровня искажения и строим график зависимости от уровня фазового искажения (рисунок 4.12).

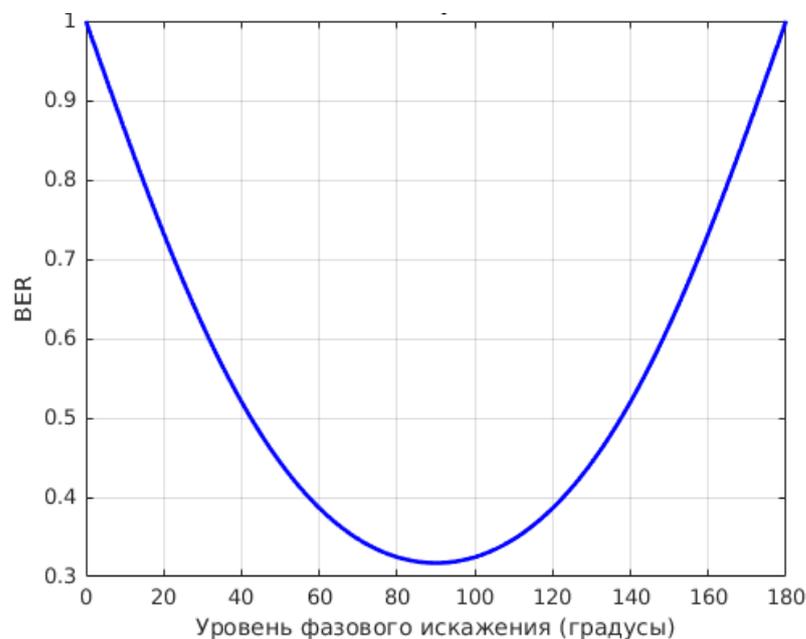


Рисунок 4.12 – Зависимость уровня BER от величины фазового искажения

В результате эксперимента, в котором определяется необходимое соотношение сигнал/шум для достижения заданного уровня вероятности ошибок (BER), важно оценить, как различные уровни фазового искажения влияют на качество демодуляции сигнала BPSK. Ожидается, что по мере увеличения уровня фазового искажения BER будет расти, что указывает на ухудшение качества демодуляции сигнала. Низкие уровни фазового искажения могут обеспечить более устойчивую работу эквалайзера и, как следствие, лучшее соотношение сигнал/шум, тогда как значительные фазовые искажения могут привести к значительному увеличению вероятности ошибок в передаче. При подстройке

эквайзера на работу радиоканала с настройками для передачи сигнала с BPSK – параметры Forward Taps [191] играют ключевую роль в компенсации фазовых искажений, вызванных каналом передачи сигнала. Они определяют количество задержек сигнала в прямом направлении, тем самым это позволяет добиться лучшего качества восстановления сигнала. Увеличение числа в Forward Taps может улучшить способность эквайзера к компенсации различных эффектов, таких как межсимвольные интерференции (лат. ISI) и фазовые искажения. Feedback Taps, в отличие от Forward Taps, более акцентированы на улучшении качества восстановления сигнала за счет учета ранее полученной информации о выходе эквайзера. Однако в текущем первичном исследовании установка параметра Feedback Taps равным 1 является подходящим решением, поскольку это позволяет сосредоточиться на адаптации Forward Taps, тем самым позволив наилучшим образом компенсировать фазовые искажения. Reference Taps определяют количество отводов линии задержки и в данном случае устанавливаются равными 10. Повышение количества Reference Taps, например, до 11, не приводит к значительным улучшениям в качестве компенсации [192,193]. Это может свидетельствовать о том, что система уже достаточно скомпенсирована с текущим количеством отводов, и добавление дополнительных «Taps» не дает дополнительного выигрыша по качеству принимаемого в радиоканале сигнала. В таблице 4.3 [73,74] продемонстрированы результаты по уровням BER при различных длинах Forward Taps.

Таблица 4.3 Полученные значения при различных длинах Forward Taps [71,72]

Forward Taps	BER (100 bits)	BER (70 bits)	BER (50 bits)
10	$1.78 \times 10^{-3}$	$1.83 \times 10^{-3}$	$3.41 \times 10^{-3}$
11	$3.86 \times 10^{-3}$	$1.94 \times 10^{-3}$	$3.51 \times 10^{-3}$
12	$2.29 \times 10^{-3}$	$2.06 \times 10^{-3}$	$3.42 \times 10^{-3}$
13	$2.44 \times 10^{-3}$	$2.32 \times 10^{-3}$	$4.43 \times 10^{-3}$
14	$2.36 \times 10^{-3}$	$2.27 \times 10^{-3}$	$4.28 \times 10^{-3}$
15	$2.47 \times 10^{-3}$	$2.33 \times 10^{-3}$	$4.63 \times 10^{-3}$
16	$2.52 \times 10^{-3}$	$2.59 \times 10^{-3}$	$4.78 \times 10^{-3}$

Forward Taps	BER (100 bits)	BER (70 bits)	BER (50 bits)
17	$2.84 \times 10^{-3}$	$3.31 \times 10^{-3}$	$4.83 \times 10^{-3}$
18	$2.87 \times 10^{-3}$	$3.28 \times 10^{-3}$	$5.81 \times 10^{-3}$
19	$2.95 \times 10^{-3}$	$3.12 \times 10^{-3}$	$5.59 \times 10^{-3}$
20	$2.87 \times 10^{-3}$	$3.02 \times 10^{-3}$	$5.67 \times 10^{-3}$
21	$3.15 \times 10^{-3}$	$3.07 \times 10^{-3}$	$5.91 \times 10^{-3}$

По итогам проведенного анализа (таблица 4.3) и реальных данных трассовых испытаний эквалайзера, был установлен оптимальный набор параметров, которые обеспечивают наименьшее количество битовых ошибок (BER) для различных длин преамбулы. Установлен оптимальный набор параметров, которые обеспечивают наименьшее BER для различных длин преамбулы: 1) Forward Taps: 10 — это значение показало самые лучшие результаты по снижению числа ошибок для всех длин преамбулы; 2) Feedback Taps: 1 — изменение значения Feedback Taps на 11 и более приводит к недостаточной эффективности эквалайзера, так как на значениях 12 и выше восстанавливаемый сигнал становится некорректным, а декодирование невозможно; 3) Reference Taps: 10 — используется фиксированное количество отводов, что обеспечивает необходимую эффективность эквалайзера.

Далее, для дальнейшего анализа и оценки экспериментальной работы эквалайзера, представлен спектр сформированного сигнала с преамбулой длиной от 50 до 100 бит. Это является критически важным параметром, так как преамбула служит для эквалайзера в качестве эталона для коррекции искажений. Эффективность установленных параметров эквалайзера и оптимальная длина преамбулы напрямую влияют на характеристики передачи, что подтверждается графическим представлением зависимости BER от ОСШ, позволяя лучше понять влияние этих факторов на качество связи в дальнемагистральной системе. На рисунке 4.13 [73] представлена зависимость уровня BER от отношения сигнал/шум (ОСШ) при длинах преамбулы от 10 до 100 бит.

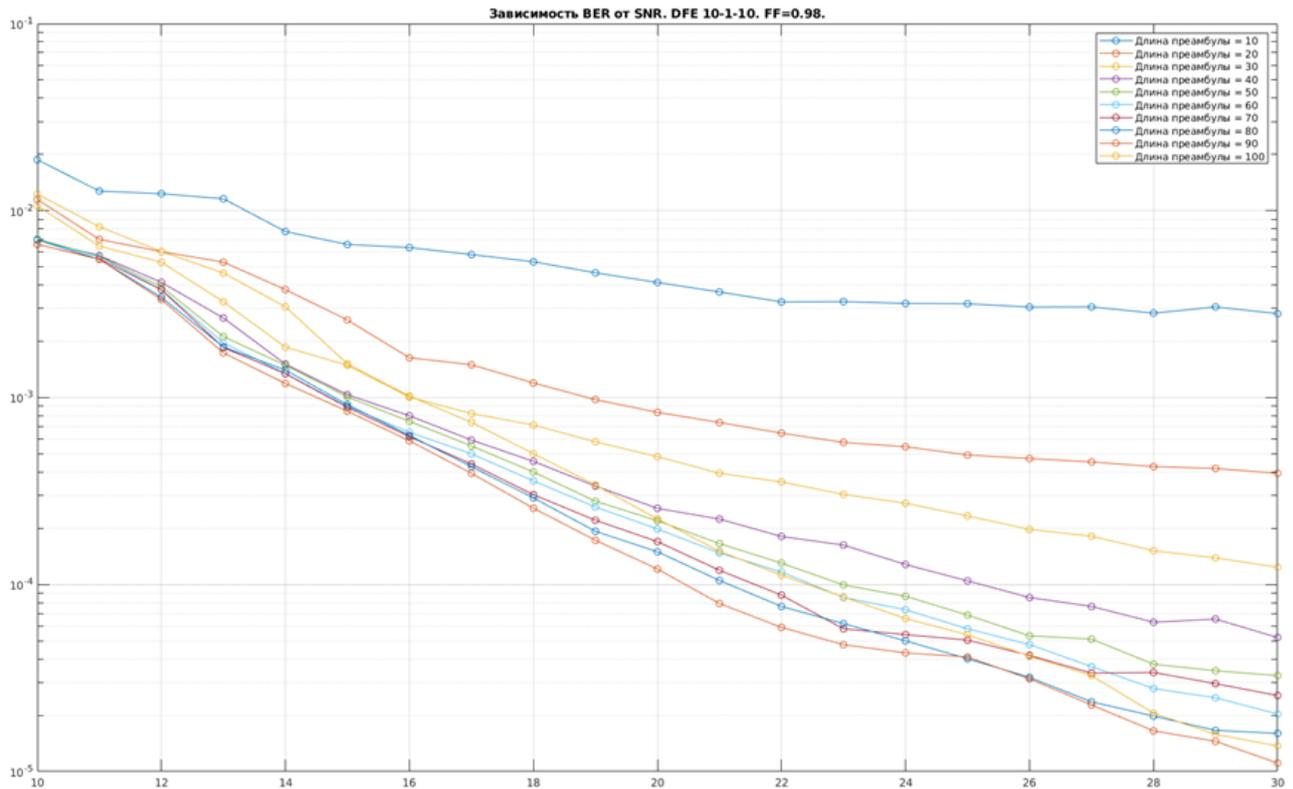


Рисунок 4.13 – Зависимость уровня BER от ОСШ для длины преамбулы от 10 до 100 бит (модуляция BPSK) [73]

Выводы по выбору длин преамбулы и влиянию на уровень BER: 1) использование преамбулы длиной от 10 бит приводит к BER, превышающему уровень  $10^{-3}$ , что не удовлетворяет минимальным требованиям качества дальнемагистральной системы связи; 2) при длине преамбулы 20 бит наблюдается улучшение качества связи, однако уровень ослабления сигнала (ОСШ на уровне 19 дБ) является недостаточным для получения дальнейшего качественного приема; 3) в диапазоне длин преамбулы от 50 до 100 бит уровень BER достигает  $10^{-3}$ , при ОСШ от 14,5 до 16 дБ, что демонстрирует ранее не достигнутое улучшение помехоустойчивости ДКМ радиоканала [73]. На основе приведенных данных можно сделать вывод, что для заданных условий распространения радиосигнала и скорости передачи данных наиболее оптимальной длиной преамбулы является 50 бит. Это значение обеспечивает приемлемое качество связи при достаточно низком уровне BER и минимальных требованиях к ОСШ.

## Выводы к главе 4

В результате проведенного моделирования и апробации модели на трассовых испытаниях получены выводы по решению комплексной задачи исследования и рекомендации по применению конфигураций эквалайзера на приемной стороне ДКМ радиолинии [71,72]:

1. Во время реализации решений для реальных радиоканалов целесообразно оптимально настраивать длину линии задержки в обратной связи (Feedback Taps) в зависимости от текущих условий канала. Это поможет достичь баланса между сложностью эквалайзера и его производительностью.

2. При длине преамбулы от 40 символов и более (в составе пакета в 800 бит) достигается приемлемый уровень битовых ошибок  $10^{-3}$  при уровне ОСШ = 20 дБ; аналогичный уровень наблюдается и при длине преамбулы в 100 символов.

3. Настроить радиолинию с декодированием в реальном времени на расстоянии более двух скачков невозможно из-за максимального значения доплеровского смещения (в пределах 40 Гц). В представленных результатах рассматривается радиотрасса на три скачка с предиктивным декодированием и доработанным автором протоколом передачи.

4. Экспериментальная апробация комплексной модели ДКМ радиолинии и приемного эквалайзера с конфигурационными файлами настройки и варьируемой длиной преамбулы показала возможность работы при отношении сигнал/шум от 14 дБ с вероятностью ошибки не более  $10^{-3}$  без предварительного зондирования ионосферы.

Рекомендовано использовать адаптивный эквалайзер на примере ионосферного канала связи длиной 4 450 км, что позволяет значительно снизить уровень битовых ошибок – с 0,1 до  $10^{-3}$ . Рекомендуемая длина преамбулы составляет от 40 до 100 бит в пакете.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты исследований использованы для разработки программного обеспечения, позволяющего моделировать работу ДКМ радиолинии дальнемагистральной системы связи, исследовать природу и степень воздействия мешающих влияний, а также производить оценку параметров настройки оборудования дальнемагистральной системы связи. Данные исследований формируют научные и практические результаты, достигнутые при выполнении работы. Проведены исследования зависимости BER от длины преамбулы и конфигурации обратной связи в эквалайзере, которые подчеркивают значимость правильных параметров настройки для достижения помехоустойчивой передачи данных по радиоканалам.

**Научная новизна исследования** заключается в том, что для фиксированной длины пакета предложен порядок конфигурации эквалайзера файлами настройки, который учитывает возможность изменения соотношения между длиной преамбулы и информационной частью для заданной в сеансе связи помехоустойчивости и текущих параметров радиоканала, полученных из расчетной модели радиотрассы системы дальнемагистральной связи ДКМ диапазона.

Проведенная экспериментальная апробация комплексной модели ДКМ радиолинии и приемного эквалайзера с конфигурационными файлами настройки и варьируемой длиной преамбулы впервые показала возможность работы при отношении сигнал/шум от 14 дБ с вероятностью ошибки не более  $10^{-3}$  без предварительного зондирования ионосферы.

**Теоретическая значимость** заключается в научном обосновании варьирования длины преамбулы, как средства адаптации эквалайзера в заданном сценарии помехоустойчивости.

**Практическая значимость** заключается в подтверждении возможности работы ДКМ радиолинии при отношении сигнал/шум от 14 дБ с вероятностью ошибки  $10^{-3}$  без предварительного зондирования ионосферы.

Совокупность полученных результатов позволяет говорить о решении комплексной научной задачи разработки, реализации и экспериментальной апробации приемного эквалайзера с конфигурационными файлами настройки и варьируемой длиной преамбулы в заданном сценарии помехоустойчивости для сеансов связи продолжительностью несколько часов. Оптимизация длины преамбулы позволяет значительно улучшить производительность и снизить количество битовых ошибок [68]. Эти результаты подчеркивают важность тщательного проектирования систем радиосвязи и настройки адаптивных алгоритмов, что будет способствовать повышению надежности передачи данных и улучшению общего качества связи.

Основной результат диссертационной работы – разработанное программное обеспечение для среды Matlab/Simulink, позволяющего моделировать работу декаметровый радиосистемы, исследовать природу и степень воздействия мешающих влияний, а также производить оценку разрабатываемых алгоритмов приёма. Будущие работы можно разделить на два основных направления:

Во-первых, усовершенствования алгоритмов для повышения производительности. Добавление возможности мягкого обмена информацией (turbo) в Kalman DFE, поскольку она имеет меньшую сложность, чем MMSE-DFE, а производительность близка к стандартным требованиям. Добавлена возможность жесткой отмены ISI для итеративного MMSE-DFE.

Во-вторых, усовершенствование алгоритмов для снижения вычислительной сложности. Поиск оптимального рекурсивного алгоритма, чтобы избежать инверсии матрицы в MMSE-DFE. Комбинирование разные алгоритмов, например, MMSE-DFE на нулевой итерации и переход к более простому Kalman-DFE. Оптимизация дробного интервала в алгоритме MMSE-DFE, путем улучшения алгоритмов оценки канала.

## СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

АЧХ	Амплитудно-частотная характеристика
МПЧ	Максимальная применимая частота
ННЧ	Наименьшая наблюдаемая частота
НЧ	Низкочастотный
НЗ	Наклонное зондирование
ОБПФ	Обратное быстрое преобразование Фурье
ПЛИС	Программируемая логическая интегральная схема
ПО	Программное обеспечение
СКО	Среднеквадратическое отклонение
СПМ	Спектральная плотность мощности
АМ	Амплитудная модуляция
ЧМ	Частотная модуляция
ФМ	Фазовая модуляция
ДБП	АМ с двумя боковыми полосами
ОБП	Однополосная амплитудная модуляция
АИМ	Амплитудно-импульсная модуляция
ШИМ	Широтно-импульсная модуляция
ФИМ	Фазоимпульсная модуляция
КИМ	Импульсно-кодовая модуляция
$\Delta$ -модуляция	Дельта-модуляция
КВ	Коротковолновый диапазон
ДКМ	Декаметровый диапазон
ПБОС	Передача без обратной связи
ПОС	Передача с обратной связью
ИОС	Передача с информационной обратной связью
ОСШ	Отношение сигнал/шум (Signal-to-noise ratio, SNR)
$S$	Среднеквадратическая амплитуда отраженного от ионосферы сигнала
$R$	Виртуальная наклонная дальность
$P_{rw}$	Номинальная мощность сигнала
$G_{rw}$	Номинальная мощность сигнала на выходе приемной антенны без потерь с усилением
МСЭ	Рекомендации Международного союза электросвязи
$H_{pr}$	Оценка канала по преамбуле
СС	Коэффициент общей корреляции (Coefficient of correlation)

$R^2$	Коэффициент детерминации (Coefficient of determination)
СКО	Среднеквадратическая ошибка (Root Mean Square Error, RMSE)
$E_c$	Напряженность электромагнитного поля
$DMF_{base}$	Базовая длительность магнитной локальной дневной волны
$A_c$	Эффективная площадь антенны передатчика
$A_s$	Эффективная площадь антенны приемника
$h_\delta$	Действующая высота слоев ионосферы $F1$ , $F2$ , $E$
$\Gamma$	Интегральный коэффициент поглощения в ионосфере
АЦП	Аналогово-цифровых преобразователей
FEC	Метод прямого исправления ошибок
СКП	Системы кратковременного прогнозирования
CRC	Циклическая проверка избыточности (Cyclic redundancy check)
ФНЧ	Фильтр низких частот
R/S	Код Рида-Соломона
МСИ	Межсимвольные искажения
MMSE	Критерий минимальной среднеквадратичной ошибки (Minimum Mean Square Error)
MMSE-DFE	Адаптивный фильтр, используемый в цифровой связи для коррекции искажений сигнала (Minimum Mean Square Error, Decision Feedback)
BER	Отношение битовой ошибки (Bit-error rate)
СКК	Сигнально кодовые конструкции
PSK	Фазовая манипуляция (MPSK — multiple phase shift keying)
BPSK	Двоичная фазовая манипуляция (BPSK – binary phase shift keying)
QPSK	Квадратурная фазовая манипуляция (QPSK – quadrature phase shift keying)
OQPSK	Квадратурная фазовая манипуляция со сдвигом (Offset QPSK)

**СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Головин О.В., Простов С.П. Системы и устройства коротковолновой радиосвязи. – Москва: Горячая линия-Телеком, 2006. – 598 с.
2. Пустовалов Е.В., Итеративный эквалайзер в частотной области с адаптивной оценкой канала. СПб ГУАП. Журнал информационно-управляющие системы, – 2012, №2.
3. Salous S. Measurement of the coherent bandwidth of HF sky-wave radio links / Proc. Third Conf. on HF Commun. Systems and Techniques. – London, UK, – 1985. IEEE no. 245. – P. 62-66.
4. S. Qureshi, "Adaptive Equalization," IEEE Communication Magazine, vol. 73, – pp. 1349 – 1387, – Sept. 1985.
5. Иванов Д.В., Иванов В.А., Рябова Н.В., Овчинников В.В. Адаптивное обнаружение широкополосного сигнала при зондировании многомерного канала КВ связи / XII Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь». – Сборник трудов. Москва. ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. – 2018. – С. 196-200.
6. Иванов Д.В., Иванов В.А., Рябова Н.В., Елсуков А.А., Катков Е.В., Рябова М.И., Чернов А.А. Адаптивная фильтрация сосредоточенных помех при зондировании многомерного КВ-канала с помощью программно-аппаратного комплекса, созданного по технологии программно-конфигурируемого радио / Вестн. Поволжского гос. техн. ун-та. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2016. № 3 (31). – С. 6-17.
7. Иванов Д.В., Иванов В.А., Рябова Н.В., Овчинников В.В. Адаптивное обнаружение широкополосного сигнала при зондировании многомерного канала КВ связи / XII Всероссийская конф. «Радиолокация и радиосвязь». Сборник трудов. – Москва. ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. 2018. – С. 196-200.
8. Рыбаков А.И., Фокин Г.А. Разработка расчетной модели радиотрассы систем дальнемагистральной связи декаметрового диапазона для анализа параметров ионосферного канала. Труды учебных заведений связи. – 2025. – 11(2): с. 56-66. EDN: KVNRSN
9. Иванов В.А., Рябова Н.В., Шумаев В.В. Основы радиотехнических систем ДКМ-диапазона: монография. – Йошкар-Ола: МарГТУ. – 1998. – 204 с.
10. Иванов В.А., Рябова Н.В., Иванов Д.В., Сушенцов Р.А., Рябова М.И., Чернов А.А. Исследование влияния моделей многолучёвости на структурные функции ионосферных декаметровых каналов радиосвязи. Вестн. Поволжского гос. техн. ун-та. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2015. – №4(28). – С. 6-17.

11. Иванов В.А., Рябова Н.В., Иванов Д.В. Зондирование ионосферы и декаметровых каналов связи сложными радиосигналами / Вестн. Марийского гос. техн. ун-та. Сер.: радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2010. – №1. – С. 3-37.

12. Иванов В.А., Овчинников В.В., Елсуков А.А., Катков Е.В., Чернов А.А. Фильтрация помех при приёме широкополосных сигналов в системе диагностики ионосферных линий КВ-связи / Вестн. Поволжского гос. техн. ун-та. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2020. – № 1 (45). – С. 18-29.

13. Иванов В.А., Льюнг Л.В., Насыров А.М., Рябова Н.В. Моделирование ионограмм для исследования перемещающихся ионосферных возмущений и их влияние на суточные ходы максимально наблюдаемых частот / Георесурсы. – 2006. – № 2(19). – С. 2-5.

14. Вертоградов Г.Г., Урядов В.П., Вертоградов В.Г., Вертоградова Е.Г., Кубатко С.В., Валов В.А. Многофункциональный комплекс для наклонного зондирования на базе ионозонда – радиопеленгатора / Журнал радиоэлектроники. – 2010. – № 12. – С. 1-18.

15. Подлесный А.В., Брынько И.Г., Куркин В.И., Березовский В.А., Киселев А.М., Петухов Е.В. Многофункциональный ЛЧМ ионозонд для мониторинга ионосферы / Гелиогеофизические исследования. – 2013. – № 4. – С. 24– 31.

16. Иванов В.А., Иванов Д.В., Рябова Н.В., Рябова М.И., Овчинников В.В., Елсуков А.А. Алгоритмы обнаружения полезного сигнала на фоне помех и их верификация для универсального цифрового ионозонда, созданного по SDR-технологии / Труды международной Байкальской молодёжной научной школы по фундаментальной физике и конференции молодых учёных «Взаимодействие полей и излучения с веществом». – Иркутск. – 2017 г. – С. 181-183.

17. Иванов В.А., Иванов Д.В., Рябова Н.В., Рябова М.И., Овчинников В.В., Елсуков А.А. Алгоритмы цифровой фильтрации помех при приёме широкополосных сигналов с апробацией на аппаратной платформе USRP / XI Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь». Сборник трудов. – Москва. ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. – 2017. – С. 183-187.

18. Иванов В.А., Иванов Д.В., Рябова Н.В., Рябова М.И., Елсуков А.А., Чернов А.А. Особенности ЛЧМ-ионозонда, реализованного на базе USRP– и GNU технологий. Сравнение с аналоговым ионозондом / Труды XXIV Всероссийской Научной Конференции Распространение радиоволн. – 2014. – т. 1. – С. 167–170.

19. Дворкович А.В., Дворкович В.А. Метрологическое обеспечение видеoinформационных систем / А. Дворкович, В. Дворкович. – Litres. – 2017.

20. Землянов И.С., Дулькейт И.В., Зачатейский Д.Е., Максимов А.А., Юрьев А.Н. Адаптивные системы ПВ/КВ радиосвязи, как способ повышения безопасности мореплавания / Проблемы развития корабельного вооружения и судового радиоэлектронного оборудования. – 2016. – № 2. – С. 80 – 87.

21. Овчинников В.В. Цифровой SDR-эквалайзер для работы быстрой ППРЧ в диспергирующих ионосферных каналах широкополосной КВ связи / Вестн. Поволжского гос. техн. ун-та. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2020. – № 3 (47). – С. 18-27.

22. Ovchinnikov V.V., Ivanov D.V., Ivanov V.A., Elsukov A.A., Ryabova M.I. Adaptive wideband equalization for frequency dispersion correction in HF band considering variations in interference characteristics and ionosphere parameters / ITM Web Conf. vol. 30, 2019, 29th International Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2019). – Article Number 15021. – P. 1-6.

23. Ovchinnikov V.V., Ivanov D.V., Ivanov V.A., Elsukov A.A., Ryabova N.V., Ryabova M.I. Algorithms of adaptive narrow-band interferences suppression and 154 automatic signal detection for swept-frequency sounding of multiple HF radio channels / Proc. URSI AP-RASC 2019. – New Delhi, India. – 2019.

24. Salous S. Radio Propagation Measurement and Channel Modelling. John Wiley & Sons. – Ltd. – 2013.

25. Salous S. Measurement of the coherent bandwidth of HF sky-wave radio links / Proc. Third Conf. on HF Commun. Systems and Technique. – London, UK – 1985. – IEEE no. 245. – P. 62-66.

26. Poole A.W. Advanced sounding: 1. The FMCW alternative / Radio Sci. – 20(6). – P. 1609-1616.

27. Poole A.W. On the use of pseudorandom codes for "Chirp" radar / IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1979. – vol. 27. – no. 4. – P. 480-485.

28. Mostafa M.G., Haralambous H. Wideband Channel Availability Statistics over the High Frequency Spectrum in Cyprus / Proc. 2018 2nd URSI Atlantic Radio Science Meeting (AT-RASC). – Meloneras. – 2018. – P. 1-4.

29. Мирошникова Н.Е. Адаптивный эквалайзер для декаметровых систем связи / Синхроинфо. – 2017. – т. 8, № 4. – С. 42-46.

30. C. C. Watterson, J. R. Juroshek, and W. D. Bensema, "Experimental Confirmation of an HF Channel Model," IEEE Transactions on Communication Technology. – Vol. 18. – PP. 792-803. December 1970.

31. Шеннон К., Уивер В. Математическая теория связи: пер. с англ. сб. «Труды по теории информации и кибернетике». – изд-во ИЛ. – 1963.

32. Столлингс В. Беспроводные линии связи и сети.: пер. с англ. – Москва. Издат. дом “Вильямс”. – 2003. – 640 с.

33. Варакин Л.Т. Теория сложных сигналов. – Москва. Сов. Радио. – 1970. – 376 с.
34. Стейн С., Джонс Дж. Принципы современной теории связи и их применение к передаче дискретных сообщений: пер. с англ. – Москва. Связь. – 1971. – 138 с.
35. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – Москва. Издат. дом “Вильямс”. – 2007. – 1104 с.
36. Сергиенко А.Б., Цифровая обработка сигналов. – Изд. 3. – с. 592 – 593
37. Семёнов А.М., Сикарев А.А. Широкополосная радиосвязь. – Москва. Воениздат. – 1970. – 280 с.
38. Рябова Н.В. Влияние космической погоды на диапазон однолучевого распространения КВ / Atmospheric and Ocean Optics. Atmospheric Physics. IX Joint International Symposium. – July 4-5, 2002. – Tomsk.
39. Рябова М. И. ФЧХ широкополосных ионосферных каналов КВ-связи в условиях частотной дисперсии среды / Вестн. Поволжского гос. техн. ун-та. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2020. – № 1 (45). – С. 6-17.
40. Рыбаков, А.И. Вариант реализации действующего протокола передачи данных для программно-конфигурируемого радиоканала / В сборнике: Технологии информационного общества. Материалы XII Международной отраслевой научно-технической конференции – 2018. – С. 195-197.
41. ITU, "ITU-R F.520 (withdrawn): Use of high frequency ionospheric channel simulators," ed: ITU Recommendations. – 1992.
42. ITU, "ITU-R F.1487: Testing of HF modems with bandwidths of up to about 12 KHz using ionospheric channel simulators," ed: ITU Recommendations. – 2000.
43. Рыбаков, А.И. Формирование мобильной системы информационного обеспечения с использованием программно-конфигурируемого радиоканала для распространения циркулярных данных и ретрансляции данных между абонентами Рыбаков А.И., Воробьев О.В. / Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. – 2018. – Т.9. №3. – С. 142-145.
44. Рыбаков, А.И. Разработка мобильной системы информационного обеспечения с использованием каналов метеорной связи / Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. – 2018. – Т.9. №3. – С. 142-145.
45. Рыбаков, А.И. Помехоустойчивая сигнально-кодовая конструкция на базе частотной манипуляции в ионосферном канале радиосвязи / Экономика и качество систем связи. – 2023. – №1(27). – С. 29-34.
46. Рыбаков, А.И. Моделирование основных характеристик и параметров функциональных блоков и системы в целом при выборе оптимальных частотных каналов связи / Экономика и качество систем связи. – 2019. – №1(1). – С. 13-18.

47. Рыбаков, А.И. Мобильная система информационного обеспечения с использованием программно-конфигурируемого канала связи и канала МС / Экономика и качество систем связи. – 2018. – №3(9). – С. 3-8.
48. Рыбаков, А.И. Вариант реализации действующего протокола передачи данных для разрабатываемой архитектуры радиопередающей системы, для автоматизированного комплекса связи / Известия ЮФУ. Технические науки – 2019. – №4. – С. 126-140.
49. Рыбаков, А.И. Архитектура радиопередающей системы в составе автоматизированного корабельного комплекса связи / В сборнике: Неделя науки СПбПУ. Материалы научного форума с международным участием. Институт физики, нанотехнологий и телекоммуникаций. – 2015. – С. 43-45.
50. Рыбаков, А.И. Алгоритм декодирования действующего протокола передачи данных программно-конфигурируемого радиоканала / Экономика и качество систем связи. – 2019. – №3(13). – С. 46-50.
51. STANAG, "STANAG 5066: profile for High Frequency (HF) Radio Data Communications," vol. Version 1.2, ed: NATO. – 1999.
52. STANAG, "STANAG 4538: Technical Standards for an Automatic Radio Control System (ARCS) for HF Communication Links," ed: NATO, 2000] [DOD, "MIL-STD-188-110B: Interoperability and Performance Standards for Data Modems," ed. USA: US Department of Defense, – 2000.
53. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А. Радиомониторинг. Задачи, методы, средства. Ред Э.Т. Схемотехника радиоприемников. Практическое пособие / Э.Т. Ред. – Москва. – 1989.
54. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Рипол Классик. – 1978.
55. Иванов Д.В., Иванов В.А., Рябова Н.В. Система частотного обеспечения на основе пассивного зондирования многомерного КВ радиоканала / Вестн. Поволжского гос. техн. ун-та. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2016. – № 2 (30). – С. 52-63.
56. Пустовалов Е.В., Итеративный эквалайзер в частотной области с адаптивной оценкой канала. СПб ГУАП. Журнал информационно-управляющие системы. – 2012. – №2.
57. Прокис Д. Цифровая связь: под ред. Д. Д. Кловского. – Москва. Радио и связь – 2000. – 800 с.
58. Сергиенко А.Б. Цифровая связь: учеб. пособие. – СПб. Изд-во. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». – 2012. – 164 с.
59. Николашин Ю.Л., Будко П.А., Жуков Г.А. Эффективность использования когнитивной радиосвязи в декаметровом диапазоне частот / Техника средств связи. – 2018. – 2(142). – С. 6-21.

60. Макаренко С.И., Иванов М.С., Попов С.А. Помехоустойчивость систем связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты: монография. – СПб. Свое изд-во. – 2013. – 166 с.
61. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов / Р. Лайонс. – Бином. – 2007.
62. Курбатов Г.А., Козловцева Е.А., Ясюкевич А.С., Ясюкевич Ю.В., Падохин А.М. Использование сигналов геостационарных спутников системы COMPASS/BeiDou для оценки ионосферных эффектов геомагнитных бурь и внезапных стратосферных потеплений / Учен. зап. физ. факультета Моск. ун-та. 44. – 2017.
63. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. – Москва. Сов. Радио, –1971. –568 с.
64. Кузнецов П.В. Адаптивное увеличение динамического диапазона цифрового приемника / Вестник Нижегородского университета им. НИ Лобачевского. – 2012. – № 1–1.
65. Крюковский А.С., Зайчиков И.В. Особенности структуры радиоимпульса в плазме / Труды XXII Всерос. научной конф. – 2008. – т. 3. – С. 149-152.
66. Кротов Р.Е., Рыбаков А.И. Повышение помехоустойчивости в коротковолновом радиоканале при помощи CRC и LDPC кодов / Экономика и качество систем связи. – 2021. – №2(20). – С. 47-52.
67. Кротов Р.Е., Рыбаков А.И. Методика расчета уровня сигнала КВ-передатчика в точке приёма / Информатизация и связь. – 2019. – №2. – С. 97-102.
68. Кротов Р.Е., Рыбаков А.И. Исследование и анализ основных качественных характеристик модели радиоканала с вариативной преамбулой // В сборнике: Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО-2022). Сборник научных трудов XI Международной научно-технической и научно-методической конференции. В 4-х томах. – 2022. – С. 245-249.
69. Кротов Р.Е., Кокин С.А., Рыбаков А.И. Выбор наилучшего парциального канала дальней КВ радиосвязи / Экономика и качество систем связи. – 2020. – №2(16). – С. 72-78.
70. Кротов Р.Е., Кокин С.А., Рыбаков А.И. Выбор наилучшего парциального канала передачи информации для распространения циркулярных данных и ретрансляции данных между абонентами / В книге: Мобильный бизнес: Перспективы развития и реализации систем радиосвязи в России и зарубежом. – 2020. – С. 7-9.
71. Кротов Р.Е., Кокин С.А., А.И. Рыбаков Адаптация информационно-технических характеристик к постоянно изменяющимся параметрам ионосферного распространения / Известия ЮФУ. Технические науки. – 2020. – №2(212). – С. 209-218.
72. Коротин В.Е., Кротов Р.Е., Рыбаков А.И. Периодическая

последовательность с идеальными автокорреляционными свойствами/ Сборник материалов и тезисов международной конференции: Мобильный бизнес: перспективы развития и реализации систем радиосвязи в России и за рубежом. – 2022. – С. 14-17.

73. Рыбаков А.И. Рекомендации по повышению эффективности канала дальней КВ-радиосвязи на радиотрассе Санкт-Петербург-Иркутск / Экономика и качество систем связи. – 2024. – №4 – С. 81-92.

74. Коротин В.Е., Кротов Р.Е., Рыбаков А.И. Рекомендации по повышению эффективности канала дальней КВ-радиосвязи на радиотрассе Санкт-Петербург-Иркутск / В сборнике: Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО-2024). Сборник научных трудов XIII Международной научно-технической и научно-методической конференции. В 4-х томах. – 2024. – С. 281-285.

75. Lemmon J.J. Wideband model of man-made HF noise and interference / Radio Sci. – 1997. – 32(2). – P. 525-539.

76. Грудинская Г.П. Распространение радиоволн. – Москва. Радио и связь. – 1967.

77. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. – Москва. Радио и связь. – 1986. – С. 512.

78. Голубев В.Н. Эффективная избирательность радиоприемных устройств / – Связь. – 1978.

79. Головин О.В. Декаметровая радиосвязь. – Москва. Радио и связь. – 1990. – 240 с.

80. Воробьев О.В., Рыбаков А.И. Формирование мобильной системы информационного обеспечения с использованием программно-конфигурируемого радиоканала для распространения циркулярных данных и ретрансляции данных между абонентами / В сборнике: Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО-2019). Сборник научных трудов VIII Международной научно-технической и научно-методической конференции. В 4-х томах. – 2019. – С. 89-94.

81. Воробьев О.В., Рыбаков А.И. Выбор и использование программной архитектуры действующего протокола передачи данных программно-конфигурируемого радиоканала / Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2019. – Т. 22. №4. – С. 18-30.

82. Воробьев О.В., Кротов Р.Е., Рыбаков А.И. Моделирование двунаправленной структуры адаптивного эквалайзера на основе алгоритма Калмана / В сборнике: Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО-2023). Сборник научных трудов XII Международной научно-технической и научно-методической конференции. В 4-х томах. – 2023. – С. 147-152.

83. Вопросы прогнозирования состояния ионосферы и распространения радиоволн / Труды ИЗМИРАН. – 1961. – Вып. 19 (29). – 151 с.
84. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е. Помехоустойчивость систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты [под ред. В.И. Борисова]. 2-е изд., перераб. и доп. – Москва. РадиоСофт. – 2008. – 512 с.
85. Бельгибаев Р.Р. Комплекс для оценки состояния ионосферной линии и показателей качества модемов узкополосной КВ связи на основе пассивного зондирования: дис. канд. техн. наук.: 05.12.13: защищена 26.04.2018: Место защиты: Казанский нац. исслед. техн. ун-т им. А.Н. Туполева-КАИ, Казань. Йошкар-Ола. – 2018. – 124 с.
86. А.И. Рыбаков, О.В. Воробьев Вариант реализации двунаправленной связи в системе метеорной связи. Описание программно-аппаратного комплекса / В сборнике: Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. Сборник научных статей: в 4 томах. – 2017. – С. 128-133.
87. Zhou Q., Yue X., Zhang L., Wu X., Wang L. Correction of ionospheric distortion on HF hybrid sky-surface wave radar calibrated by direct wave / Radio Science. 54. – P. 380–396.
88. Yue X., Hu L., Wei Y., Wan W., Ning B. Ionospheric trend over Wuhan during 1947–2017: Comparison between simulation and observation / Journal of Geophysical Research: Space Physics. – 2018. – P. 1396-1409.
89. Yang J. J., et al. USRP: A Flexible Platform for Spectrum Monitoring // Applied Mechanics and Materials, Trans Tech Publications, Ltd. 2014. – vol. 610. – P. 233– 240.
90. Y. Gong, C. F. N. Cowan, and J. Chen, "An Adaptive Linear Equalizer With Optimum Filter Length and Decision Delay," Maths Signal Processing. – December 2006.
91. Y. Gong, C. F. N. Cowan, and J. Chen, "An Adaptive Linear Equalize. – 2016.
92. Woodward R.I. Dispersion engineering of mode-locked fibre lasers / Journal of Optics. – vol. 20. – 2018.
93. Widrow B., Lehr M.A. 30 years of adaptive neural networks: perceptron, madaline, and backpropagation / Proceedings of the IEEE. – 1990. – № 9 (78). – С. 1415–1442.
94. Warrington E.M., Stocker A.J. Measurements of the Doppler and multipath spread of HF signals received over a path oriented along the midlatitude trough / Radio Science. – 2003. – vol. 38. – no. 5. – P. 1-12.
95. Wagner L.S., Goldstein J.A. High-resolution probing of the HF ionospheric skywave channel: F2 layer results / Radio Science. – vol. 20, no. 3. – 1985. – P. 287-302.

96. W. Zhang and M. J. Miller, "Baseband Equivalents in Digital Communication System Simulation," *IEEE Transactions on Education*. – vol. 35, pp. 376-382. – Nov 1992.
97. W. N. Furman and J. Nieto, "Understanding HF channel simulator requirements in order to reduce HF modem performance measurement variability," *Sixth Nordic HF Conference, HF 01*. – 2001. – vol. 73, pp. 1349 – 1387.
98. Takasaki Y. *Digital transmission design and jitter analysis*. Artech House Publishers. – 1991. – 228 p.
99. T. S. Rappaport, *Wireless communications: principles and practice*, 2nd ed. Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall PTR. – 2002.
100. Stocker A.J., Warrington E.M., Siddle D.R. Observations of Doppler and delay spreads on HF signals received over polar cap and trough paths at various stages of the solar cycle / *Radio Science*. – 2013. – vol. 48. – P. 638–645.
101. STANAG, "STANAG 4539: Technical Standards for Non-Hopping HF Communications Waveforms," ed: STANAG, – 2000.
102. STANAG, "STANAG 4415: Characteristics of a Robust, Non-Hopping, Serial Tone Modulator/Demodulator for Severely Degraded HF Radio Links," ed: NATO, – 1999.
103. Sobaihi K., Hammoudeh A., Scammell D. Automatic Gain Control on FPGA for Software-Defined Radios. – 2012. – 1–4 pp.
104. Shi S., Yang G., Jiang C., Zhang Y., Zhao Z. Wuhan Ionospheric Oblique Backscattering Sounding System and Its Applications-A Review / *Sensors (Basel, Switzerland)*. –17(6). – P. 1430. – 2016.
105. Sergeeva M.A., Gonzalez-Esparza J.A., Blagoveshchensky D.V., Maltseva O.A., Chernov A.G., Corona-Romero P., De la Luz V., Mejia-Ambriz J.C., Gonzalez L.X., Romero-Hernandez E., Rodriguez-Martinez M., Aguilar-Rodriguez E., Andrade E., Villanueva P., Gatica-Acevedo V.J. First observations of oblique ionospheric sounding chirp signal in Mexico / *Results in Physics*. – 2019. – vol. 12. – P. 1002-1003.
106. Salous S., Shearman E.D.R. Wideband measurements of coherence over an HF skywave link and implication for spread spectrum communication / *Radio Science*. – 21(3). – P. 463–472.
107. S. A. Fechtel and H. Meyr, "An investigation of channel estimation and equalization techniques for moderately rapid fading HF-channels," *IEEE International Conference on Communications, ICC '91*. – vol. 2 pp. 768-772. – 1991.
108. Rybakov A.I. Development of the mobile information system with the use of meteoral communication channels / В сборнике: 2018 Systems of Signal Synchronization Generating and Processing in Telecommunications. SYNCHROINFO 2018. – Minsk. – PP. 845.

109. Rishbeth H. Solar eclipses and ionospheric theory // Space Science. Rev. 8. 1968. P. 543-544.
110. Richards M.A. Fundamentals of Radar Signal Processing. McGraw Hill Professional. – 2005.
111. Reinisch B., Galkin I., Belehaki A., et al. Pilot ionosonde network for identification of traveling ionospheric disturbances / Radio Science. – P. 365–378.
112. Recommendation ITU-R P.1407-7. Multipath propagation and parameterization of its characteristics – 2019.
113. R. Otnes, "Fractionally Spaced Linear MMSE Turbo Equalization," European Signal Processing Conference – pp. 465-468 – September 2004.
114. R. Otnes and N. Bauer, "Evaluation of turbo equalization for the high-rate HF waveforms of STANAG 4539," HF Radio Systems and Techniques. Ninth International Conference. – pp. 114-119. – June 2003.
115. R. B. Casey, "Blind Equalization of an HF Channel for a Passive Processing. – December 2006.
116. Proakis J. Digital Communications. Massoud Salehi, McGraw-Hill Education. – 2007.
117. Poisel R. Modern communications jamming principles and techniques. 2nd ed. Norwood, MA: Artech House. – 2011.
118. Perry B. A new wideband HF technique for MHz-Bandwidth spread-spectrum radio communications / IEEE Communications Magazine. – 1983. – vol. 21, no. 6. – PP. 28– 36.
119. Pederick L.H., Cerver M. A. Modeling the interference environment in the HF band / Radio Sci. – 2016. – P. 82-90.
120. P. K. Shukla and L. F. Turner, "Channel-estimation-based adaptive DFE for fading multipath radio channels," IEEE Proceedings In Communications, Speech and Vision. – vol. 138, pp. 525-543. – 1991.
121. P. A. Voois, I. Lee, and J. M. Cioffi, "The Effect of Decision Delay in Finite-Length Decision Feedback Equalization," IEEE Transactions on Information Theory. – vol. 42, pp. 618-621. –1996.
122. P. A. Bello, "Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels," IEEE Transactions on Communications Systems. – vol. 11, pp. 360-393. – December 1963.
123. Ovchinnikov V.V., Ryabova N.V., Elsukov A.A. Adaptive HF Signal Detection Algorithm CFAR and Its Verification by Means of SDR Based Digital Ionosonde with USRP Platform / Proc. 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). – Minsk. – 2018. – P. 1-5.

124. Ovchinnikov V.V., Ivanov D.V., Ivanov V.A., Ryabova N.V., Ryabova M.I., Laschevsky A.R. Modeling and studying ionograms of oblique sounding of HF radio channels for radio links of various length using a digital ionosonde with USRP platform / Proc. 2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO). – Kazan. – 2017. – P. 1-5.
125. Nawaz T., Marcenaro L., Regazzoni C. S. Cyclostationary-based jammer detection for wideband radios using compressed sensing and artificial neural network / International Journal of Distributed Sensor Networks. – 2017. – Vol. 3, iss. 12.
126. STANAG, "STANAG 5066: profile for High Frequency (HF) Radio Data Communications," vol. Version 1.2, ed: NATO. – 1999.
127. STANAG, "STANAG 4538: Technical Standards for an Automatic Radio Control System (ARCS) for HF Communication Links," ed: NATO, 2000] [DOD, "MIL-STD-188-110B: Interoperability and Performance Standards for Data Modems," ed. USA: US Department of Defense, – 2000.
128. Matz G., Hlawatsch F. Fundamentals of time-varying communication channels. Wireless Communications over Rapidly Time-Varying Channels, chap. 1. Oxford, UK: Academic Press. – 2011. – P. 1-63.
129. Maimistov A.I., Gabitov I.R. Nonlinear optical effects in positive-negative refractive index materials, Springer Series in Materials Science, 200. – P. 133-160. –2015. xxii. – 324 p.
130. Maichen W. Digital Timing Measurements: From Scopes and Probes to Timing and Jitter. Springer. – 2006. – 254 p.
131. Ma D., Zhang X., Luo J. Research and Implement of Digital Receiver – 2010. – 36–39 c.
132. M. V. Clark, "Adaptive Frequency-Domain Equalization and Diversity Combining for Broadband Wireless Communications," IEEE Vehicular Technology Conference. – vol. 1, pp. 409 – 413. – May 1998.
133. M. Tüchler, A. C. Singer, and R. Koetter, "Minimum Mean Squared Error Equalization Using A Priori Information," IEEE Transactions on Signal Processing. – vol. 50, pp. 673-683. – 2002.
134. Liu X., Sidiropoulos N.D., Swami A. Blind high-resolution localization and tracking of multiple frequency hopped signals // Proc. IEEE Transactions on Signal Processing. – 2002. – Vol. 50, no. 4. – P. 889-901.
135. Liu T., Yang G., Hu Y., Jiang C., Lan T., Zhao Z., Ni B. A Novel Ionospheric Sounding Network Based on Complete Complementary Code and Its Application // Sensors (Basel, Switzerland). – 2019. –19(4). – 779 p.
136. Lin C.-C., Shieu M.-T., Wang C.-K. A dual-loop automatic gain control for infrared communication system. – 2002. 125–128 p.

137. Li X., Gannot S., Girin L., Horaud R. Multichannel Identification and Nonnegative Equalization for Dereverberation and Noise Reduction Based on Convulsive Transfer Function / IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing. – 2018. – vol. 26, no. 10. – P. 1755-1768.
138. Lei Z., Yang P., Zheng L. Detection and Frequency Estimation of Frequency Hopping Spread Spectrum Signals Based on Channelized Modulated Wideband Converters / Electronics. – 2018. –7(9). – 170 p.
139. L. R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate," IEEE Transactions on Information Theory. – vol. 20, pp. 284 – 287. – 1974.
140. Kozak M., Raphaeli D. Dynamic automatic gain control circuit employing kalman filtering / – 2004.
141. Kodrasi I., Gerkmann T., Doclo S. Frequency-domain single-channel inverse filtering for speech dereverberation: Theory and practice / Proc. 2014 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). – Florence. – 2014. – P. 5177-5181.
142. Kang S. Automatic gain control for the uniform amplitude of interferent signal in a Laser Doppler Vibrometer. – 2006. – 1085–1090 p.
143. Kachnov A.V.,Rybakov A.I. Technology for creation and use predictional status forecasting systems on ships with multi-criteria information processing algorithms / В сборнике: 2018 Systems of Signal Synchronization Generating and Processing in Telecommunications. SYNCHROINFO 2018. – Minsk. – 2018. – pp. 845.
144. Johnson S.K., Reinhart R.C., Kacpura T.J. CoNNeCT's approach for the development of three Software Defined Radios for space application. – 2012. – 1–13 pp.
145. J. Nieto, "Does modem performance really matter on HF channels? An investigation of Serial-Tone and Parallel-Tone Waveforms," Sixth Nordic HF Conference, HF 01. – 2001.
146. J. G. Proakis and M. Salehi, Digital communications, 5th ed. Boston: McGraw-Hill. – 2008.
147. J. G. Proakis and D. G. Manolakis, Digital signal processing, 4th ed. Upper Saddle River, N.J.: Pearson Prentice Hall. – 2007.
148. Ivanov V.A., Ryabova N.V., Elsukov A.A., Laschevsky A.A. OFDM signal with BPSK modulated subcarriers for multi-carrier ionospheric sounding / ITM Web of Conferences. – 2019. – article number 15006.
149. Ivanov V.A., Ryabova N.V., Belgibaev R.R., Chernov A.A. Efficiency of HF Communication Modems Operating Over a Mid-latitude Long-Range Propagation Path / Proc. 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). – Minsk. – 2018. – P. 1-5.

150. Ivanov V.A., Ryabova M.I., Ovchinnikov V.V. Effect of Homogeneous Media with Linearly Varying Frequency Dispersion of the Third and Second Order on Distortions of the Channel Impulse Response Considering the Gaussian Amplitude Response / Proc. 2019 Russian Open Conference on Radio Wave Propagation (RWP). – Kazan, Russia. – 2019. – P. 321-324.
151. Ivanov V.A., Ivanov D.V., Ryabova N.V., Ryabova M.I., Chernov A.A., Ovchinnikov V.V. Studying the parameters of frequency dispersion for radio links of different length using software-defined radio-based sounding system / Radio Science. – P. 34–43.
152. Ivanov V.A., Ivanov D.V., Ryabova N.V., Ryabova M.I., Chernov A.A., Ovchinnikov V.V. Developing methods and software for research the effects of phase dispersion depending of the state of ionosphere based on LabVIEW / Proc. 2016 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). – Moscow. – 2016. – P. 1-3.
153. Ivanov D.V., Ivanov V.A., Ryabova N.V., Ryabova M.I., Ovchinnikov V.V., Skulkin N.M. Effect of material third-order frequency dispersion on pulse distortions in an optical fiber / Proc. SPIE 11146, Optical Technologies for Telecommunications 2018. – 1114 pp. – 2019.
154. Ivanov D.V., Ivanov V.A., Ryabova N.V., Elsukov A.A., Belgibaev R.R., Ovchinnikov V.V. Universal Ionosonde for Diagnostics of Ionospheric HF Radio Channels and Its Application in Estimation of Channel Availability / IET Conference Proceedings. – 2018. – P. 114-119.
155. Ivanov D.V., Ivanov V.A., Ovchinnikov V.V., Ryabova M.I. Method of Training Mode of Adaptive System for Frequency Dispersion Correction in Wideband Ionospheric HF Communication Channels / Proc. 2019 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). – Saint-Petersburg, Russia. – 2019. – P. 1-4.
156. Ivanov D.V., Ivanov V.A., Mikheeva N.N., Ryabova N.V., Ryabova M.I. Propagation of broadband HF signals in a medium with nonlinear dispersion / Journal of Communications Technology and Electronics. 60. – P. 1205-1214.
157. Ivanov D.V., Ivanov V.A., Belgibaev R.R., Konkin N.A. Improving the Efficiency of Data Transmission Over the HF Radio Channel with Bandwidths of 3-24 kHz / Proc. 2020 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). – Saint-Petersburg, Russia. – 2020. – P. 1-5.
158. Ivanov D.V., Belgibaev R.R., Katkov E.V. Embeddable software-hardware appliance for passive sounding ionospheric HF communication channels / Proc. 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). – Minsk. – 2018. – P. 1-6.

159. Huang C., Yan X., He L. A high-precision all-digital automatic gain control algorithm for broadband real-time spectrum analyzer. – 2013. – 240–244 pp.
160. Hua Y., Gershman A., Cheng Q. High-resolution and robust signal processing. Signal Processing and Communications. CRC Press. – 2003.
161. Hoffmeyer J.A., Nesenbergs M. Wideband HF Modelling and Simulation. NTIA Report. – 87-221 pp.
162. Heunis S., Paichard Y., Inggs M. Passive radar using a software-defined radio platform and opensource software tools / 2011 IEEE RadarCon (RADAR). – Kansas City, MO. – 2011. – P. 879-884.
163. Harris, Radio Communications in the Digital Age. USA: Harris Corporation, RF Communications Division. – 1996.
164. Hansson A., Nilsson J., Wiklundh K. Performance analysis of follower jamming of frequency-hopping ad hoc networks with random dwell-time / Proc. Military communications conference, MILCOM. – Tampa, USA. – 2015.
165. Green D. Global stability analysis of automatic gain control circuits / IEEE transactions on circuits and systems. – 1983. – № 2 (30). – C. 78–83.
166. G. D. Forney and Jr., "Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference," / IEEE Transactions on Information Theory. – vol. IT-18. – pp. 363-378. – May 1972.
167. Furman W.N., Nieto J.W., Batts W.M. Wideband HF Channel Availability Measurement Techniques and Results / Proc. 14th International Ionospheric Effects Symposium IES 2015. – 2015. – 152 p.
168. Furman W., Nieto J., Koski E. Interference Environment and Wideband Channel Availability / Proc. HF 13, The 10th Nordic Conference on HF Communications. – At Fårö, Sweden. – 2013.
169. Finite-Length Decision Feedback Equalization," IEEE transactions on circuits and systems. – 1990. – № 2 (30). – C. 78–83.
170. F. S. Agathe and H. Sari, "Single-Carrier Transmission with Iterative Frequency Domain Decision-Feedback Equalization," European Signal Processing Conference. – 2005.
171. F. M. Hsu, A. A. Giordano, H. E. Depedro, and J. G. Proakis, "Adaptive equalization techniques for high-speed transmission on fading dispersive HF channels," National Telecommunications Conference. – vol. 3, pp. 58.1.1-58.1.7. – November 1980.
172. F. M. Hsu, "Square root Kalman filtering for high-speed data received over fading dispersive HF channels " IEEE Transactions on Information Theory. – vol. 28, pp. 753 – 763. – 1988.

173. Erukhimov L.M., Uryadov V.P., Cherkashin Yu.N., Eremenko V.A., Ivanov V.A., Ryabova N.V., Shumaev V.V. Pedersen mode ducting in a randomly stratified ionosphere / *Waves in Random Media*. – 1997. – vol. 7, no. 4. – P. 531-544.
174. E. Eleftheriou and D. D. Falconer, "Adaptive Equalization Techniques for HF Channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. – vol. 5, pp. 238 – 247. – 1987.
175. Dhar S., Perry B.D. Equalized Megahertz-Bandwidth HF Channels for Spread Spectrum Communications / *Proc. MILCOM 1982 – IEEE Military Communications Conference – Progress in Spread Spectrum Communications*. – Boston, MA, USA. – 1982. – P. 29.5-1-29.5-5.
176. D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Communications Magazine*. – vol. 40, pp. 58-66. – 2002.
177. S. U. H. Qureshi, G. D. Forney, and Jr., "Performance and properties of a T/2 equalizer," *National Telecommunication Conference Record*. – 1977.
178. D. Falconer, A. U. H. Sheikh, E. Eleftheriou, and M. Tobis, "Comparison of DFE and MLSE Receiver Performance on HF Channels," *IEEE Transactions on Communications*. – vol. 33, pp. 484-486. – May 1985.
179. Cui X., Chen G., Wang J., Song H., Gong W. Design and Application of Wuhan Ionospheric Oblique Backscattering Sounding System with the Addition of an Antenna Array (WIOBSS-AA) / *Sensors (Basel)*. – 2016. – 16(6). – P. 887.
180. Confirmation of an HF Channel Model," *IEEE Transactions on Communication Technology*. – vol. 18, pp. 792-803. – December 1970.
181. Chen Z., Wang W., Wang J., Wang S., Fang G. Signal processing techniques in ionosphere sounding and trace extraction from ionograms / *Proc. 2012 14th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR)*. – Shanghai, 2012. – P. 345– 348.
182. Chen G., Zhao Z., Li S., Shi S. WIOBSS: The Chinese low-power digital ionosonde for ionospheric backscattering detection / *Advances in Space Research*. – 2009. – vol. 43. iss. 9. – P. 1343-1348.
183. C. Y. Chi, *Blind equalization and system identification: batch processing algorithms, performance and applications*. – London: Springer. – 2006.
184. Betz J.W. *Engineering Satellite-Based Navigation and Timing: Global Navigation Satellite Systems, Signals, and Receivers*. Wiley-IEEE Press. – 2015.
185. Bellanger M., Bellanger M. *Adaptive digital filters*. – 2001.
186. Belknap D.J., Haggarty R.D., Perry B.D. Adaptive signal processing for ionospheric distortion correction. MITRE Technical Report MTR-746, ESD-TR-70-30. – 1970.

187. Belknap D.J., Bungard D.R., Hart L.A., Perry B.D. Linear FM vertical sounder for ionospheric distortion correction. MITRE Working Paper WP-2774, ESD-TR-69-377. – 1969.
188. Belgibaev R.R., Ivanov V.A., Ivanov D.V., Lashevsky A.R. SoftwareDefined Radio Ionosonde for Diagnostics of Wideband HF Channels with the Use of USRP Platform / 2019 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). – Saint-Petersburg, Russia, – 2019. – P. 1-4.
189. Basler R.P., Price G.H., Tsunoda R.T., Wong, T.L. Ionospheric distortion of HF signals / Radio Science. – 23(4). – P. 569–579.
190. B. Widrow, "Adaptive Filters I: Fundamentals," Stanford University– 1966.
191. B. F. Boroujeny, "Channel Equalization via Channel Identification: Algorithms and Simulation Results for Rapidly Fading HF Channels," IEEE Transactions on Communications. – vol. 44, pp. 1409-1412. – 1996.
192. Artyukh Y. Wideband RF signal digitizing for high purity spectral analysis . – 2005. – P. 20–22.
193. Abuelma'atti M.T. Improved analysis of implicit RMS detectors / IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2009. – № 3 (58). – P. 502–505.

## ПРИЛОЖЕНИЕ 1

### 1.1 Программная модель

```

1.      % System params
2.      params.M = 4; %QAM modulation order
3.      params.Constellation = pskmod((0:params.M-
1),params.M,pi/params.M); %M-QAM modulation
4.      RBW=256; % bit/s
5.      params.Tsym = 1/RBW; %symbol time (sec)
6.
7.      %Packet params
8.      packet_length=32; %Длина пакета
9.      trainingSeqLength=16; %Длина преамбулы
10.     data_length=packet_length-trainingSeqLength;
11.
12.     rng('default')
13.
14.     params.trainingSeq = randi([0 params.M-1], trainingSeqLength,
1);
15.     params.trngSigLength = length(params.trainingSeq); %training
signal length (samples)
16.     params.dataLength = length(data_length); %training signal length
(samples)
17.
18.     trainingSymbols = randi([0 params.M -
1],trainingSeqLength,1);%Eq signal from workspace
19.
20.     %Viterbi
21.     TracebackDepth=34;
22.
23.     %params.SNR = 25; %channel SNR (dB) Только для канала АБГШ
24.     params.idealSigPower = 30; %Мощность сигнала ПРД
25.     params.pathLoss = 0; %dB
26.     params.intDelay = 2; %in samples, было 10.
27.     sysDelay = params.intDelay;
28.
29.     % Filter params
30.     params.filterSpan = 10; %tx and rx raised cosine filter span in
symbols
31.     params.sampPerSym = 4; %tx filter oversampling factor
32.     params.decimationFactor = 2; %rx filter decimation factor
33.     params.overSamplingFactor =
params.sampPerSym/params.decimationFactor;
34.
35.     % Channel params
36.     params.maxDoppler = 0; %Hz
37.     params.pathDelays =[0 5.0000e-04]; %multipath channel path
delays (sec)
38.     params.pathGains = [0 0]; %multipath channel path gains (dB)
39.
40.     %Параметры эквалайзеров
41.     params.numTaps = 6; %Number of Taps
42.     params.stepSize = 0.1;
43.
44.     % Equalizer params
45.     params.numFwdTaps = 16; %Number of Forward Taps 6
46.     params.numFbkTaps = 13; %Number of Feedback Taps 3
47.     params.refTap = 3; %Reference Tap 3

```

```

48.         params.forgettingFactor = 0.98; %Forgetting Factor
49.         params.invCorrMatrix = 0.1; %Inverse Correlation matrix
initialization
50.
51.         % params.filterSpan+floor((params.refTap-
1)/params.overSamplingFactor)
52.
53.         numBits = log2(params.M); %было 3

54.         %%
55.         % rx_data_d = rx_data(12:end);
56.         % tx_data_d = tx_data(1:end-11);
57.         %
58.         % tx_data2_r = reshape(tx_data2,48, []);
59.         % rx_data2_r = reshape(rx_data2,48, []);

```

## 1.2 Задающие параметры для модели Simulink

```

1. % Задание рабочих параметров моделирования
2. params.M = 4; %Порядок созвездия PSK
3. params.Constellation = pskmod((0:params.M-1),params.M,pi/params.M);
4.
5. %Задание исходных данных созвездия для модулятора PSK
6. RBW=256; % Параметр, задающий техническую скорость bit/s
7. params.Tsym = 1/RBW; %Символьное время
8. params.trainingSeq = randi([0 params.M-1], trainingSeqLength, 1);
9.
10. %Создание вектора данных преамбулы
11. params.trngSigLength = length(params.trainingSeq); %Расчет длины
преамбулы
12. params.dataLength = length(data_length); %training signal length
(samples) ;
13. %Расчет длины пользовательских данных
14.
15. %ViterbiTracebackDepth=34; %Задание параметра обратной связи кодера и
декодера Витерби
16. params.SNR = 23; %Задание затухания для канала АВГШ
17. params.idealSigPower = 1; % Коэффициент мощности РПДУ
18. params.pathLoss = 0; % Потери в открытом пространстве;
19.
20. % Параметры фильтра приподнятого косинуса
21. params.filterSpan = 10; %Дллина фильтра в отсчетах
22. params.sampPerSym = 4; %Коэффициент интерполяции фильтра на передающей
стороне
23. params.decimationFactor = 2; %Коэффициент децимации фильтра на приемной
стороне
24. params.overSamplingFactor = params.sampPerSym/params.decimationFactor;
%Расчет отношения скорости потока данных, исходя из параметров интерполяции и
децимации;
25.
26. % Параметры Релеевского радиоканала

```

```

27. params.maxDoppler = 0; % Ноль Гц - необходимо для правильной работы
блока Релеевского радиоканала, с возможностью задания параметров многолучевого
распространения
28. params.pathDelays = [0 5.0000e-04]; %Задание предела разницы хода лучей
29. params.pathGains = [0 0]; %Предел затухания лучей %Параметры
эквалайзеров
30. params.stepSize = 0.1; %Шаг настройки весовых коэффициентов цифрового
фильтра
31. params.numFwdTaps = 16; %Длина цифрового фильтра эквалайзера в прямом
направлении
32. params.numFbkTaps = 13; %Длина цифрового фильтра эквалайзера в обратном
направлении
33. params.refTap = 3; %Количество отводов цифрового фильтра
34. params.forgettingFactor = 0.98; %Коэффициент периодического сброса
весовых коэффициентов
35. params.invCorrMatrix = 0.1; %Коэффициент обратной корреляционной
матрицы

```

### 1.3 Фрагмент по формированию зависимости количества битовых ошибок к фазовому искажению

```

1. phase_nonlinearity = angle(eq_w); % Фазовая нелинейность радианах
2. phase_nonlinearity_deg = angle(eq_w) * (180/pi); %в Градусах
3. %Построение графика изменения фазовых показателей во времени:
4. figure;
5. plot(1:length(phase_nonlinearity_deg), phase_nonlinearity_deg, 'b',
'LineWidth', 2);
6. xlabel('Время');
7. ylabel('Фазовая нелинейность');
8. title('Изменение фазовой нелинейности во времени');
9. grid on;
10.
11. %Задаем уровни фазового искажения в градусах:
12. phase_error_deg = linspace(0, 180, 100);
13. Вычисляем BER для каждого уровня фазового искажения:
14. ber = erfc(sqrt(0.5 * sin(phase_error_deg * pi / 180).^2));
15. Строим график:
16. figure;
17. plot(phase_error_deg, ber, 'b', 'LineWidth', 2);
18. xlabel('Уровень фазового искажения (градусы)');
19. ylabel('BER');
20. title('Зависимость BER от величины фазового искажения для QPSK');
21. grid on;
22.
23. %Задаем уровни фазового искажения в градусах:
24. phase_error_deg = linspace(0, 180, 100);
25. Вычисляем BER для каждого уровня фазового искажения:
26. ber = erfc(sqrt(0.5 * sin(phase_error_deg * pi / 180).^2));
27.
28. %Строим график:
29. figure;
30. plot(phase_error_deg, ber, 'b', 'LineWidth', 2);
31. xlabel('Уровень фазового искажения (градусы)');
32. ylabel('BER');
33. title('Зависимость BER от величины фазового искажения для QPSK');
34. grid on;

```

## ПРИЛОЖЕНИЕ 2

## 2.1 Акт АО НПП «Авиационная и Морская Электроника»



**Акционерное общество  
Научно-производственное предприятие  
«Авиационная и Морская Электроника» (АО НПП «АМЭ»)**  
ул. Маршала Говорова, д. 29, литер 0, пом. 7-Н, офис 70, Санкт-Петербург, 198095  
Почтовый адрес: а/я 51, Санкт-Петербург, 198097  
Тел.: (812) 339-91-10, факс: (812) 327-46-67, <https://www.nppame.com>, e-mail: [mail@nppame.ru](mailto:mail@nppame.ru)  
ОКПО 11141092; ОГРН 1037841007896; ИНН/КПП 7819029855/780501001

УТВЕРЖДАЮ



АКТ

внедрения результатов диссертационного исследования  
Рыбакова Алексея Игоревича на тему «Исследование и разработка конфигурации эквалайзера с  
варьируемой длиной преамбулы для систем дальнемагистральной связи декаметрового  
диапазона»

Комиссия в составе:

- Федоров Сергей Алексеевич, начальник отдела поисковых и прикладных исследований, кандидат технических наук, доцент
- Черемухин Александр Анатольевич, заместитель главного конструктора научно-технического центра техники связи, кандидат технических наук, старший научный сотрудник

составила настоящий акт о том, что результаты, полученные Рыбаковым Алексеем Игоревичем в диссертационном исследовании на тему «Исследование и разработка конфигурации эквалайзера с варьируемой длиной преамбулы для систем дальнемагистральной связи декаметрового диапазона», а именно:

1. расчетная модель радиотрассы системы дальнемагистральной связи декаметрового (ДКМ) диапазона учитывает комплекс параметров, включающий задаваемое для данного сеанса связи отношение сигнал/шум в радиолинии, пересчитанные значения критических частот и доплеровский сдвиг для каждого слоя ионосферы, что повышает точность прогноза напряженности поля в точке приема по сравнению с известным программным обеспечением Voasap.
  2. конфигурация эквалайзера файлами настройки с варьируемой длиной преамбулы.
  3. результаты экспериментальной апробации радиолинии дальнемагистральной связи ДКМ диапазона и приемного эквалайзера с конфигурационными файлами настройки с варьируемой преамбулой,
- внедрены в СЧ ОКР «Болид».

Начальник отдела поисковых и прикладных исследований

С.А. Федоров

Заместитель главного конструктора научно-технического центра техники связи

А.А. Черемухин

## 2.2 Акт СПбГУТ им. проф. М.А. Бонч-Бруевича

МИНИСТЕРСТВО ЦИФРОВОГО РАЗВИТИЯ,  
СВЯЗИ И МАССОВЫХ КОММУНИКАЦИЙ  
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ  
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО  
ОБРАЗОВАНИЯ «САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ  
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ ИМ. ПРОФ. М.А. БОНЧ-  
БРУЕВИЧА» (СПбГУТ)

Юридический адрес: набережная реки Мойки,  
д.61, литера А, Санкт-Петербург, 191186

Почтовый адрес: пр. Большевиков, д.22, корп. 1,  
Санкт-Петербург, 193232  
Тел. (812) 3263156, Факс: (812)3263159  
<http://sut.ru>  
E-mail: [rector@sut.ru](mailto:rector@sut.ru)  
ОКПО 01179934 ОГРН 1027809197635  
ИНН 7808004760 КПП 784001001  
ОКТМО 40909000

№ \_\_\_\_\_  
На № \_\_\_\_\_ от \_\_\_\_\_

УТВЕРЖДАЮ

Первый проректор-проректор  
по учебной работе

Абилов А.В.



### АКТ

о внедрении научных результатов,  
полученных Рыбаковым Алексеем Игоревичем

Комиссия в составе:

- Фокина Г.А., и.о. заведующего кафедрой Беспроводных Технологий и Систем, д.т.н.,
- Коротина В.Е., доцента кафедры Беспроводных Технологий и Систем, к.т.н.,
- Виноградова П.Ю. доцента кафедры Беспроводных Технологий и Систем, к.т.н.,
- Шамсиева Б.Г. доцента кафедры Беспроводных Технологий и Систем, к.т.н.,

составила настоящий акт о том, что научные результаты, полученные Рыбаковым Алексеем Игоревичем, а именно:

- расчетная модель радиотрассы системы дальнемагистральной связи ДКМ диапазона,
- конфигурация эквалайзера файлами настройки с варьируемой длиной преамбулы системы дальнемагистральной связи ДКМ диапазона,

использованы в курсе лекций и лабораторных/практических занятий по дисциплине «Радиоприемные устройства», по направлению подготовки 11.05.04 «Инфокоммуникационные технологии и системы специальной связи».

и.о. заведующего кафедрой  
Беспроводных Технологий и Систем,  
д.т.н.

Г.А. Фокин

доцент кафедры  
Беспроводных Технологий и Систем,  
к.т.н.

В.Е. Коротин

доцент кафедры  
Беспроводных Технологий и Систем,  
к.т.н.

П.Ю. Виноградов

доцент кафедры  
Беспроводных Технологий и Систем,  
к.т.н.

Б.Г. Шамсиев