

Федеральное государственное унитарное предприятие
НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ РАДИО, г. Москва

На правах рукописи



Якубовский Родион Михайлович

**ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ
ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО
СПЕКТРА СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ**

Специальность 05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Диссертация

на соискание учёной степени кандидата технических наук

Научный руководитель: Академик РАН РА, д.т.н., профессор
МТУСИ, научный консультант ФГУП НИИР В. К. Сарьян

Владимир — 2019

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
ГЛАВА 1. АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ ПРИРОДНЫХ И АДМИНИСТРАТИВНЫХ ОГРАНИЧЕНИЙ В ИСПОЛЬЗОВАНИИ ОРБИТАЛЬНО-ЧАСТОТНОГО РЕСУРСА СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ...	11
1.1. Природные ограничения	11
1.2. Административные ограничения	14
1.3. Обзор существующих методов повышения эффективности использования спутникового орбитально-частотного ресурса.	16
1.4. Выводы.....	19
ГЛАВА 2. ПОСТРОЕНИЕ СПУТНИКОВОЙ СЕТИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ «НЕСУЩАЯ В НЕСУЩЕЙ»	20
2.1. Описание технологии	20
2.2. Примеры использования технологии.....	26
2.3. Выводы.....	48
ГЛАВА 3. ПОСТРОЕНИЕ СПУТНИКОВОЙ СЕТИ С ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМ УПЛОТНЕНИЕМ КАНАЛА СВЯЗИ	49
3.1. Схема построения спутниковой сети с поляризационным уплотнением спутникового сегмента	49
3.2. Математический расчет энергетического спектра спутниковых сигналов для технологии «несущая в несущей» с поляризационным уплотнением.	51

3.3. Схема построения спутниковой сети с поляризационным уплотнением спутникового сегмента, отличная от традиционных существующих схем.67

3.4. Выводы..... 70

ГЛАВА 4. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ РАЗРАБОТАННОГО
ИНТЕРФЕРЕНЦИОННОГО ФИЛЬТРА..... 71

4.1. Описание математической модели интерференционного фильтра 71

4.2. Алгоритм работы математической модели интерференционного фильтра
..... 73

4.3. Исследование оптимальных и пограничных параметров модели
интерференционного фильтра для восстановления сигнала 86

4.4. Описание, принцип работы программы восстановления, зашумленного
тестового сигнала и оценки качества восстановления сигнала..... 106

4.5. Схема работы интерференционного фильтра при восстановлении фазы
зашумленного сигнала..... 109

4.6. Выводы..... 112

ЗАКЛЮЧЕНИЕ 113

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ **Ошибка! Закладка не определена.**

ПРИЛОЖЕНИЯ..... 124

П.1. Исходный код тестовой программы 124

П.2. Акты внедрения..... 166

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования — в среде формирующих информационные потоки значимое место занимают геостационарные спутниковые сети и системы. Значительный вклад в исследование данной области внесли как отечественные ученые – Варакин Л.Е., Зайцев В. Е., Зубарев Ю.Б., Кантор Л.Я., Кукк К.И., Шахгильдян В.В. и др., так и зарубежные — Голомб С., Мидлтон Д., Прокис Д., Спилкер Д., Файнстен Л. и др.

Увеличение информационных потоков и количества потребителей информации требует расширения сети спутниковой связи. В этом сегменте высока как стоимость земных станций спутниковой связи, так и стоимость аренды орбитально-частотно ресурса спутников.

ФГУП «Организация «Агат» оценивает объем затрат на спутниковую связь в 2013 г. в 253,4 млрд долл. При этом величина рыночных средств в космической деятельности составляет 98,1 млрд долл. Использование результатов космической отрасли – 153,6 млрд. долл. Объем продаж по всему миру для ракетно-космической техники в 2013 году составил 73,5 млрд долл. [7].

Первый искусственный спутник земли (ИЗС) был запущен в 1957 году. С тех пор спутниковая связь активно развивается во всем мире. Востребованность, и даже повышение спроса, наблюдается и в настоящее время. Геостационарный ИЗС используются для организации связи с удаленными территориями, для резервирования наземных каналов связи и многочисленных корпоративных и частных сетей типа VSAT. Возможность охватывать обширные территории используется для организации ТВ и радиовещания, как для прямого (непосредственного) ТВ и радиовещания, так и доставка теле- и радиопрограмм с

последующей их ретрансляцией для пользователей. Большую часть рынка занимает спутниковый интернет с организацией асинхронных каналов (высокоскоростной прием через спутник, а передача — с использованием других низкоскоростных каналов). Также используются дуплексные каналы (прием и передача с использованием спутника). ИСЗ широко используются, в случаях, когда нужно быстро развернуть канал связи. Например, новостные репортажи, военная и спецсвязь с повышенной надежностью, кодированием и на специально выделенных частотах. Наряду с геостационарными ИСЗ используются средне и низко летящие спутники. Они используются для организации сбора информации (сканеры ДЗЗ), есть группировки спутников для организации спутниковой телефонии (Иридиум) и для организации служб спасения и мониторинга на воде и на суше. Отдельное место занимают навигационные спутниковые группировки такие как: Глонасс (Россия), GPS (США), Beidou (Китай), Galileo (Евросоюз) и т.д.

Эти группировки используются как для военных, так и для гражданских нужд. Однако такая популярность спутниковой связи наталкивается на природные и административные ограничения. Поэтому, методы повышения эффективности использования частотно-орбитального ресурса существующих спутниковых систем являются актуальными.

Выбор частотного диапазона для передачи и приёма данных зависит, в частности, от поглощения радиоволн в атмосфере, размеров передающих и приёмных антенн, сторонних источников помех и географического местоположения, местного и международного законодательства, ограничивающего использование спутникового ресурса. Причём, частоты передачи отличаются от частот приёма. Чтобы удовлетворить спрос на использование спутниковой связи, разрабатываются различные способы повышения эффективности использования спутникового ресурса (частот).

Стоимость сегмента космической связи, как правило, формирует основную долю операционных расходов для любого спутникового обслуживания как это видно из диаграммы 1. По данным компании Gilat [81] стоимость оперативных расходов (ОРЕХ) на создание спутниковых каналов связи (в таблице для сравнения представлены ещё и данные для наземных каналов) превышает капитальные затраты (САРЕХ) почти в десять раз.

Такое соотношение затрат напрямую влияет на жизнеспособность и рентабельность услуги. Оперативные затраты определяются используемой полосой пропускания и потребляемой мощностью.



Рисунок 1.1 — Данные Gilat за 2015 год по сравнительным данным затрат на создание и содержание наземных и спутниковых каналов связи [81].

Задача повышения эффективности использования спутникового орбитально-частотного ресурса является актуальной, поскольку исследования в этой области позволяют повысить качество и плотность передаваемой информации, снизить затраты на развёртывание новых спутниковых систем.

Целью диссертационной работы является исследование и разработка метода повышения эффективности использования ресурса спутниковых систем связи.

Для достижения поставленной цели решены следующие задачи:

1. Проведен обзор существующих методов повышения эффективности использования спутникового орбитально-частотного ресурса;
2. Выполнено сравнение существующих систем с повторным использованием частот при подавлении широкополосного сигнала на передающей станции;
3. Проведена модернизация системы повторного использования частот с подавлением широкополосного сигнала на передающей станции;
4. Создана математическая модель фильтра, позволяющего модернизировать систему с поляризационным уплотнением и двойным использованием частот.

Объектом исследования являются спутниковые системы передачи цифровых сигналов.

Предметом исследования является метод повышения эффективности использования выделенного орбитально-частотного диапазона системами спутниковой связи.

Методы исследования.

В работе применены методы параметрического и непараметрического цифрового спектрального анализа. Приведенные теоретические методы сочетались с экспериментальными исследованиями и практическими установками систем спутниковых сетей в Германии (2005 г.), Эфиопии (2006 г.), ЮАР (2007 г.)

Научная новизна диссертационной работы заключается в том, что впервые решены следующие проблемы:

1. Разработан новый метод построения спутниковой сети с поляризационным уплотнением спутникового сегмента, дающий дополнительный выигрыш до 3 дБ в энергетическом спектре системы, по сравнению с методом «несущая в несущей».
2. Исследованы влияния диаметра апертуры приемопередающих антенн для выявления оптимальной конфигурации системы.
3. Создана математическая модель фильтра для построения спутниковых сетей с поляризационным уплотнением и двойным использованием частоты спутникового сегмента.

Практическая значимость исследования состоит в том, что разработанные методы схемы позволяют:

1. Повысить эффективность использования выделенного спутникового ресурса почти в 4 раза, по сравнению с традиционными спутниковыми сетями.
2. Повысить уровень приема сигнала на приемных станциях до 3 дБ по сравнению с методом «несущая в несущей».
3. Разработанная математическая модель фильтра является инвариантной. Может быть использована как для создания отдельного устройства, так и для интеграции в существующие приёмопередающие устройства.

Теоретическую основу исследования составили работы: Егорова Н.В., Зайцева В.Е., Томского В.С., Федорова Д.А., Сарьяна В.К., Спилкера Д., Прокиса Д., Мидлтона Д. В работах освещены вопросы оптимального выбора параметров земных станций. В частности, по критерию минимизации стоимости и повышения эффективности.

Достоверность полученных в работе результатов подтверждает корректное применение математического аппарата, логическая обоснованность выводов, отсутствие противоречий законам физики и математики, а также результаты практических испытаний по построению спутниковой сети с поляризационным уплотнением спутникового сегмента.

Апробация работы.

Основные результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на XII Международной научно-технической конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации» ПТСПИ 2017, г. Суздаль; на первом международном форуме GeoIoT «Disaster notification of the population through the navigation satellites» Brussels, 2016; Внесен вклад в двадцатую комиссию Международного союза электросвязи (ITU) «Disaster notification of the population through the navigation satellites» Geneva 2016; В докладе на третьей международной конференции Инжиниринг и Телекоммуникации En&T «Disaster notification of the population through the navigation satellites», МФТИ, Москва, 2016; В докладе на четвертой международной конференции Инжиниринг и Телекоммуникации En&T «Disaster notification of the population through the navigation satellites» 2017, МФТИ, Москва.

Личный вклад автора.

Результаты работы получены автором лично или при его непосредственном участии. Роль автора в выдвижении идей, постановке задач, разработке основных положений исследования и создании публикаций носит определяющий характер.

Внедрение результатов работы. Полученные в диссертации модели и методы использовались:

- в разработке и изготовлении опытного образца на промышленных мощностях ОАО «МАРТ», г. Санкт-Петербург;

- в разработке спутниковых систем связи топологии «звезда» на мощностях ООО «Талес электронные системы» г. Москва;

Положения, выносимые на защиту:

- метод построения спутниковой сети по топологии «звезда» с поляризационным уплотнением спутникового сегмента, отличный от существующих и дающий выигрыш до 3 дБ в энергетическом спектре системы «несущая в несущей».

- математическая модель фильтра, позволяющего использовать двойное использование частот с поляризационным уплотнением спутникового сигнала.

Публикации.

По теме диссертации опубликовано 9 работ. Из них 3 статьи в журналах из перечня журналов, рекомендованных ВАК, 1 патент РФ на изобретение и 5 докладов в материалах всероссийских и международных конференций.

Реализация и внедрение результатов работы:

Результаты работы внедрены в ОАО «МАРТ», г. Санкт-Петербург; в ООО «Талес электронные системы», г. Москва; ФГУП НИИР, г. Москва; используются в учебном процессе базовой кафедры МТУСИ при ФГУП НИИР, о чем имеются соответствующие акты.

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы, включающего 81 наименование, и приложения. Работа изложена на 171 странице, содержит 76 рисунков, 24 таблицы.

ГЛАВА 1. АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ ПРИРОДНЫХ И АДМИНИСТРАТИВНЫХ ОГРАНИЧЕНИЙ В ИСПОЛЬЗОВАНИИ ОРБИТАЛЬНО-ЧАСТОТНОГО РЕСУРСА СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

1.1. Природные ограничения

На использование орбитально-частотного ресурса накладываются как природные, так и административные ограничения. Поэтому при разработке, выносимой на защиту системы, должны учитываться как природные, так и административные ограничения.

Прохождение сигнала по каналу «земля–ИЗС–земля» вызывает значительное ослабление сигнала, что обусловлено свойствами прохождения электромагнитных волн через атмосферу земли. При распространении в тропосфере напряженность поля радиоволн сантиметрового и более коротковолновых диапазонов испытывает затухание. Оно связано с частичной диссипацией электромагнитной энергии.

Основная доля затухания радиоволн в тропосфере приходится на капли воды, в виде тумана и дождя. Здесь есть два явления: радиоволны поглощаются каплями и рассеиваются на них.

Поглощение, в основном, происходит из-за токов поляризации возникающих в воде. У воды высок коэффициент диэлектрической проницаемости и плотность токов поляризации будет значительной. Причём, чем выше частота, тем выше

токи. Также вода не является диэлектриком. Токи поляризации переходят в тепло и рассеяние энергии. Эти потери также растут с повышением частоты.

Диссипация радиоволн происходит из-за вторичного переизлучения электромагнитного поля на каплях воды. Причём, чем больше капля и выше частота, тем больше рассеяние.

Диссипация радиоволн в каплях приводит к затуханию поля проходящей волны. Токи, наведенные радиоволной в каплях влаги, излучают вторичные электромагнитные волны. Вода излучает энергию равномерно во все стороны, при этом энергия радиоволны рассеивается. Часть ее отражается или оказывается направленной в сторону. Чем крупнее капля и чем короче длина волны, тем больше диссипация.

Миллиметровый диапазон радиоволны поглощается молекулами водяного пара и кислорода. Это явление связано с магнитными моментами H_2O и O_2 . Поскольку частота колебаний волн миллиметрового диапазона совпадает с собственной частотой этих молекул, то в результате резонанса энергия волны трансформируется во внутримолекулярную энергию. Вследствие этого получается избирательное поглощение данного диапазона. Это особенно заметно при прохождении радиосигнала с длиной волны меньше 30 мм через область дождя или тумана. Резонансное поглощение в водяных парах наблюдается при длинах волн 15 мм, 13,5 мм, 7,5 мм, 5 мм и 2,5 мм. Между резонансными линиями наблюдаются области малого поглощения. Таким образом, частоты, используемые на каналах Земля — ИСЗ, ограничены поглощением и отражением земной атмосферы.

Волны с длиной волны свыше 10 м в значительной мере отражаются ионосферой. Они не используются в спутниковой радиосвязи. С увеличением рабочей частоты сигнала поглощение будет падать пропорционально квадрату мощности. Так что для частот свыше 100 МГц поглощение не будет больше, чем

0,1 дБ/км. Однако при повышении солнечной активности потери на этих частотах могут возрасти и до 1 дБ/км. Так что прохождение метровых волн сильно зависит от геомагнитной обстановки и солнечной радиации.

Вследствие эффекта Фарадея при прохождении поляризованных волн через вещество, находящееся под действием сильного магнитного поля, плоскость поляризации волны начинает вращаться, что приводит к смещению фазовой скорости.

Ионосфера весьма неоднородна и это вызывает дополнительное рассеяние радиоволн, что вызывает интерференцию прямых и рассеянных волн и, как следствие, амплитуда радиосигнала уменьшается. В результате изменения фазовой скорости волны, проходящей через тропосферу и ионосферу и последующего искривления траектории радиосигнала, сталкиваемся с таким эффектом как изменение доплеровской частоты. Величина доплеровского сдвига высчитывается из величины скорости спутника, направленной по касательной к траектории распространения волны.

Тропосфера с пропускной способностью в районе $\epsilon \approx 1$ создаст изменение доплеровской частоты не более 1 Гц для волн миллиметрового диапазона. Для волн метрового диапазона в ионосфере изменение доплеровской частоты достигает 20 Гц [82].

Последние рекомендации влияния тропосферной рефракции на распространение радиоволн отображены в МСЭ-R P.834-5 [75].

1.2. Административные ограничения

Мощность приемопередающей аппаратуры регулируется административными соглашениями и международными комитетами по использованию частот.

Правила применения земных станций спутниковой связи, работающих через искусственные спутники Земли на геостационарной орбите (далее —Правила), разработаны в соответствии со статьей 41 Федерального закона от 7 июля 2003 г. N 126-ФЗ «О связи» (Собрание законодательства Российской Федерации, 2003, N 28, ст. 2895; N 52 (часть I), ст. 5038; 2004, N 35, ст. 3607; N 45, ст. 4377; 2005, N 19, ст. 1752; 2006, N 6, ст. 636; N 10, ст. 1069; N 31 (часть I), ст. 3431, ст. 3452; 2007, N 1, ст. 8; N 7, ст. 835) в целях обеспечения целостности, устойчивости функционирования и безопасности единой сети электросвязи Российской Федерации.

Правила устанавливают обязательные требования к параметрам земных станций спутниковой связи, работающих через искусственные спутники Земли на геостационарной орбите, применяемых в сети связи общего пользования и технологических сетях связи в случае их присоединения к сети связи общего пользования.

Регламент для земных станций связи:

а) наземные станции спутниковой связи, использующие ИЗС на геостационарной орбите;

б) наземные станции спутниковой связи, использующие VSAT.

Наземные станции спутниковой связи, использующие геостационарные ИЗС, наземные ССС (Станции Спутниковой Связи), использующие VSAT

регламентируются в полосах радиочастот, рекомендованных для использования Государственной комиссией по радиочастотам.

Наземные станции спутниковой связи подлежат обязательной сертификации. Они должны пройти процедуру обязательной сертификации, согласно постановлению Правительства Российской Федерации от 31 декабря 2004 г. N 896 (Собрание законодательства Российской Федерации, 2005, N 2, ст. 155),

Требования к параметрам приёмопередающих Наземных Станций:

В следующих полосах радиочастот:

а) передача: 5725-7025, 12750-13250, 13750-14 500, 17300-18100, 27500-31000 МГц;

б) прием: 3400-4200, 4500-4800, 10700-12750, 17700-21200 МГц.

Вещание Наземной Станции — круглосуточное.

На Наземных Станциях необходимо обеспечить функционирование криптографических средств защиты информации в соответствии с законодательством Российской Федерации.

На Наземных Станциях используются системы контроля и управления.

Наземные Станции должны соответствовать требованиям электробезопасности.

Если в приёмниках Наземных Станций есть системы навигации GPS и ГЛОНАСС (Глобальная Навигационная Спутниковая Система) необходимо обеспечить преимущество работы с системой ГЛОНАСС.

Требования к настройкам VSAT:

Технология VSAT предусматривает постоянный автоматический или централизованный автоматизированный контроль и управление из центра управления сетями. Удалённые станции необслуживаемые. Они могут быть установлены непосредственно у пользователей.

Технология VSAT может быть использована как для передачи, так и для приема и передачи. Может использоваться только на прием сигналов. Используются следующие полосы радиочастот:

а) передача: 5725-7025, 12750-13250, 13750-14500, 17300-18100, 27500-31000 МГц;

б) прием: 3400-4200, 4500-4800, 10700-12750, 17700-21200 МГц.

Диметры антенн, используемых технологией VSAT не должны превышать:

а) 3,8 м — для диапазонов 14/11-12, 18/12, 30/20 ГГц;

б) 5,0 м — для диапазона 6/4 ГГц.

Головная Наземная Станция, управляет сетями. Она должна удовлетворять соответствующим требованиям пункта 6 раздела II Правил.

Чтобы обеспечить устойчивость параметров VSAT к внешним воздействующим факторам, требования регламентируются приложением №4 к данным Правилам.

1.3. Обзор существующих методов повышения эффективности использования спутникового орбитально-частотного ресурса

Одна из возможностей повышения эффективности орбитально-частотного ресурса — использование одних и тех же частот головной и удалёнными станциями. Есть несколько основных вариантов решения этой задачи.

Пропускную способность канала связи можно увеличить за счёт наращивания эквивалентной изотропно-излучаемой мощности передатчика. Для этого необходимо снизить потери системы. Увеличение мощности передатчика приведёт к увеличению отношения сигнал/шум. Ещё один способ — увеличение

ширины полосы сигнала. Но такой подход приведёт к увеличению операционных расходов на спутниковый орбитально-частотный ресурс.

Повышение эффективности орбитально-частотного ресурса можно достичь, обеспечив множественный доступ к каналу спутниковой связи. Частотная емкость канала спутникового транспондера распределяется между пользователями, обменивающимися цифровой информацией. Пользователи могут работать на различных скоростях передачи данных с различными рабочими циклами.

Разделение пользователей по частотам (frequency division — FD). Определённые поддиапазоны используемой полосы частот распределяются между пользователями.

Временное разделение (time division — TD). Каждому пользователю периодически выделяются временные интервалы для работы. Либо время сеанса связи ограничивается регламентом. Однако в большинстве подобных систем время доступа определяется динамически.

Кодовое разделение (code division — CD). Выделяются спектральные коды набора ортогонального или почти ортогонального набора сигналов и используется весь доступный набор частот.

Пространственное разделение (space division — SD). Многолучевое многократное использование частот. Это достигается при помощи точечных лучевых антенн. Сигналы разделяются и направляются по разным зонам покрытия. Каждая антенна определённого спутникового транспондера получает сигнал лишь с определённого географического района. Разные географические регионы могут использовать одни и те же частоты.

Поляризационное разделение (polarization division — PD). Двойное поляризационное многократное использование частот. Передаваемые данные разделяются при помощи ортогональной поляризации. Антенны различных станций принимают и передают сигнал во взаимно перпендикулярных плоскостях

поляризации. Одни и те же частоты могут применяться дважды для каждой из плоскостей.

Технология PCMA (Paired Carrier Multiple Access). На физическом уровне совмещаются частоты прямого и обратного спутниковых каналов в технологии VSAT. Решение предложила компания ViaSat. В дальнейшем компании Gilat и Paradise использовали эту технологию по лицензии ViaSat. У Gilat это решение названо Bandwidth Optimization (BWO). У Paradise этот метод назван Paired Carrier. Компания Comtech этот метод называет Carrier in Carrier (CnC). Метод базируется на технологии по лицензии компании Applied Signal Technology. Приемники на всех станциях этой сети получают от спутника сигналы прямого и обратного каналов на одних полосах частот и выделяют нужный сигнал. При этом, мощность прямого сигнала должна быть выше, чем мощность обратных сигналов. Удаленные терминалы выделяют прямой сигнал, а сигнал обратных каналов воспринимают, как шум. На головной станции из суммарной группы сигналов выделяется известный опорный сигнал и аппаратно программным методом удаляется из суммарной группы сигналов. Остаётся группа сигналов удалённых станций, которые поступают на аппаратуру приёмного тракта.

Теоретически заявленная экономия спутникового орбитально-частотного ресурса — 50%. На практике, технология «Несущая-в-Несущей» экономит до 40% спутниковой полосы. Решения BWO компании Gilat, предоставляют экономию до 30%. Это обусловлено тем, что для технологии PCMA необходим запас по отношению сигнал/шум, поскольку наложение частот, вызывает добавление интермодуляционных помех. Производители заявляют запас уровня по мощности передающего сигнала, в районе 1–1,5 дБ. На практике, такой запас реализуется в 2–3 дБ.

1.4. Выводы

По результатам проведенного в главе 1 обзора существующих методов повышения эффективности использования спутникового орбитально-частотного ресурса установлено, что повторное использование частот (РСМА) — одно из наиболее эффективных направлений увеличения эффективности использования спутникового ресурса.

Это направление является перспективным для дальнейшего увеличения эффективности в два раза при комбинации с поляризационным уплотнением, которое будет рассматриваться в этой диссертационной работе.

ГЛАВА 2. ПОСТРОЕНИЕ СПУТНИКОВОЙ СЕТИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ «НЕСУЩАЯ В НЕСУЩЕЙ»

2.1. Описание технологии

Стоимость сегмента космической связи, как правило, формирует основную долю операционных расходов для любого спутникового обслуживания. Это напрямую влияет на жизнеспособность и рентабельность услуги. Спутниковый транспондер, имеющий ограниченные ресурсы с точки зрения пропускной способности и мощности, затрат на лизинг транспондера, определяются используемой полосой пропускания и потребляемой мощностью. Для оптимального использования спутниковая схема должна быть рассчитана на использование определенной полосы пропускания транспондера и мощности приемопередатчика.

Поскольку параметры спутниковой и земной станций фиксированы, традиционный подход к балансировке спутниковой схемы является компромиссом между модуляцией и кодированием. Модуляция более низкого порядка (BPSK, BPSK 1/2, QPSK, QPSK 1/2) требует меньшей мощности приемопередатчика при использовании большей пропускной способности. И наоборот, модуляция более высокого порядка (QPSK 2/3, QPSK 3/4, QPSK 7/8, 8-QAM 2/3, 8-QAM 3/4, 8-QAM 7/8, 16-QAM 3/4, 16-QAM 7/8) снижает требуемую полосу пропускания, но при этом значительно увеличивается мощность.

Например, Comtech EF Data разработала новую технологию оптимизации спутниковой связи – DoubleTalk® (CnC – Carrier in Carrier – «Несущая в несущей»). Помимо прямой коррекции ошибок (FEC) и модуляции, эта технология обеспечивает значительное улучшение пропускной способности и энергопотребления. Основными преимуществами являются:

Сокращение Оперативных Затрат.

Сокращение капитальных затрат, таких, как размеры и мощность передатчика или размер антенны.

Увеличение пропускной способности без использования дополнительных ресурсов транспондера.

Увеличение качества передачи, без использования дополнительных ресурсов приемопередатчика.

Возможна комбинация этих составляющих, в зависимости от поставленных задач

Уплотнение полосы пропускания технологии «Несущая в Несущей», основано на технологии «Адаптивное Вычитание».

Сигналы несущих передачи и приема дуплексной линии используют одну и ту же полосу пропускания транспондеров. На рисунке 2.1 показан типичный полnodуплексный спутниковый канал: сигналы двух несущих расположены рядом друг с другом. На рисунке 2.2 сигналы двух несущих технологии DoubleTalk «Несущая в несущей» перекрываются, и, таким образом, используют один и тот же спектр.

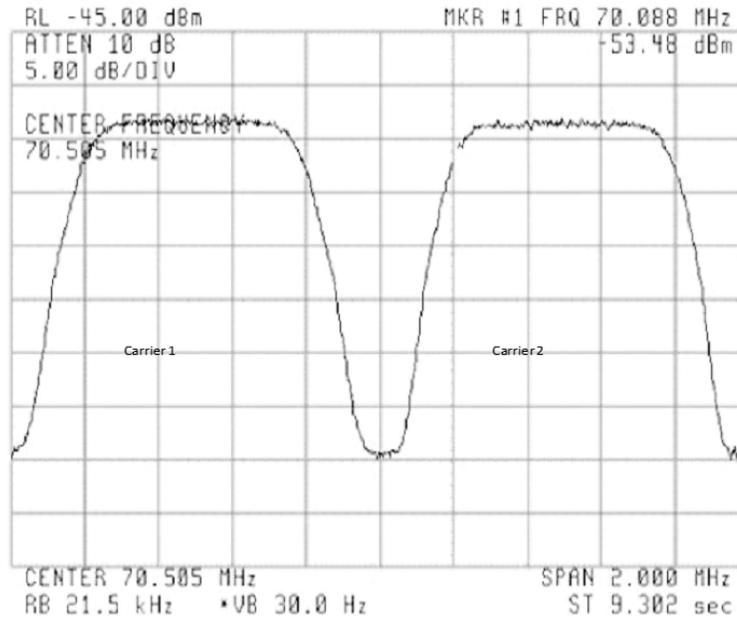


Рисунок 2.1 — Обычная полнодуплексная линия связи

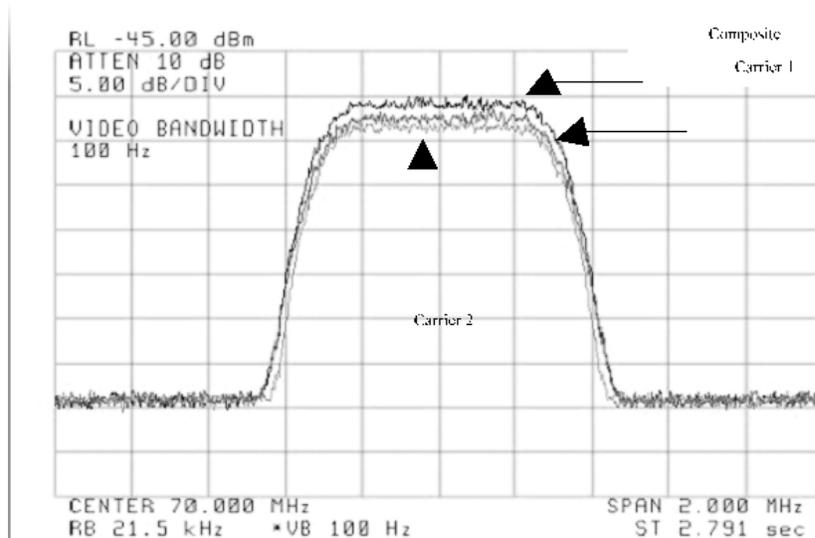


Рисунок 2.2 — Полнодуплексная линия связи с использованием технологий DoubleTalk и «Несущая в Несущей»

На анализаторе спектра виден только композитный сигнал несущей. Сигналы несущей 1 и несущей 2 показаны на рисунке 2.3 только для справки.

Здесь пользователи спутниковых каналов достигают значительно большей спектральной эффективности (бит / Гц), нежели при использовании модуляции и

FEC. Например, при использовании с 16-QAM DoubleTalk «Несущая в несущей» приближается к эффективности полосы пропускания 256-QAM (8 бит / Гц).

Таблица 2.1 — Спектральная эффективность технологии «Несущая в Несущей» [80]

Модуляция и скорость раскодированного потока данных	Спектральная эффективность (bps/Hz)	
	Обычный способ передачи – один канал на несущую	Несущая в несущей
BPSK 1/2	0.50	1.00
QPSK 1/2	1.00	2.00
QPSK 2/3	1.33	2.67
QPSK 3/4	1.50	3.00
QPSK 7/8	1.75	3.50
8-QAM 2/3	2.00	4.00
8-QAM 3/4	2.25	4.50
8-QAM 7/8	2.63	5.25
16-QAM 3/4	3.00	6.00
16-QAM 7/8	3.50	7.00

Технология DoubleTalk «Несущая в Несущей» позволяет достичь эквивалентную спектральную эффективность с использованием модуляции более низкого порядка и/или FEC. Одновременно можно снизить капитальные затраты, позволяя использовать менее мощный передатчик и/или антенну.

Технология DoubleTalk «Несущая в Несущей» может использоваться для сохранения полосы пропускания транспондера и/или мощности приемопередатчика.

В традиционной полнодуплексной спутниковой сети, выделяются отдельные спутниковые каналы для каждого направления. Если в оба направления

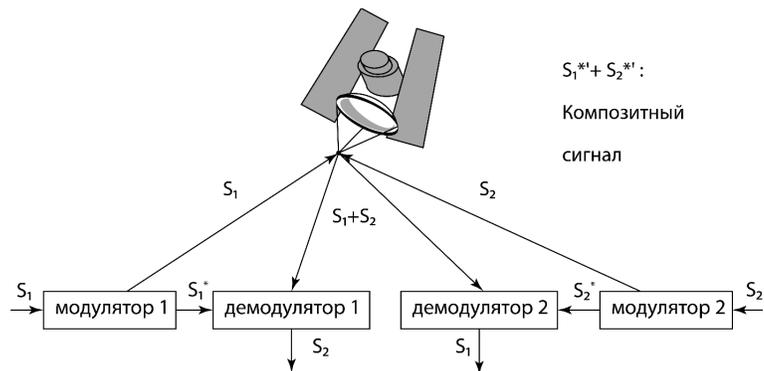
передавать сигнал по одному и тому же каналу, каждая из сторон не сможет раскодировать желаемый сигнал из-за помех, возникающих от локального модулятора. Эта помеха создается локально. Ее можно выделить и удалить до демодуляции данных, переданных от удалённых станций.

Устройство отслеживает параметрические различия между передающим и принимаемым сигналами на одной стороне (станции).

Благодаря адаптивной фильтрации с фазовой синхронизацией устройство динамически компенсирует эти различия. Соответствующим образом регулируется задержка, частота, фаза и амплитуда дискретизированного передающего сигнала. В результате удаётся качественно вычистить сигналы друг из друга.

В обычной, полнодуплексной схеме спутникового подключения для вычитания на каждый из демодуляторов передаётся копия выходного сигнала с локального модулятора.

Для вычитания сигнала в технологии «Несущая в Несущей» необходимо предоставить каждому демодулятору копию выходного сигнала локального модулятора. Так как нам известен исходный сигнал, его можно «вычистить» из композитного интерференционного сигнала до демодуляции.



S_1^* - реплика сигнала S_1 с задержкой по частоте, фазе и амплитуде

S_2^* - Реплика S_2 с задержкой по частоте, фазе и амплитуде.

Рисунок 2.3 — Функциональная схема канала «Несущая в Несущей»

Для расчёта задержки на обеих сторонах используется алгоритм поиска, который сопоставляет принятый спутниковый сигнал с сохраненной копией передаваемого сигнала от локального модулятора. Алгоритм подавления помех использует составной сигнал и локальную копию S_1 для оценки необходимых параметров масштабирования (сложный коэффициент усиления/фазы), смещения задержки и смещения частоты. Алгоритм непрерывно отслеживает изменения этих параметров, поскольку они, как правило, изменяются во времени на спутниковой линии.

Затем полученная оценка интерференционного сигнала вычитается из составного сигнала. Практически, расчёт нежелательного сигнала достаточно точен.

В существующих устройствах с минимальным ухудшением производительности демодулятора было достигнуто желательное подавление помех от 30 дБ или более.

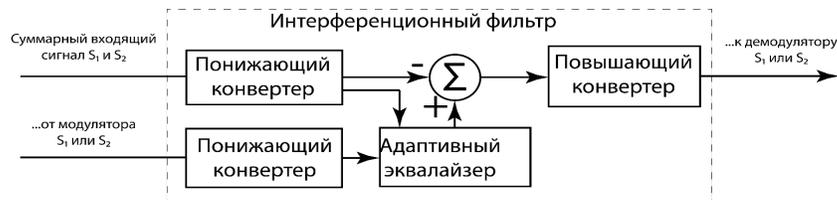


Рисунок 2.4 — Диаграмма обработки сигнала в технологии «Несущая в несущей»

Сигналы несущих в технологии «Несущая в Несущей» обычно используют одну центральную частоту. Для нормальной работы центральная частота двух несущих должна находиться в диапазоне обнаружения модема.

В зависимости от устройства, подавление помех колеблется от 28 до 35 дБ [80]. Остаточный сигнал появляется как шум, вызывающий небольшое ухудшение параметра Сигнал/Шум. Чтобы компенсировать остаточный шум, требуется небольшое количество дополнительного спектра для поддержания желаемых уровня отношения ошибок к скорости передачи (BER). Таким образом,

граничные требования, в основном, зависят от параметров самого устройства, модуляции и мощности:

Например, дополнительные требования к спутниковому модему CDM-625, такие:

Таблица 2.2 — Дополнительные требования к спутниковому модему CDM-625 [80]

Модуляция	Номинальные Границы ¹
BPSK	0.3 дБ
QPSK/OQPSK	0.3 дБ
8-PSK	0.5 дБ
8-QAM	0.4 дБ
16-QAM	0.6 дБ

Приемные и передающие станции должны находиться в одном луче (передающая станция должна возможность принимать себя).

Спутник не должен обрабатывать (модулировать или демодулировать) сигнал.

2.2. Примеры использования технологии

Рассмотрим примеры использования технологии и практические результаты.

Рассмотрим пример для одинаковых скоростей передачи данных:

¹Требуемая дополнительная мощность, необходимая для передачи той же скорости и качества передачи данных.

Таблица 2.3 — Параметры оборудования, используемых для традиционной передачи данных [80]

Спутник и Транспондер	Galaxy 18 @ 123° W, 13K/13K
Наземная станция 1	Phoenix, AZ, 4.6 м
Наземная станция 2	Phoenix, AZ, 2.4 м
Скорость передачи данных	512 кб/сек / 512 кб/сек
Доступность	≥ 99.97%

Обычная связь, основанная на параметрах: QPSK TPC $\frac{3}{4}$, для которой требуется диапазон 0.96 МГц:

Описание каналов связи:

Таблица 2.4 — Параметры традиционных каналов связи

Мультитранспондер	Канал 1	Канал 2	
Количество каналов: 2			
Модуляция	QPSK	QPSK	
Скорость передачи данных	512.0	512.0	кбит/сек
Код кодировки ошибок	.7500	.7500	
Скорость кодирования	N/A	N/A	
Чистое небо сигнал/шум	9.3	8.7	дБ
Число действующих несущих	1	1	
Передающий код	4_6M	2_4M	

Передающий код, размер	4.6	2.4	м
Приёмный код	2_4М	4_6М	
Приёмный код, размер	2.4	4.6	м
Приёмное усиление антенны	24.5	29.0	дБ/К

Суммарно используемые ресурсы:

Таблица 2.5 — Суммарно используемые ресурсы при использовании обычного канала связи

Расчёт канала связи			Общая полоса пропускания	.9557	МГц
Мультитранспондер			Общая полоса пропускания передатчика	.8208	МГц
Общая изотропность			Используемая полоса пропускания передатчика	.9557	МГц
Излучаемая мощность передатчика	20.1	дБВт	Доступная полоса пропускания	1.0000	МГц
Доступная излучаемая мощность передатчика	20.9	дБ Вт			МГц
Уровень сигнала			Запас	.0443	МГц

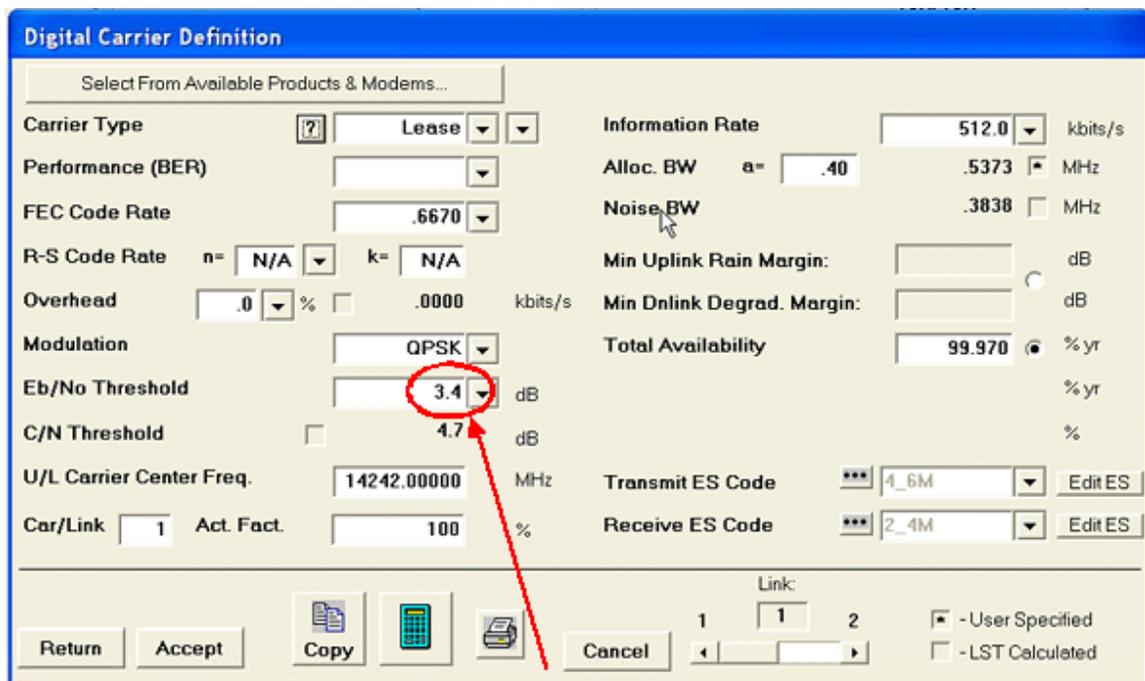
Задействованная полоса пропускания = 0.9557 МГц, для передатчика = 0.8208 МГц.

Арендванная полоса пропускания = 0.9557 МГц.

Варианты канала «Несущей в Несущей» включали варианты различной модуляции и кодов FEC для определения оптимальной комбинации:

- 8-QAM, LDPC 2/3 с несущей в несущей
- QPSK, LDPC 3/4 с несущей в несущей
- QPSK, LDPC 2/3 с несущей в несущей
- QPSK, LDPC 1/2 с несущей в несущей

Пример настройки параметров канала связи для QPSK, LDPC 2/3 с использованием технологии «Несущая в Несущей»:



Включая границы Промежуточной и Радио Частот и модуляцию «Несущая в Несущей»

Рисунок 2.5 — Скриншот программы настройки модема CDM-625 с технологией «Несущая в несущей»

Описание канала связи:

Таблица 2.6 — Описание параметров канала связи технологии
«Несущая в несущей»

Мультитранспондер	канал 1	канал 2	
Число каналов связи: 2	QPSK	QPSK	
Скорость передачи данных	512.0	512.0	Кбит/сек
Эквивалентная скорость кодировки ошибок	.6670	.6670	
Скорость коррекции	N/A	N/A	
Чистое небо сигнал/шум	7.9	7.3	дБ
Число действующих несущих	1	1	
Передающий код	4_6M	2_4M	
Передающий код, размер	4.6	2.4	м
Принимающий код	2_4M	4_6M	
Принимающий код, размер	2.4	4.6	
Коэффициент усиления антенны на приём	24.5	29.0	дБ/К

Суммарно используемые ресурсы:

Таблица 2.7 — Описание суммарно используемых ресурсов канала связи технологии «Несущая в несущей»

Мультитранспондер		Суммарная полоса пропускания	1.0747 МГц
Изотропная излучаемая мощность передатчика	18.6 дБ Вт	Суммарная полоса пропускания передатчика	0.5777 МГц
Доступная излучаемая мощность передатчика	21.4 дБ Вт	Используемая полоса пропускания	1.0747 МГц
Уровень сигнала	2.8 дБ	Суммарная доступная полоса пропускания	1.10000 МГц
		Границы (доступная оптимизация)	0.0254 МГц

Уровень сигнала 2.8dB. Номинальные границы — 0.0253МГц

Полоса пропускания «Несущей в Несущей» = $1.0747 / 2 = 0.53735$ МГц

Полоса пропускания передатчика = 0.5777 МГц

Различные виды модуляции и кодировки могут встречаться в следующих комбинациях:

Таблица 2.8 — Сочетания видов модуляции и кодировки
в каналах связи «Несущая в несущей»

№	Модуляция и тип кодирован ия	Задействованн ая полоса частот	Полоса частот передатчи ка (МГц)	Использованн ая полоса частот (МГц)	Экономи я	Выигры ш по уровню сигнала
1	8-QAM, LDPC 2/3	0.3584	1.1468	1.1468	-20%	2.1
2	QPSK, LDPC 3/4	0.47785	0.6734	0.6734	30%	2.1
3	QPSK, LDPC 2/3	0.53735	0.5777	0.5777	40%	2.1
4	QPSK, LDPC 1/2	0.7168	0.5184	0.7168	25%	2.1

Основываясь на этих данных (QPSK, LDPC 2/3) можно сказать, что технология «Несущая в Несущей», обеспечивает максимальную экономию в 40%.

Кроме сокращения полосы пропускания на 40%, использование технологии «Несущая в Несущей» и код LDPC, также уменьшило требуемую мощность передатчика почти на 40%.

Таблица 2.10 — Энергетический выигрыш

Обычный канал связи (QPSK, TPC 3/4)	Канал связи «Несущая в Несущей» (QPSK, LDPC 2/3)	Экономия мощности передатчика	
HPA @ 4.6 m	0.7 W	0.5 W	40%
HPA @ 2.4 m	1.5 W	1.1 W	36%

Пример связи с разными скоростями передач данных. Поскольку занятая (или выделенная полоса пропускания) для технологии «Несущая в Несущей» используется самой широкой из двух несущих, настоятельно рекомендуется, чтобы меньшая по полосе частот несущая находилась внутри используемого спектра с использованием модуляции более низкого порядка и/или FEC.

Распространение несущей с меньшей полосой частот при использовании модуляции более низкого порядка имеет несколько преимуществ:

- Модуляция более низкого порядка всегда более надежна.
- Модуляция нижнего порядка использует меньшую мощность приемопередатчика.
- Уменьшает общую полосу частот на транспондере.
- Экономит мощность канала на спутнике.
- Модуляция более низкого порядка уменьшает мощность передачи на земле.

Пример традиционного канала связи.

Таблица 2.11 — Пример традиционного канала связи

Спутник и транспондер IS-901 @ 342° W, 22/22 (EH/EH)	Наземная станция 1 Africa
4.5 м	Наземная станция 2 Africa
3.0 м	Скорость передачи данных 3000 килобайт сек / 1000 килобайт сек

Традиционное построение канала связи с модуляцией QPSK, коррекцией $\frac{3}{4}$ и выделенной полосой частот 3.9 МГц. При использовании технологии «Несущая в Несущей» с модуляцией QPSK, коррекцией $\frac{1}{2}$, полоса частот заняла 2.8 МГц вместо 3.9 МГц в первом случае.

Это отражено в следующей таблице:

Таблица 2.12 — Параметры традиционного канала связи

	Традиционный канал связи			Технология «Несущая в Несущей» с коррекцией			Экономика
	С головной на удалённую	С головной станции на удалённую	От удалённой к головной	Всего	С головной на удалённую	От удалённой к головной	
Скорость передачи данных (кб в сек)	3000	1000		3000	1000		
Модуляция	QPSK	QPSK		QPSK	QPSK		
Тип коррекции	TPC 3/4	TPC 3/4		LDPC 3/4	LDPC 1/2		
Полоса частот (МГц)	2.8	0.9	3.7	2.8	1.4	2.8	
Эквивалентная полоса частот передатчика (МГц)	3.3	0.6	3.9	2.5	0.3	2.8	
Используемая полоса частот (МГц)			3.9			2.8	28%
	Обычный канал связи			«Несущая в несущей» LDPC			
Мощность передатчика	26.0			20.3			22%

ГОЛОВНОЙ станции (Вт)			
Мощность передатчика удалённой станции (Вт)	10.6	6.4	40%

Мощность Передатчика Удалённой Станции (Вт) 10.6 6.4 40%

Если бы этот канал был реализован с использованием QPSK, LDPC 3/4 в обоих направлениях, были бы необходимы следующие параметры:

Таблица 2.12 — Параметры канала связи с использованием QPSK и LDPC 3/4

Задействованная Полоса Частот	2.8 МГц	
Эквивалентная энергетическая полоса частот	3.0 МГц	7.2% прироста в эквивалентной энергетической полосе частот
Используемая Полоса Частот	3.0 МГц	7.2% прироста в используемой Полосе Частот
Мощность Головной Станции	20.3 Вт	
Мощность Удалённой Станции	8.3 Вт	30% прироста в мощности

Пример канала с ограничением по мощности.

Технология «Несущая в Несущей» может обеспечить нормальную работу канала связи, даже если исходящий сигнал ограничен по мощности. Распространение несущей с использованием более низкой модуляции и/или более

высокой коррекцией ошибок. Например, VersaFEC, может существенно снизить общую мощность. Однако, этот канал можно использовать при помощи технологии «Несущая в Несущей».

Концепция проиллюстрирована ниже при передаче сигнала из точки А в точку В и наоборот, как показано на рис. 2.6:

Обычный канал и несущая используют 8-PSK, TPC 3/4:

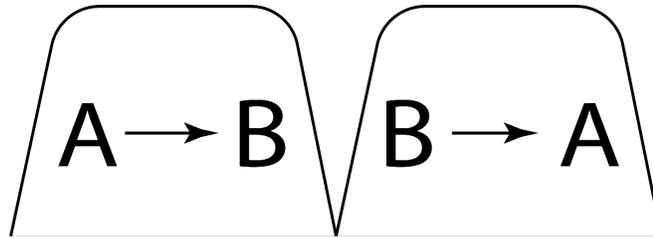


Рисунок 2.6 — Спектр обычного канала

Переключение на VersaFEC и использование модуляции более низкого порядка - скажем, QPSK, VersaFEC 0.803 увеличивает общую занятую полосу пропускания, уменьшая общую эквивалентную пропускную способность:

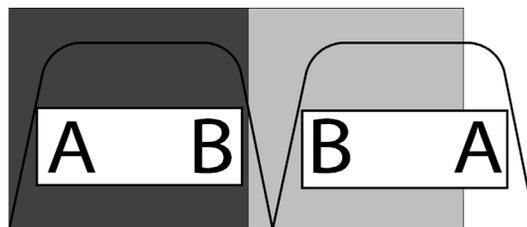


Рисунок 2.7 — Спектр канала с использованием технологии «Несущая в несущей»

Теперь, используя DoubleTalk и «Несущая в Несущей», второй QPSK, на несущей VersaFEC 0.803 могут быть перемещены на первую несущую, тем самым значительно уменьшая общую занятую полосу пропускания. Тогда общая эквивалентная пропускная способность, по сравнению с исходными параметрами 8-PSK при TPC 3/4.

После сложения спектров А-В и В-А получаем композитный сигнал, как показано на рис. 2.8.

Скорость передачи данных в кб. В сек.	2048	2048		2048	2048		
Модуляция	8-PSK	8-PSK		QPSK	QPSK		
Тип коррекции ошибок	TPC 3/4	TPC 3/4		0.803	0.803		
Задействованная полоса (МГц)	1.3	1.3	2.6	1.8	1.8	1.8	
Эквивалентная энергетически полоса частот (МГц)	2.2	1.0	3.2	1.1	0.5	1.6	
Используемая полоса частот (МГц)			3.2			1.8	44%
Мощность передатчика головной станции (Вт)	5.0			2.0			60%
Мощность передатчика удалённой станции (Вт)	11.6			4.7			60%

Замечание: Включая отражение и потери в 1 дБ в фидерной системе

Использование «Несущая в Несущей» и VersaFEC сократило пропускную способность арендованной полосы почти на 44%, а мощность передатчика на 60%.

При правильном выборе модуляции и кодирования коррекции совместно с технологией «Несущая в Несущей», можно достичь «многомерной» оптимизации для удовлетворения почти любых требований:

Минимизировать арендованную пропускную ёмкость транспондера.

Снизить мощность передатчика.

Уменьшить размер антенны.

Увеличить качество приёма.

Все эти параметры можно комбинировать, по необходимости.

Следующий пример иллюстрирует компромиссы оптимизации для сети, обеспечивающей 22 дуплексных E1 между головной станцией и 5 удалёнными станциями.

Таблица 2.15 — Пример использования сети с пятью удалёнными станциями

Топология Сети	«Звезда»
Головная Станция	7.2 m Антенна
Удалённая Станция	5 x 3.8 m Антенна
Всего Дуплексных Каналов	22 x E1
Транспондер	IS-904 @ 60° E, 11/11 (WH/WH)

Варианты исходных сетей для оптимизации

Исходная сеть использует TPC 8-PSK 3/4. Полоса пропускания и требования по мощности сведены в следующую таблицу:

Таблица 2.16 — Параметры системы с пятью удалёнными станциями

Модуляция и Кодирование	8-PSK, TPC 3/4
Задействованная Полоса Частот	56.1 МГц
Полоса Частот, эквивалентной мощности	58.6 МГц

Используемая Полоса Частот	58.6 МГц
Передатчик Головной станции	731.8 Вт
Передатчик Удалённой Станции 1	112.5 Вт
Передатчик Удалённой Станции 2	136.2 Вт
Передатчик Удалённой Станции 3	96.1 Вт
Передатчик Удалённой Станции 4	54.4 Вт
Передатчик Удалённой Станции 5	55.5 Вт

Оптимизация арендованной полосы пропускания и требования по мощности передатчика

«Несущая в Несущей» использует следующие настройки: 8-QAM, LDPC 2/3
43% экономии арендованной полосы частот и
42% экономии мощности передатчика:

Таблица 2.17 — Пример построения сети 8-QAM, LDPC 2/3

	Существующая сеть	С модемом CDM-625	Выигрыш с технологией «несущая в несущей»
Модуляция и Кодирование	8-PSK, TPC 3/4	8-QAM, LDPC 2/3	
with «Несущая в несущей»			
Задействованная Полоса Частот	56.1 МГц	31.5 МГц	44%
Эквивалентная Энергетически	58.6 МГц	33.7 МГц	43%

Полоса Частот			
Используемая Полоса Частот	58.6 МГц	33.7 МГц	43%
Передатчик Головной Станции	731.8 Вт	421.7 Вт	42%
Передатчик Удалённой Станции 1	112.5 Вт	65.3 Вт	42%
Передатчик Удалённой Станции 2	136.2 Вт	79.0 Вт	42%
Передатчик Удалённой Станции 3	96.1 Вт	55.8 Вт	42%
Передатчик Удалённой Станции 4	54.4 Вт	31.6 Вт	42%
Передатчик Удалённой Станции 5	55.5 Вт	32.2 Вт	42%

Использование параметров для «Несущая в Несущей» QPSK, LDPC 2/3 даёт:

68-79% экономии мощности передатчика и

На 2.8 дБ понижает минимальный уровень сигнала

При использовании на 19% меньше полосы пропускания

Таблица 2.20 — Пример построения сети на технологии «Несущая в несущей» для QPSK, LDPC 2/3

	Обычная Сеть	С модемом CDM-625	Экономия LDPC и «Несущая в Несущей»
Модуляция и Кодирование	8-PSK, TPC 3/4	QPSK, LDPC 2/3	
with «Несущая в несущей»			
Задействованная Полоса Частот	56.1 МГц	47.3 МГц	16%
Энергетически Эквивалентная Полоса Частот	58.6 МГц	19.0 МГц	68%
Используемая Полоса Частот	58.6 МГц	47.3 МГц	19%
Изотропно Излучаемая Мощность Передатчика	0.0 дБ	2.8 дБ	2.8 дБ
Передатчик Головной Станции	731.8 Вт	237.3 Вт	68%
Передатчик Удалённой Станции 1	112.5 Вт	23.4 Вт	79%
Передатчик Удалённой	136.2 Вт	28.2 Вт	79%

Станции 2			
Передатчик Удалённой Станции 3	96.1 Вт	20.0 Вт	79%
Передатчик Удалённой Станции 4	54.4 Вт	11.3 Вт	79%
Передатчик Удалённой Станции 5	55.5 Вт	11.5 Вт	79%

Используем «Несущая в Несущей» с QPSK, LDPC 2/3. Это позволяет уменьшить размер антенны головной станции до 4,8 м, обеспечивает:

- Снижение требований к мощности передатчика на 27-64%
- Дополнительный запас 1,9 дБ для увеличения доступности при использовании на 19% арендованной ёмкости полосы пропускания

Таблица 2.21 — Сравнение параметров обычной сети с сетью, использующей CDM-625

	Обычная сеть	С CDM-625	Выигрыш LDPC & «Несущая в Несущей»
Антенна на Головной Станции	7.2 м	4.8 м	
Антенна на удалённых станциях	3.8 м	3.8 м	

Модуляция и Кодирование	8-PSK, TPC 3/4	QPSK, LDPC 2/3	
С «несущая в несущей»			
Задействованная полоса частот	56.1 МГц	47.3 МГц	16%
Энергетически эквивалентная полоса частот	58.6 МГц	23.3 МГц	60%
Общий ресурс	58.6 МГц	47.3 МГц	19%
Изотропно Излучаемая Мощность Передатчика	0.0 дБ	1.9 дБ	1.9 дБ Extra Margin
Передатчик Головной Станции	731.8 Вт	533.9 Вт	27%
Передатчик на удалённой станции 1	112.5 Вт	40.4 Вт	64%
Передатчик на удалённой станции 2	136.2 Вт	48.7 Вт	64%
Передатчик на удалённой станции 3	96.1 Вт	34.5 Вт	64%
Передатчик на	54.4 Вт	19.5 Вт	64%

удалённой станции 4			
Передатчик удалённой станции 5	на 55.5 Вт	19.9 Вт	64%

Пример эксплуатационного тестирования технологии «Несущая в Несущей».

Проверка работы оборудования «Несущая в Несущей» оценивается по уменьшению отношения Сигнал/Шум. Оно должно находиться в пределах опубликованных таблиц для наблюдаемого коэффициента спектральной плотности мощности.

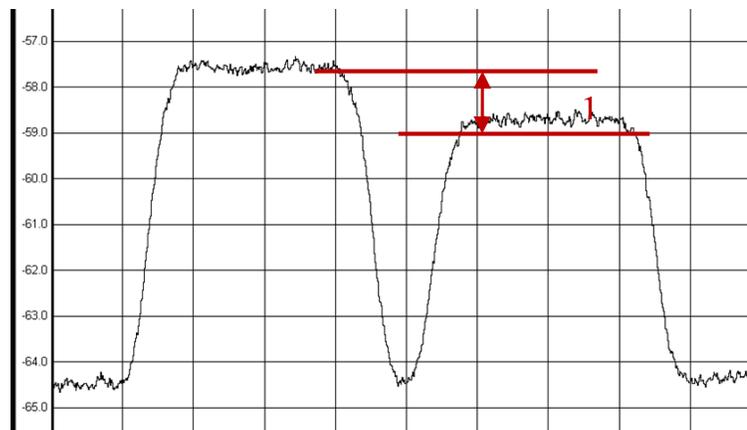


Рисунок 2.9 — Показания спектрального анализатора при подключении Точка-Точка

Рассмотрим пример подключения оборудования «Несущая в Несущей», как показано на рис. 2.9:

1. Настраиваем обычное подключение с ожидаемым соотношением Сигнал/Шум.
2. Функция «Несущая в Несущей» должна быть выключена.
3. Записываем параметры Сигнал/Шум так, как они отображаются на модеме.
4. Наблюдаем за двумя несущими на спектр-анализаторе и записываем соотношения несущих по Энергетической Спектральной Мощности.

5. Например, полнодуплексный канал 512 килобит/сек., модуляция QPSK, коррекция с малой плотностью проверок на чётность (LDPC), 4.6 м диаметр антенны головной станции, 2.4 м. — диаметр антенн удалённых станций.

б. На обоих модемах показания соотношения Сигнал/Шум равно 2.6 дБ.с.

Показатель коэффициента Энергетической Спектральной Мощности — 1.2 дБ (замер производится на большей антенне)

Теперь, репозиционируем одну из несущих поверх другой несущей.

Включаем «Несущая в Несущей», как показано на рис. 2.10. Записываем показания модема соотношений Сигнал/Шум.

Вычисляем разницу между обоими случаями и сверяем со спецификацией.

Тестовое подключение:

Записанное соотношение Сигнал/Шум = 2.4 дБ.

Изменение соотношения Сигнал/Шум = 0.2 дБ.

Уменьшение параметра Сигнал/Шум согласно спецификации должно быть 1.2 дБ и Энергетической Спектральной Плотности = 0.3 дБ

Параметры производительности модема соответствуют спецификации

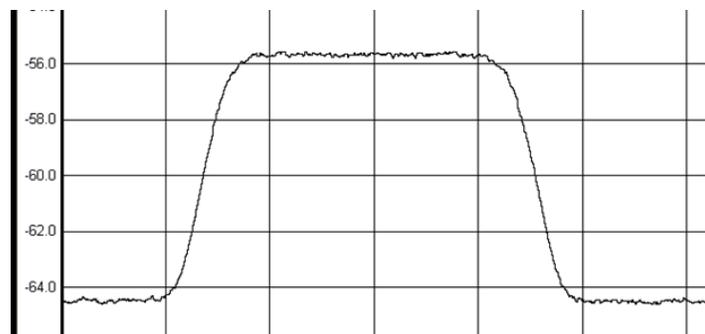


Рисунок 2.10 — Показания спектрального анализатора при подключении точка-точка с включённой функцией «Несущая в Несущей»

Технология «Несущая в Несущей» не оказывает заметного влияния на задержку цепи.

Технология Comtech EF Data DoubleTalk «Несущая в несущей» может обеспечить значительную экономию эксплуатационных расходов. При оценке DoubleTalk «Несущая в несущей» следует учитывать следующее:

Технология DoubleTalk «Несущая в несущей» может использоваться только для полнодуплексных линий, где передающая земная станция может принимать себя.

Технология DoubleTalk «Несущая в несущей» может использоваться в ограниченных полосах пропускания, ограниченных мощностях или ограничениях пропускной способности и мощности.

Максимальная экономия обычно достигается, когда исходная ссылка симметрична по скорости передачи данных.

Технология «Несущая в несущей» полностью совместима с режимом работы адаптивного кодирования и модуляции VersaFEC (Коррекция Автоматического Уровня в Мощности) на CDM-625.

Технология «Несущая в несущей» в сочетании с VersaFEC Коррекцией Автоматического Уровня Мощности может обеспечить увеличение на 100–200% средней пропускной способности.

Технология «Несущая в Несущей» и автоматическое управление мощностью восходящей линии могут использоваться совместно для компенсации затухания при дожде или других динамических потерях при передаче сигнала. Однако максимальное изменение уровня мощности передачи ограничено 3 дБ.

2.3. Выводы

Технология Comtech EF Data DoubleTalk «Несущая в несущей» может обеспечить значительную экономию эксплуатационных расходов. При оценке DoubleTalk «Несущая в несущей» следует учитывать следующее:

Технология DoubleTalk «Несущая в несущей» может использоваться только для полнодуплексных линий, где передающая земная станция может принимать себя.

Технология DoubleTalk «Несущая в несущей» может использоваться в ограниченных полосах пропускания, ограниченных мощностях или ограничениях пропускной способности и мощности.

Максимальная экономия обычно достигается, когда исходная ссылка симметрична по скорости передачи данных.

Технология «Несущая в несущей» полностью совместима с режимом работы адаптивного кодирования и модуляции VersaFEC (Коррекция Автоматического Уровня в Мощности) на CDM-625.

Технология «Несущая в несущей» в сочетании с VersaFEC Коррекцией Автоматического Уровня Мощности может обеспечить увеличением на 100–200% средней пропускной способности.

ГЛАВА 3. ПОСТРОЕНИЕ СПУТНИКОВОЙ СЕТИ С ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМ УПЛОТНЕНИЕМ КАНАЛА СВЯЗИ

3.1. Схема построения спутниковой сети с поляризационным уплотнением спутникового сегмента

Традиционно, чтобы обеспечить полнодуплексную связь между головной станцией (HUB) и удаленными станциями, используется структура сети, показанная на рис. 3.1. Головная станция передает широкополосный сигнал (H) для многостанционного доступа, удаленные станции, в свою очередь, передают узкополосные сигналы (R_k), которые принимаются головной станцией. Эти сигналы R_k имеют меньшую мощность, чем широкополосный сигнал головной станции. В этом случае структура распределения спектра показана на рис. 3.2.

Для рационального использования энергетического спектра спутникового сегмента используется идея построения сети VSAT с двойным использованием частот. Она основана на том, что и головная и удаленные станции используют для передачи одни и те же частоты в одном транспондере в обеих поляризациях (LHCP-RHCP или вертикальная-горизонтальная). Задача заключается в том, чтобы произвести математический и графический анализ системы, а также выявить условия и закономерности построения таких сетей, при которых можно получить оптимальные результаты. Описание системы используется в патенте автора на полезную модель №134722 «Головная станция спутникового сегмента системы связи» [3].

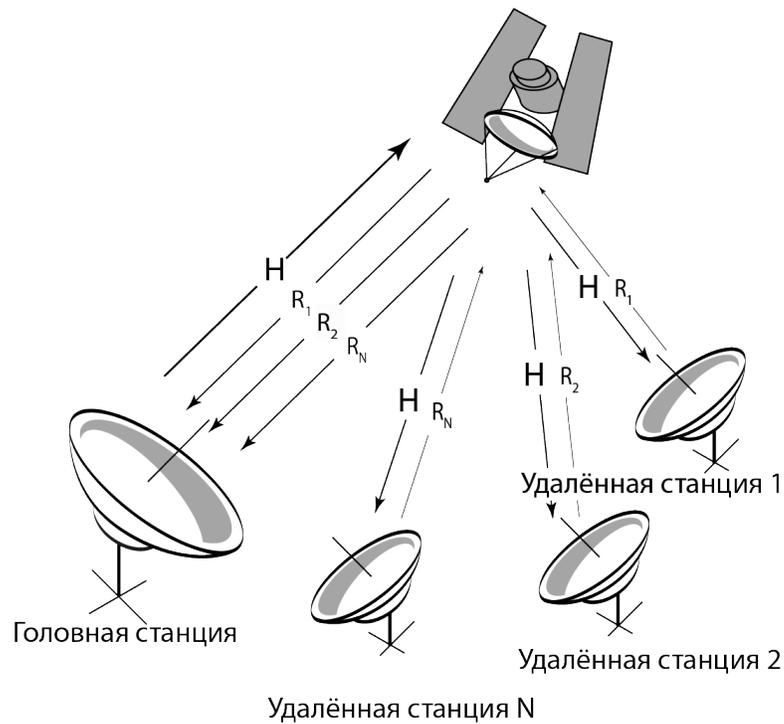


Рисунок 3.1 — Традиционная схема организации спутниковой сети по типу звезда

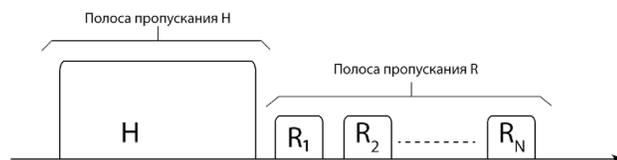


Рисунок 3.2 — Спектр сигналов

При конфигурации спутниковой сети, где головная станция имеет антенну большего диаметра, чем антенны удаленных станций, где R_k – передающие сигналы от удаленных станций, которые имеют меньшую мощность, чем

широкополосный передающий сигнал от головной станции Н. В этом случае зависимость сигнал-интерференция на удалённой станции будет достаточной, чтобы принять сигнал от головной станции в каждой поляризации.

3.2. Математический расчет энергетического спектра спутниковых сигналов для технологии «несущая в несущей» с поляризационным уплотнением

Рассмотрим, как сигналы от удаленных станций влияют на суммарный сигнал (aggregate signal) на приемной части отдельной удаленной станции. Проанализируем сигнал для данной конфигурации (рисунок 3.3), суммарный сигнал (A) на входе спутникового модема:

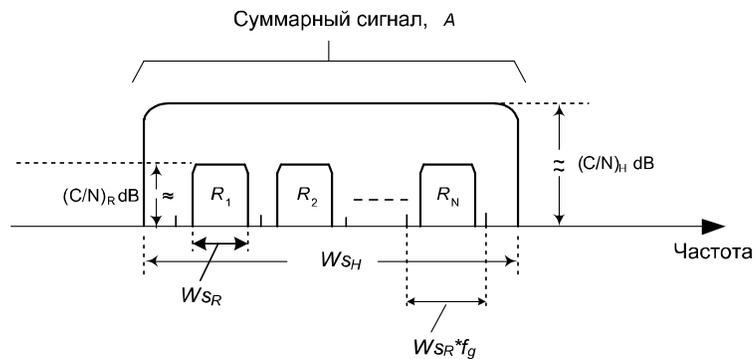


Рисунок 3.3 — Суммарный сигнал на приемной части удаленной станции

$$A = H + R_1 + L + R_N = H + R_{Comp} \quad (1.1)$$

Где:

R_{Comp} — суммарная мощность всех несущих от удаленных станций внутри широкополосного сигнала головной станции.

H — широкополосный сигнал от головной станции (Hub)

R_N — несущие от удаленных станций (где n количество станций)

Максимальное число несущих от удаленных станций, которые могут разместиться «внутри» широкополосного сигнала головной станции, можем рассчитать по формуле:

$$N = \frac{W_{S_H}}{W_{S_R} f_g} = \frac{W_{S_H}}{W_{S_R}} \frac{1}{f_g} \quad (1.2)$$

где W_{S_H} — Ширина полосы сигнала головной станции

W_{S_R} — Ширина полосы сигнала удаленной станции

Ширина полосы на спутнике для n удаленных станций (R_n)

$W_R = W_{S_R} f_g$ — граничный фактор (ширина полосы между близлежащими несущими обычно принимается как (1.4))

Примем коэффициент отношения мощности головного сигнала к суммарному сигналу от удаленных станций:

$$\frac{H}{R_{Comp}} = \frac{H}{(R_1 + R_2 + \dots + R_n)} \quad (1.3)$$

Предположив, что (обычная конфигурация сети) $R_1=R_2=\dots=R_N$, имеем:

$$\frac{H}{R_{Comp}} = \frac{H}{(R_1 + R_2 + \dots + R_n)} = \frac{H}{N \times R} = \left(\frac{H}{R}\right) \left(\frac{1}{N}\right) \quad (1.4)$$

Подставляем (1.2) в (1.4) и получаем:

$$\frac{H}{R_{Comp}} = \left(\frac{H}{R}\right) \left(\frac{1}{N}\right) = \left(\frac{H}{R}\right) \left(\frac{1}{\frac{W_{S_H}}{W_{S_R} f_g}}\right) = \left(\frac{H}{R}\right) \left(\frac{W_{S_R}}{W_{S_H}}\right) f_g \quad (1.5)$$

Где: $\left(\frac{R}{W_{S_R}}\right) = R_o$ — спектральная плотность мощности, т.е., функция, описывающая распределение мощности сигнала в зависимости от частоты.

$\left(\frac{H}{W_{S_H}}\right) = H_o$ — спектральная плотность мощности головной станции.

Перепишем выражение (1.5) в виде:

$$\frac{H}{R_{Comp}} = \left(\frac{H_o}{R_o} \right) f_g \quad (1.6)$$

На анализаторе спектра H_o/R_o представляет собой $(C+N)/N$ разницу между несущими удаленной и головной станций, что отражено на рисунке 3.4.

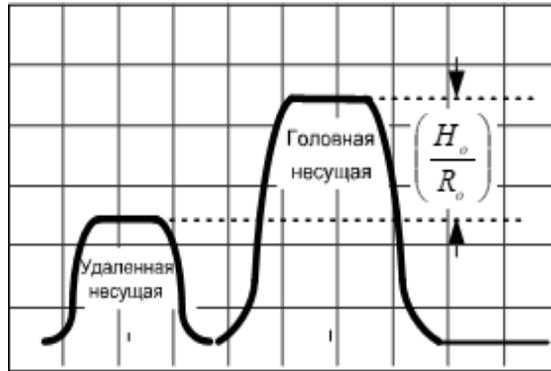


Рисунок 3.4 — несущие от удаленной и головной станций

Тогда (1.6) может быть переписано как:

$$\frac{H}{R_{Comp}} = E f_g \quad (1.7)$$

или для дБ:

$$\frac{H}{R_{Comp}} = E_{dB} + F_{dB} \quad (1.8)$$

Параметр коэффициента потока мощности (E_{dB}) будет зависеть от размера антенны, типа модуляции и коэффициента (кодов) коррекции (FEC_{Code}), которые используются для спутникового канала.

$$\left(\frac{H_o}{R_o} \right) \approx f \left[\left(\frac{\phi_H}{\phi_R} \right)^2, Mod, FEC \right] \quad (1.9)$$

Выражение (1.6) можно записать как:

$$\frac{H}{R_{Comp}} = \left(\frac{H}{R} \right) \left(\frac{W_{S_R}}{W_{S_H}} \right) f_g \quad (1.10)$$

или для дБ:

$$\frac{H}{R_{Comp}} = \left(\frac{H}{R} \right)_{dB} - 10 \log \left(\frac{W_{S_H}}{W_{S_R}} \right)_{dB} + 10 \log (f_g)_{dB} \quad (1.10.1)$$

Таким образом, выражение $\left(\frac{C}{N} \right)_{Total}$ для удаленной станции задается:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{Total}^{Remote} = \left(\frac{C}{N}\right)_{UP} \left(\frac{C}{N}\right)_{Down} \left(\frac{C}{I_M}\right) \left(\frac{C}{N}\right)_{Rcomp} \quad (1.11)$$

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{RComp} = \frac{H}{R_{Comp}} \quad (1.12)$$

$$Z = XY = 10 \log \left[\frac{1}{10^{10} \frac{X}{Y}} + \frac{1}{10^{10}} \right] \quad (1.13)$$

Где, $\left(\frac{C}{N}\right)_{RComp}$ представляет собой новый коэффициент шума и интерференции, добавленной в спутниковый канал. Так как широкополосный сигнал от головной станции H мощнее, чем суммарный сигнал от удаленных станций R_k , то он может быть демодулирован на приемной части удаленной станции.

Рассмотрим сигналы на приемном тракте головной станции. Для простоты рассмотрим только случай для одной поляризации (но все выводы будут верны также и для случая с двумя поляризациями). На рисунке 3.5 показана схема построения сети по топологии «звезда» с поляризационным уплотнением каналов.

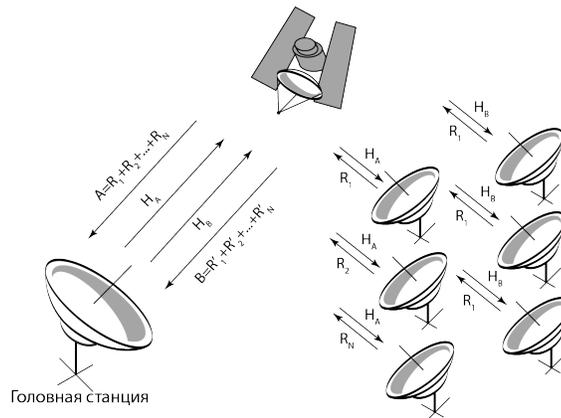


Рисунок 3.5 — Схема построения сети по топологии «звезда» с поляризационным уплотнением каналов

Схема подключения интерференционного фильтра в приёмно-передающий тракт головной станции показана на рисунке 3.6.

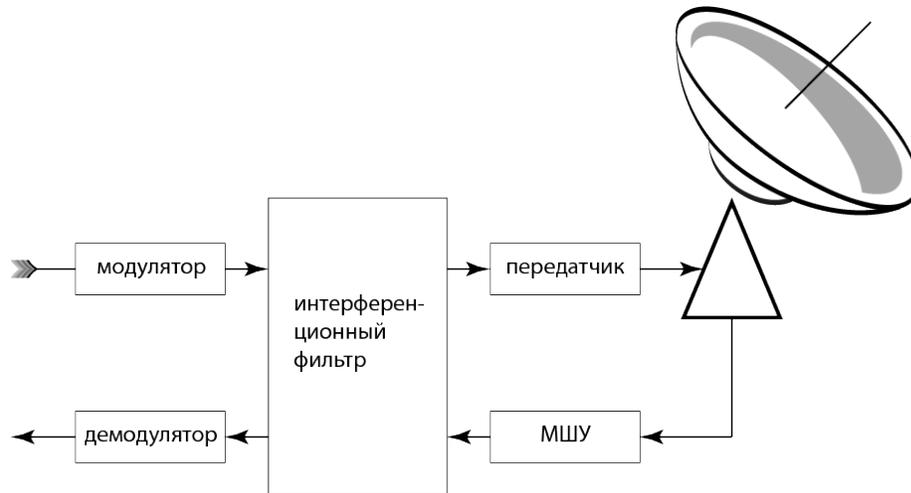


Рисунок 3.6 — Блок-схема приёмо-передающего тракта с интерференционным фильтром.

Схема подключения интерференционного фильтра показана на рисунке 3.7.

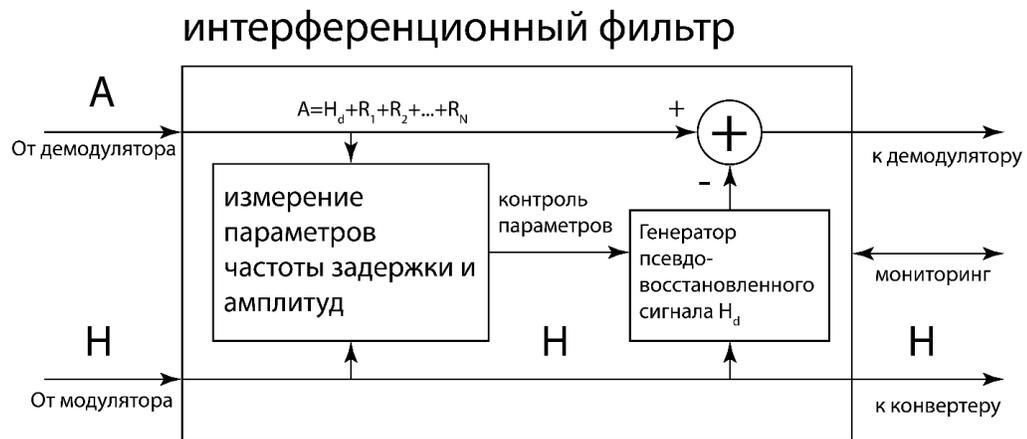


Рисунок 3.7 — Схема подключения интерференционного фильтра приемо-передающем тракте головной станции.

Мощность потока сигнала (H_0) задана:

$$H_0 = \frac{H}{W_{S_H}} \quad (2.1)$$

Мощность интерференции (I_H) сигнала (H) по отношению к сигналам (R) с данной полосой частот:

$$I_H = H_0 W_{S_R} = \left(\frac{H}{W_{S_H}} \right) W_{S_R} = H \left(\frac{W_{S_R}}{W_{S_H}} \right) \quad (2.2)$$

Зависимость между сигналами от удаленных и головной станций (для приемной части головной станции) может быть записана как:

$$\frac{R}{I_H} = \frac{R}{H \left(\frac{W_{S_R}}{W_{S_H}} \right)} = \left(\frac{R}{H} \right) \left(\frac{W_{S_H}}{W_{S_R}} \right) \quad (2.3)$$

$$\frac{R}{I_H} = \frac{\left(\frac{R}{W_{S_R}} \right)}{\left(\frac{H}{W_{S_H}} \right)} \quad (2.4)$$

Мы видим, что:

$\left(\frac{R}{W_{S_R}} \right) = R_0$ — плотность мощности несущей от удаленной станции;

$\left(\frac{H}{W_{S_H}} \right) = H_0$ — плотность мощности несущей от головной станции.

Заменяя R_0 и H_0 в (2), мы имеем:

$$\frac{R}{I_H} = \frac{\left(\left(\frac{R}{W_{S_R}} \right) \right)}{\left(\left(\frac{H}{W_{S_H}} \right) \right)} = \frac{R_0}{H_0} = \frac{1}{\left(\frac{H_0}{R_0} \right)} \quad (2.5)$$

Где, $\left(\frac{H_0}{R_0} \right)$ представляет собой E_{dB} ; затем (2.5) можно записать как

$$\frac{R}{I_H} = \frac{1}{\left(\frac{H_0}{R_0} \right)} = \frac{1}{E} \quad (2.6)$$

или

$$\frac{R}{I_H} = -E_{dB} \quad (2.6.1)$$

Это выражение может быть оценено как E_{dB} , его значение можно наблюдать на анализаторе спектра. Оно должно быть больше 1 на входе нашего прибора (фильтра).

После прохождения фильтра сигнал H будет уменьшен на величину z (или уменьшен в z раз, $z > 1$). Назовем этот параметр как I_{c_H}

Таким образом, выражение (2.5) можно переписать как:

$$\frac{R}{I_{c_H}} = \frac{1}{\left(\frac{H_0}{\frac{z}{R_0}}\right)} = \frac{1}{\left(\frac{H_0}{R_0}\right)} z = \frac{z}{E} \quad (2.7)$$

или

$$\frac{R}{I_{c_H}} = Z_{dB} - E_{dB} \quad (2.7.1)$$

а также:

$$\frac{R}{I_{c_H}} = \frac{R}{\left(\frac{I_H}{z}\right)} = \frac{R}{\frac{H}{z} \left(\frac{W_{S_R}}{W_{S_H}}\right)} = \left(\frac{R}{H}\right) \left(\frac{W_{S_H}}{W_{S_R}}\right) z = \frac{1}{\left(\frac{H}{R}\right)} \left(\frac{W_{S_H}}{W_{S_R}}\right) z \quad (2.8)$$

$$\frac{R}{I_{c_H}} = -\left(\frac{H}{R}\right)_{dB} + 10 \log \left(\frac{W_{S_H}}{W_{S_R}}\right)_{dB} + Z_{dB} \quad (2.9)$$

Выражение, представленное в (2.9), будет использовано для расчета бюджета спутникового канала, чтобы увидеть, какие дополнительные требования будут нужны для расчетов. Таким образом, C/N для удаленной станции будет задан как:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{Total}^{Hub} = \left(\frac{C}{N}\right)_{UP} \left(\frac{C}{N}\right)_{Down} \left(\frac{C}{I_M}\right) \left(\frac{C}{I_H}\right)_{Hcarrier} \quad (2.10)$$

Это параметр шума, который нужно учитывать при использовании нашей системы будет добавлен к коэффициенту сигнал-шум.

Графический анализ:

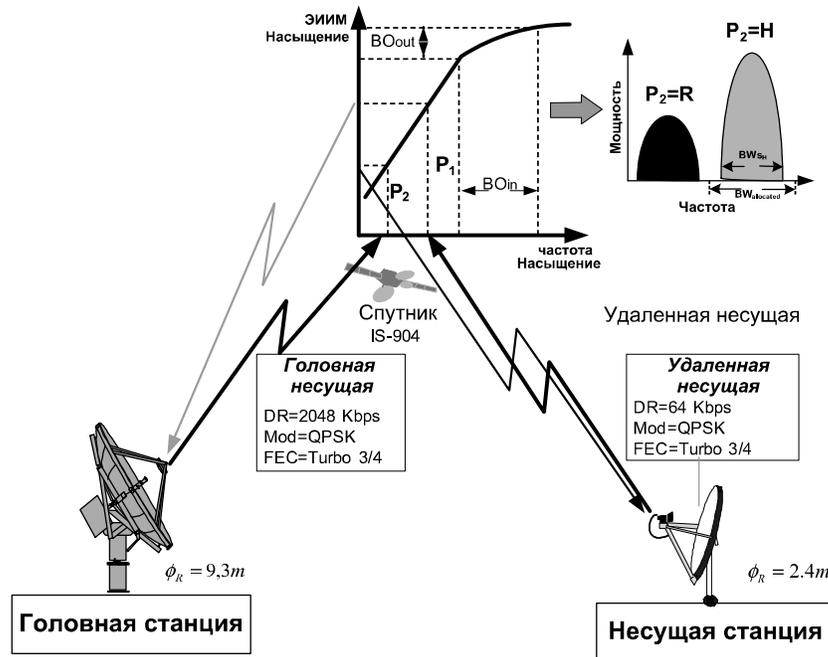


Рисунок 3.8 — Пример типичной конфигурации спутникового канала

Расчет спутникового канала на действующем примере:

Для головной станции и для выражения (2.3) интерференция на входе прибора имеет вид:

$$\frac{R}{I_H} = \frac{R}{H \left(\frac{W_{S_R}}{W_{S_H}} \right)} = \left(\frac{R}{H} \right) \left(\frac{W_{S_H}}{W_{S_R}} \right) = \left(\frac{R}{H} \right)_{dB} + 10 \log \left(\frac{W_{S_H}}{W_{S_R}} \right)_{dB}$$

Согласно параметрам нашего примера, имеем:

$$P_1 = H = 17.8 \quad dBW$$

$$P_2 = R = -6.7 \quad dBW$$

тогда

$$\frac{H}{R} = 24.5 \quad dB$$

Для сигнала цифровой несущей с заданным параметром скорости передачи имеем:

$$SR = DR \left(\frac{1}{Mod} \right) \left(\frac{1}{FEC_{Code}} \right) \quad (3.1)$$

Таким образом, для сигналов несущих, с одинаковой модуляцией, кодированием FEC и пограничным фактором имеем:

$$\left(\frac{W_{S_H}}{W_{S_R}}\right) = \frac{DR_H}{DR_R}$$

$$\frac{R}{I_H} = \left(\frac{R}{H}\right)_{dB} + 10 \log \left(\frac{W_{S_H}}{W_{S_R}}\right)_{dB} = -24,5 + 10 \log \left(\frac{2048 Kbps}{64 Kbps}\right) \approx -9,5_{dB}$$

При проведении тестирования были получены результаты, представленные ниже на рисунках 3.9-3.10. Эти данные были получены при использовании головной станции в Лондоне для антенн 9.3м и 11 м.



Рисунок 3.9 — $(C+N)/N$ головная станция антенна 9.3 м



Рисунок 3.10 — $(C+N)/N$ головная станция антенна 11 м

Принимая во внимание, что фильтр может достичь аттенюации головной несущей как минимум в 25 дБ, тогда зависимость несущих от удаленных станций к интерференции после подавления широкополосного сигнала будет:

$$\frac{R}{I_{cH}} = \frac{R}{H} + Z \approx -9,5_{dB} + 25_{dB} = 15,5_{dB}$$

Используя расчеты спутникового канала, мы показали, что увеличение параметра C/N для удаленных несущих на приемной стороне головной станции будет 0,7 дБ, это означает, что нам нужно увеличить мощность передачи от удаленных станций на 0,7 дБ.

Для $Z=30$ дБ этот параметр будет пренебрежительно мал (меньше, чем 0.1 дБ).

Для приемной части удаленной станции, согласно выражениям (1.8) и (1.10), которые представляют зависимость фактора интерференции, на приемной части удаленной станции для сигнала от головной станции.

$$\frac{H}{R_{Comp}} = \left(\frac{H}{R} \right)_{dB} - 10 \log \left(\frac{W_{S_H}}{W_{S_R}} \right)_{dB} + 10 \log(f_g) \text{ или}$$

$$\frac{H}{R_{Comp}} = \left(\frac{H_0}{R_0} \right) f_g = E_{dB} + 10 \log(f_g)$$

Для нашего примера (где головная станция имеет антенны 9 и 11 м, и удаленная станция 2.4 метра) величина параметра H/R около 25 дБ.

Для удаленной станции параметр сигнал-шум C/N для H несущей (расчетный сигнал) будет 8 дБ (минимальное значение для BER 10-8) и C/N для R несущей будет 1.4 дБ.

$$A = H = 17.8 \text{ dBW}$$

$$R_n = -6.7 \text{ dBW}$$

$$N = 22$$

Пограничный фактор 1.4

Тогда:

$$\frac{H}{R} = 24.5 \text{ dB}$$

Подставляем эти значения в главное выражение и получаем:

$$\frac{A}{R_{Comp}} = \frac{A}{(R_1 + R_2 + \dots + R_n)} = \frac{A}{NR} = \left(\frac{A}{R}\right)_{dB} - 10\log(N)_{dB} = 24.5 - 10\log(22) = 11,2 \text{ dB}$$

Таким образом, мы имеем уменьшение сигнала на удаленной станции в размере 1.7 дБ. Это означает, что:

- На головной станции нужно увеличить мощность с 9 до 14 Ватт (чтобы поддерживать качество приемного сигнала на удаленной станции).
- Процент использования мощности спутника увеличился с 2,60% до 4,09%.
- Мощность передатчика на удаленной станции увеличилась с 0.5 до 0.7 Вт (1 дБ).

Рассмотрим примеры расчета спутникового канала для трех частных случаев конфигурации сети.

1. Многостанционный доступ (головная станция и много удаленных станций).
2. Головная станция и одна удаленная (разные размеры антенн).
3. Головная станция и одна удаленная (одинаковые размеры антенн).

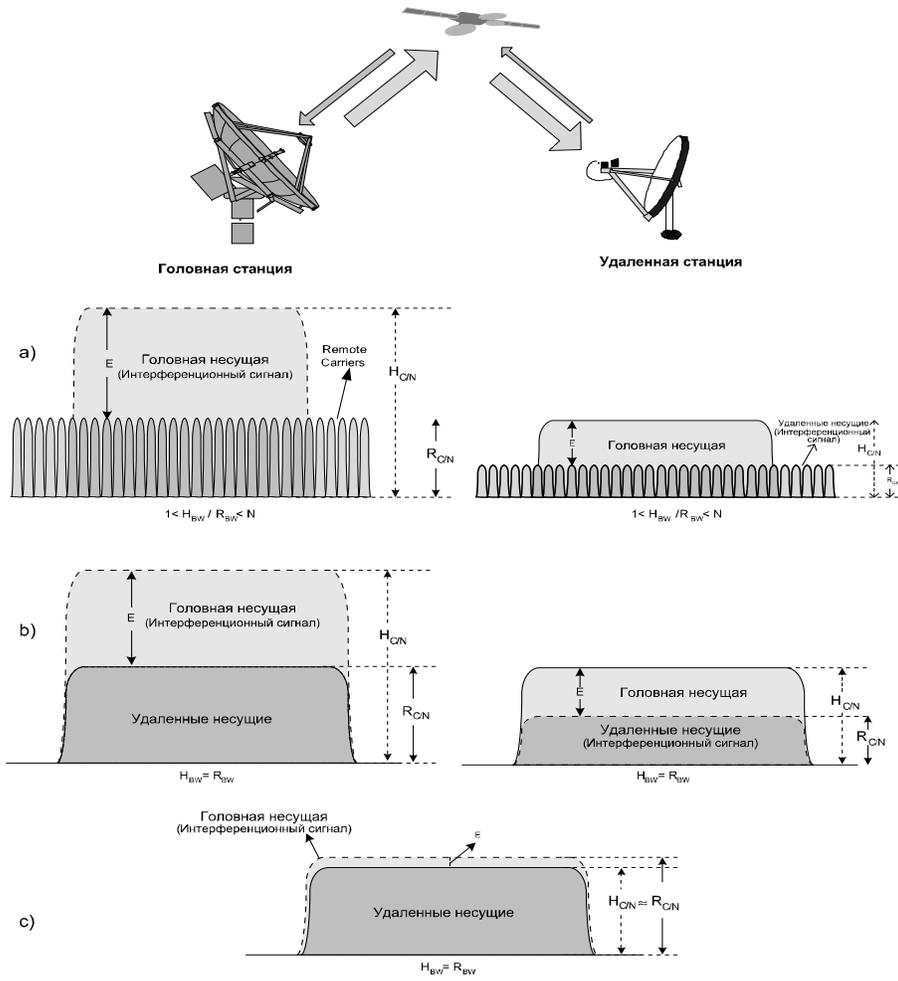


Рисунок 3.11 — Композитный сигнал на удаленной станции (многостанционный доступ)

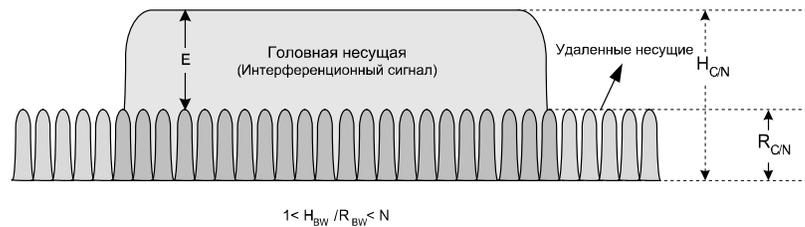


Рисунок 3.12 — Композитный сигнал на удалённой станции (одна станция)

Таблица 3.1 — Композитный сигнал на удалённой станции (одна станция)

сигнал	Интерференционный	Ограничения	Параметр компенсации

	<i>сигнал</i>		
Удалённые несущие	Несущая головной станции (Н)	$1 < N \leq 32$	35 дБ
		$R_{C/N} < H_{C/N}$	
		$4\text{дБ} < R_{C/N} < 12\text{дБ}$	
		$3\text{дБ} < E < 10\text{дБ}$	
		$1 < H_{BW}/R_{BW} < N$	

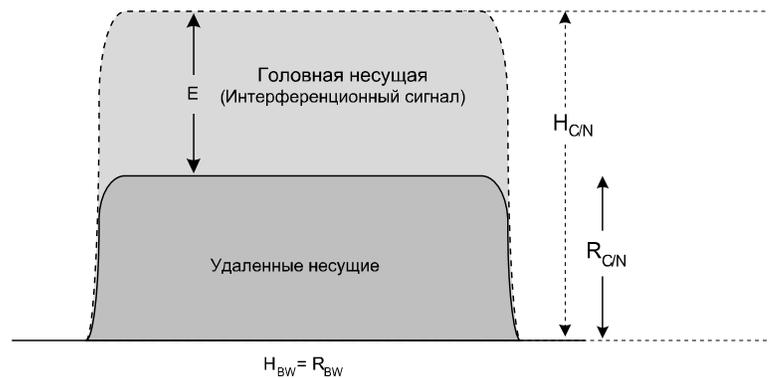


Рисунок 3.13 — Композитный сигнал на удаленной станции (при одиночной несущей)

Таблица 3.2 — Удаленная станция при одиночной несущей — $R_{C/N}$ ($H_{C/N}$ Interference ± 3 дБ)

<i>Сигнал</i>	<i>Интерференционный сигнал</i>	<i>Ограничения</i>	<i>Параметр компенсации</i>
Удалённые несущие	Несущая головной станции (Н)	$N=1$	35 дБ
		$R_{C/N} < H_{C/N}$	
		$4\text{ дБ} < R_{C/N} < 12\text{ дБ}$	
		$3\text{ дБ} < E < 10\text{ дБ}$	
		$H_{BW}/R_{BW} = 1$	

Таблица 3.3 — Удаленная станция при одиночной несущей — $R_{C/N}$ ($H_{C/N}$ Interference ± 3 дБ)

Сигнал	Интерференционный сигнал	Ограничения	Параметр компенсации
Удалённые несущие	Несущая головной станции (H)	$N = 1$	35 дБ
		$R_{C/N} < H_{C/N}$	
		$4 \text{ дБ} < R_{C/N} < 12 \text{ дБ}$	
		$3 \text{ дБ} < E < 10 \text{ дБ}$	
		$H_{BW} / R_{BW} = 1$	

Таблица 3.4 — Удаленная станция при одиночной несущей – $H_{C/N} > (R_{C/N} \text{ Interference})$

Сигнал	Интерференционный сигнал	Ограничения	Параметр компенсации
Несущая от удаленной станции		$N = 1$	25 дБ
		$R_{C/N} = H_{C/N}$	
		$4 \text{ дБ} < R_{C/N} < 12 \text{ дБ}$	
		$-3 \text{ дБ} < E < 3 \text{ дБ}$	
		$H_{BW} / R_{BW} = 1$	

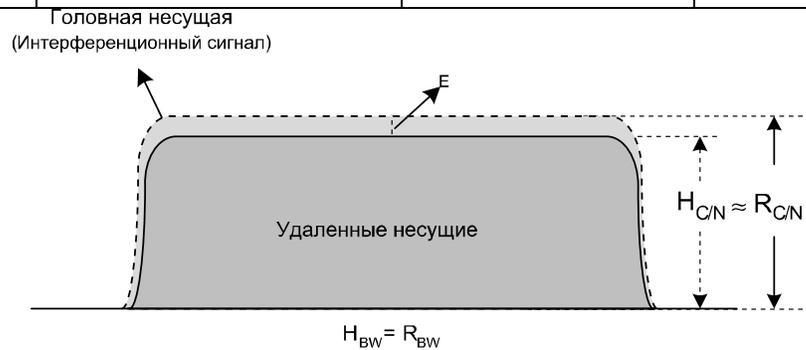


Рисунок 3.14 — Удаленная станция при одиночной несущей – $H_{C/N} > (R_{C/N} \text{ Interference})$

Таблица 3.5 — Пограничный фактор и количество несущих

сигнал	Интерференционный сигнал	ограничения	Параметр компенсации
Несущая головной станции	Несущая удалённой станции (Н)	$N = 1$	$20 \text{ дБ} < Z < 25 \text{ дБ}$
		$R_{C/N} = H_{C/N}$	
		$4 \text{ дБ} < H_{C/N} < 12 \text{ дБ}$	
		$3 \text{ дБ} < E < 10 \text{ дБ}$	
		$H_{BW}/R_{BW} = 1$	

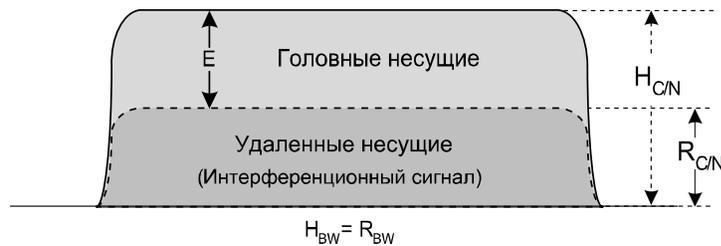


Рисунок 3.15 — Пограничный фактор и количество несущих

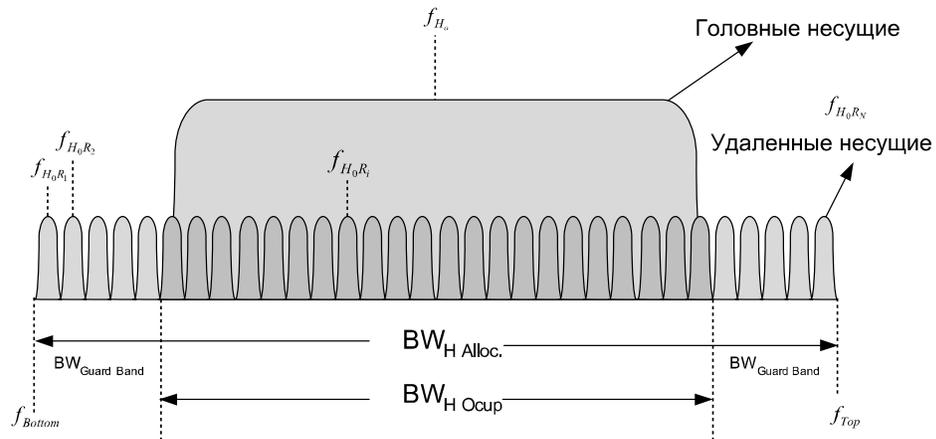


Рисунок 3.16 — Распределение несущих

BW_{S_H} — полоса частот сигнала от головной станции

BW_{S_R} — полоса частот, занимаемая несущими удаленных станций

$BW_R = BW_{S_R} f_g$ — полоса частот, выделенная на спутниковом сегменте для удаленных станций.

$$f_{H_0R_1} = f_{bottom} + \frac{BW_R}{2}$$

$$f_{H_0R_2} = f_{H_0R_1} + BW_R = f_{bottom} + \left(\frac{3}{2}\right)BW_R$$

$$f_{H_0R_i} = f_{bottom} + \left(\frac{2i-1}{2}\right)BW_R$$

$$f_{H_0R_N} = f_{bottom} + \left(\frac{2N-1}{2}\right)BW_R$$

Мы можем сказать, что N — максимальное количество удаленных станций (R), которые можно разместить в полосе частот сигнала от головной станции.

$$N = \frac{BW_H}{BW_R}$$

Выводы: мы видим, что увеличение параметра H_0/R_0 сразу даст преимущество для удаленных станций, но не дает выигрыша на головной станции:

$$\frac{R}{I_{c_H}} = \frac{1}{\left(\frac{H_0}{R_0}\right)} = \frac{z}{E}$$

$$\frac{H}{R_{Comp}} = E f_g$$

Мы можем рассматривать это как компромисс так как для больших значений Z увеличение интерференции будет пренебрежительно мало.

Для спутниковой сети, использующей одинаковую модуляцию, коды коррекции, мы можем сказать, что:

$$\frac{H_0}{R_0} \approx \left(\frac{\phi_H}{\phi_R}\right)^2$$

Где: ϕ_H и ϕ_R — диаметры антенн головной и удаленной станций.

В зависимости от параметров канала, имеет место быть незначительное увеличение мощности передачи, как для головной, так и для удаленных станций. А увеличение параметра H_0/R_0 зависит от выбора более эффективного типа модуляции или корректирующих кодов.

Пределы изменений мощности при подавлении широкополосного сигнала могут изменяться в следующих пределах:

$$-60 < H < -30 \text{ дБм (где } H \text{ — несущая головной станции)}$$

$$-60 < R_{\text{Comp}} < -30 \text{ дБм плюс } E_{\text{дБ}} (10\text{дБ} \pm 3\text{дБ}), \text{ или:}$$

$$-53 < R_{\text{Comp}} < -17 \text{ дБм}$$

$$\text{Где } R_{\text{Comp}} = R_1 + \dots + R_N$$

Теоретические расчеты, подтвержденные практическими испытаниями, указывают на перспективность метода построения таких сетей. Эти сети позволят увеличить эффективность использования энергетического спектра спутникового сегмента. Экономическая выгода заключается не только в экономии ресурса спутника, но и открывает простор для модернизации существующего оборудования, разработку и создание новых элементов спутниковых станций.

3.3. Схема построения спутниковой сети с поляризационным уплотнением спутникового сегмента, отличная от традиционных существующих схем

Идея построения сети VSAT с поляризационным уплотнением спутникового сегмента заключается в том, что и головная, и удаленные станции используют для передачи одни и те же частоты в одном транспондере в обеих поляризациях

(ЛНСП-РНСП или вертикальная-горизонтальная), как показано на рисунке 3.1. Блок-схема подключения приёмо-передающего тракта интерференционного фильтра с поляризационным уплотнением показана на рисунке 3.17.

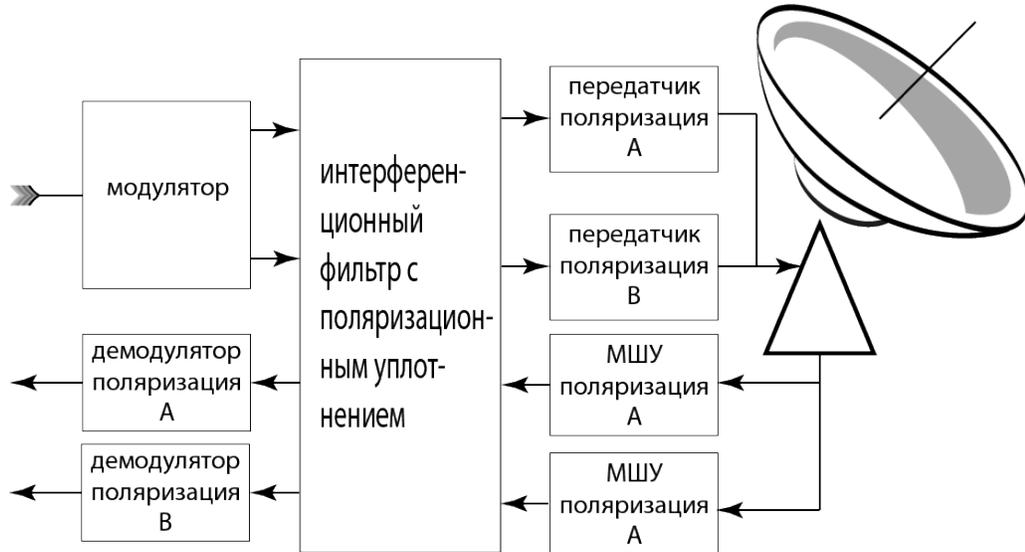


Рисунок 3.17 — Блок-схема приёмо-передающего тракта интерференционного фильтра с поляризационным уплотнением сигнала

Распределение спектра показано на рисунке 3.2, где суммарный сигнал А есть результат сложения широкополосного сигнала от головной станции и узкополосных сигналов от удаленных станций в поляризации А. Спектр сигналов в поляризации В идентичен сигналу А. Со спутника суммарные сигналы А и В передаются, как на головную станцию, так и на удаленные. Оба сигнала находятся в одном луче. Широкополосный сигнал Н от головной станции имеет большую мощность в суммарных сигналах А и В, чем сигналы от удаленных станций R_k , поэтому удаленные станции смогут демодулировать его.

Более того, каждая удаленная станция принимает два идентичных сигнала от головной станции, что позволяет получить выигрыш в мощности до 3дБ. Функциональная блок-схема интерференционного фильтра показана на рисунке 3.18.

Фильтр изменяет опорный сигнал H (от модулятора) с учетом разницы в частоте, временной задержки и изменения амплитуды и генерирует Estimated H_d который вычитается из сигналов A и B , получая искомые сигналы R_k в поляризациях A и B , на головной станции.

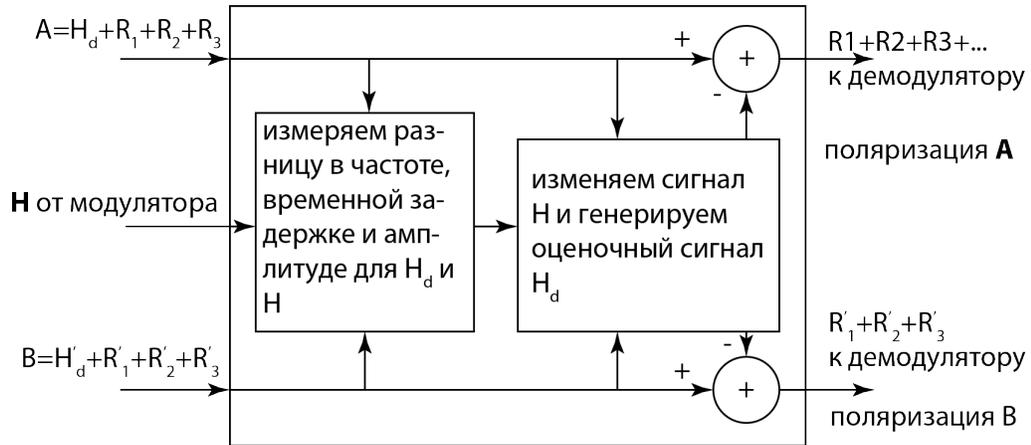


Рисунок 3.18 — Функциональная блок-диаграмма фильтра

Мы видим, что увеличение параметра H_0/R_0 сразу даст преимущество для удаленных станций, но не дает выигрыша на головной станции.

Мы можем рассматривать это как компромисс так как для больших значений Z увеличение интерференции будет пренебрежительно мало.

2. Для спутниковой сети, использующей одинаковую модуляцию и коды коррекции мы можем сказать, что в зависимости от параметров канала есть незначительное увеличение мощности передачи как для головной, так и для удаленных станций. А увеличение параметра H_0/R_0 зависит от выбора более эффективного типа модуляции или корректирующих кодов.

Пределы изменений мощности при подавлении широкополосного сигнала могут изменяться в следующих пределах:

$$-60 < H < -30 \text{ дБм (где } H \text{ — несущая головной станции)}$$

$$-60 < R_{Comp} < -30 \text{ дБм плюс } E_{дб} (10\text{дБ} \pm 3\text{дБ}), \text{ или:}$$

$$-53 < R_{Comp} < -17 \text{ дБм}$$

$$\text{Где } R_{Comp} = R_1 + R_2 + \dots + R_N$$

5. Каждая удаленная станция принимает два идентичных сигнала в разных поляризациях. Используя аналогичные (упрощенные) технологии можно добиться получения экономии в 3 дБ в энергетическом спектре.

3.4. Выводы

Использование предложенной схемы позволяет:

1. Сократить используемый спутниковый сегмент почти в два раза.
2. Получить экономию до 3 дБ в энергетическом спектре для удаленных станций, что приведет к уменьшению размеров приемной антенны и сократит операционные и административные расходы на установку.

Примечание: аналогичное оборудование (фильтр, работающий в одной поляризации) существует на рынке. Идеи экономии в 3 дБ в энергетическом спектре на настоящий момент на рынке не существует.

Новизна данного метода состоит в достижении более эффективных и экономичных результатов на рынке спутниковой связи при использовании предложенного оборудования.

ГЛАВА 4. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ РАЗРАБОТАННОГО ИНТЕРФЕРЕНЦИОННОГО ФИЛЬТРА

4.1. Описание математической модели интерференционного фильтра

Для рационального использования энергетического спектра спутникового сегмента используется идея построения сети VSAT с двойным использованием частот [1].

Идея основана на том, что и головная, и удаленные станции используют для передачи одни и те же частоты в одном транспондере в обеих поляризациях (LHCP-RHCP или вертикальная-горизонтальная). Схема построения такой сети показана на рисунке 4.1.

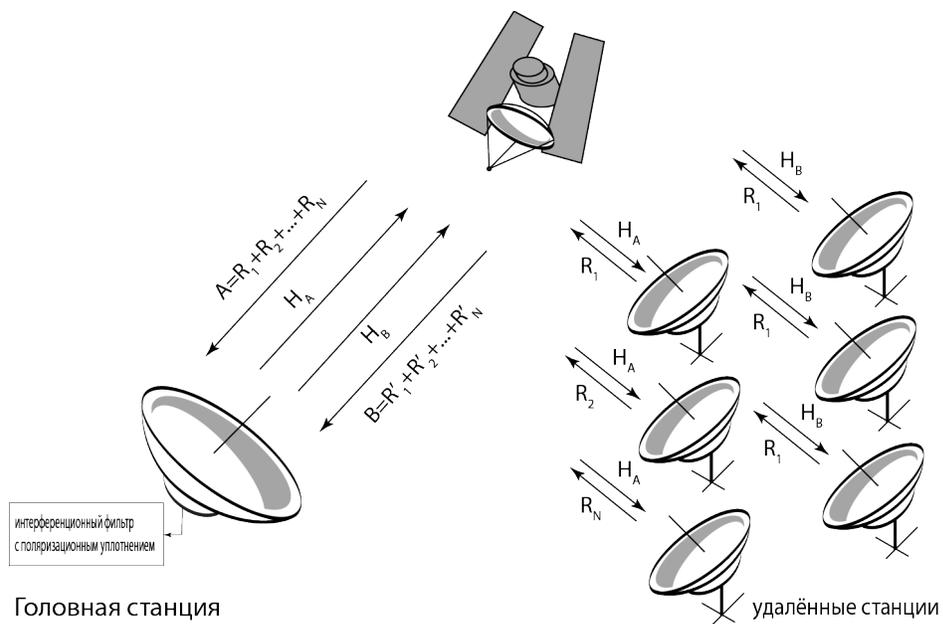


Рисунок 4.1 — Схема построения сети с поляризационным уплотнением

Один из способов эффективного использования спутникового ресурса — метод построения спутниковой сети с повторным использованием частотного диапазона и поляризационным уплотнением спутникового сегмента. Это даёт дополнительный выигрыш до 3 дБ в энергетическом спектре системы по сравнению с методом «несущая в несущей», и позволяет повысить эффективность использования выделенного спутникового ресурса почти в 4 раза по сравнению с традиционными спутниковыми сетями.

Для реализации такой сети необходим специальный интерференционный фильтр, функциональная схема которого показана на рисунке 4.2.

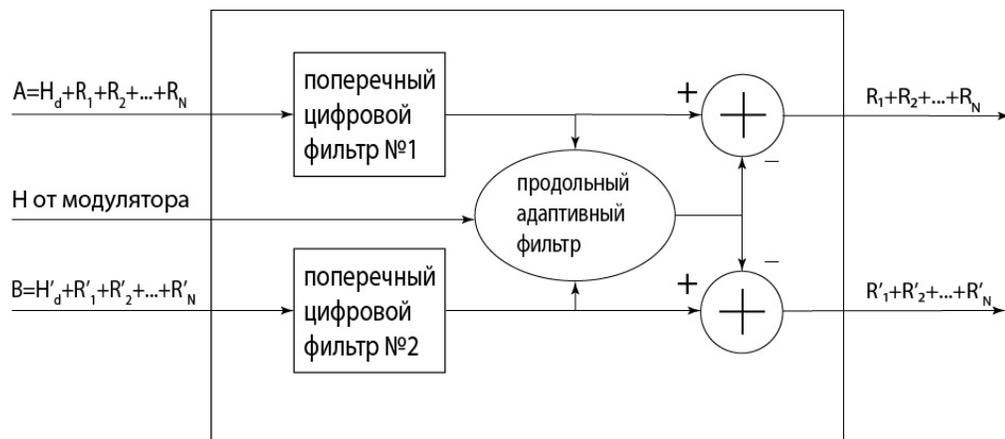


Рисунок 4.2 — Функциональная блок-диаграмма интерференционного фильтра

Сигнал A — суммарный сигнал от головной и удалённых станций в поляризации A . B — суммарный сигнал от головной и удалённых станций в поляризации B . R_1, R_2, R_3, K — сигналы от удалённых станций в поляризации A . Соответственно, R'_1, R'_2, R'_3, K — сигналы от удалённых станций в поляризации B . H — широкополосный исходный сигнал головной станции.

В данной работе рассматривается предложенная автором модель амплитудного цифрового фильтра [3] и стандартная модель фазового адаптивного фильтра.

В настоящий момент оборудования, реализующего построение сетей подобного типа, не существует. Задача построения такого оборудования на первом

этапе включает в себя создание математической модели и программного обеспечения, моделирующее интерференционный фильтр, который описан в патенте «Головная станция спутникового сегмента системы связи» [4].

4.2. Алгоритм работы математической модели интерференционного фильтра

Основной частью оборудования, используемого для реализации построения сетей с двойным использованием частот и подавлением широкополосного сигнала головной станции, является специальный фильтр. Этот фильтр восстанавливает агрегатный (суммарный) сигнал на приёмной части головной станции и разделяет широкополосный сигнал головной станции от сигналов удалённых станций.

На рисунке 4.3 показана блок-схема модели фильтра. Генератор сигнала воспроизводит сигнал от головной станции. Генератор шума №1 воссоздаёт сигнал, полученный от спутника в поляризации А. Генератор шума №2 воссоздаёт сигнал, полученный от спутника в поляризации В. Шумы в разных поляризациях отличаются друг от друга.

Сигналы А и В поступают на входы соответствующих амплитудных цифровых фильтров. (Алгоритм восстановления представлен ниже на рисунке 4.4).

Сигналы А и В с восстановленной и нормированной амплитудой поступают на вход продольного фильтра, который восстанавливает фазу сигнала и устраняет межсимвольную интерференцию. Параметры изменения фазы учитываются при создании опорного адаптированного сигнала. Далее производится аппаратно-

программное вычитание опорного сигнала из сигналов А и В. Далее оба сигнала поступают на соответствующие выходы.

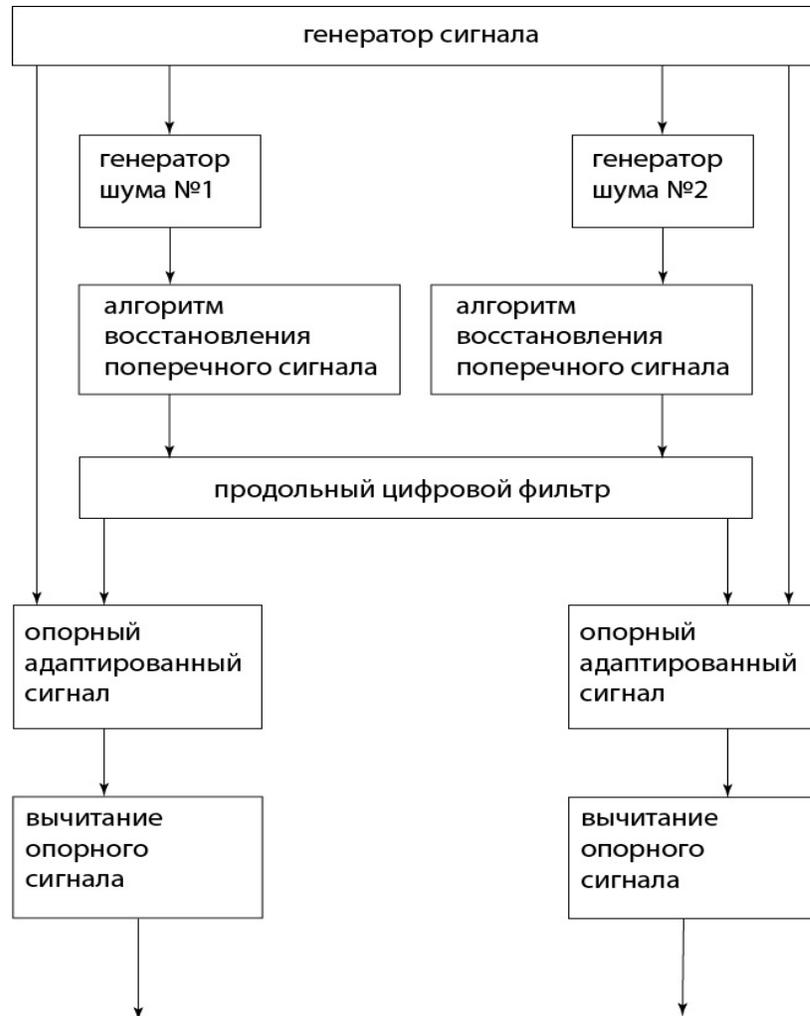


Рисунок 4.3 — Блок-схема модели интерференционного фильтра с поляризационным уплотнением

Рассмотрим алгоритм восстановления амплитуды сигнала. На вход подается «зашумленный» цифровой сигнал. Программа, специально разработанная для демонстрации восстановления сигнала и представленная в приложении П.1, моделирует алгоритм восстановления амплитуды, позволяет исследовать восстановление цифрового сигнала с разными типами и амплитудами шумов,

подбирать оптимальные частоты дискретизации сигнала, экспериментировать с параметрами очистки спектра.

Алгоритм работы фильтра сводится к созданию матрицы репера, умножению сигнала на матрицу Грамма, полученную из репера, получению спектра, его чистке и восстановлению нулевых значений с последующей корректировкой амплитуды. Функциональная схема алгоритма показана на рисунке 4.4.



Рисунок 4.4 — Функциональная блок-схема алгоритма восстановления амплитуды зашумленного сигнала.

В предложенном случае нельзя использовать исследования спектра с применением фундаментальных функций. В частности, не подходит фурье-анализ спектра, так как тестовые функции — синус и косинус. Это показано в книге Самарского А. А. «Численные методы» [9]. В нашем примере мы используем Дискретное Преобразование, так как любой цифровой сигнал имеет дискретную природу. Поэтому мы исследуем его не при помощи фундаментальных функций, но используем дискретные преобразования. Предположим, что интерполяция функции должна производиться при помощи функции, сходной с природой

исходного сигнала. Пусть «на входе» у нас есть некоторая функция, представляющая собой последовательность нулей и единиц, как показано на рисунке 4.5.

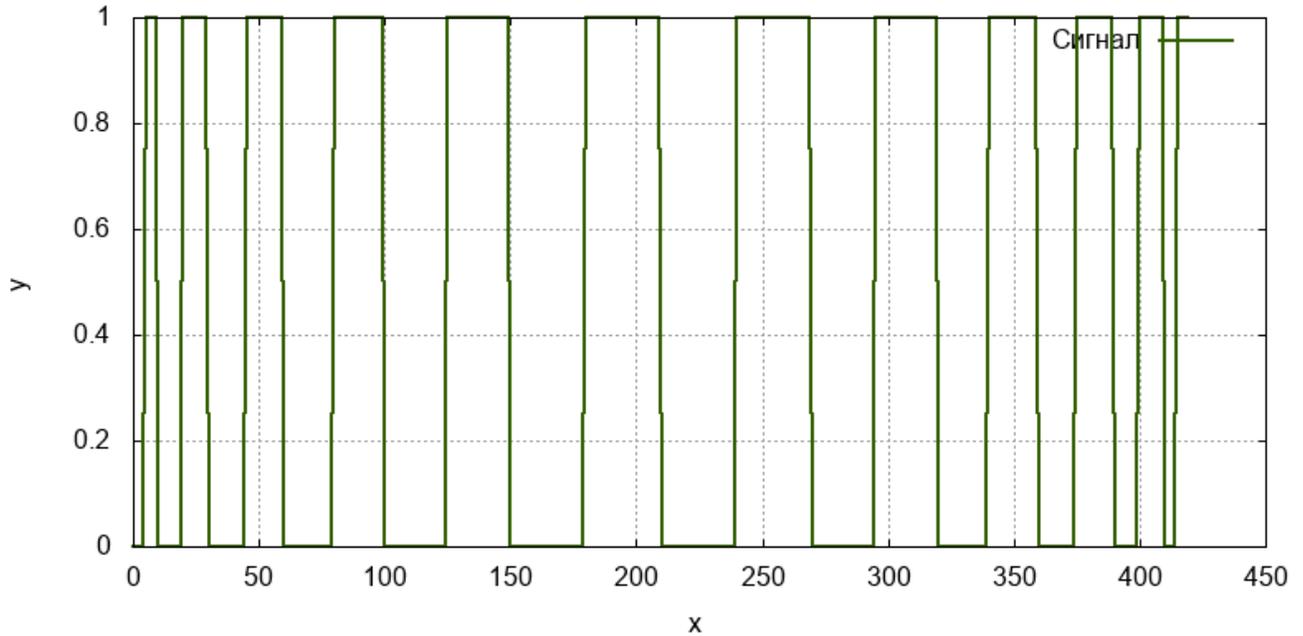


Рисунок 4.5 — Входной «чистый» сигнал

Программа генерирует зашумленный сигнал, как это показано на рисунке 4.6.

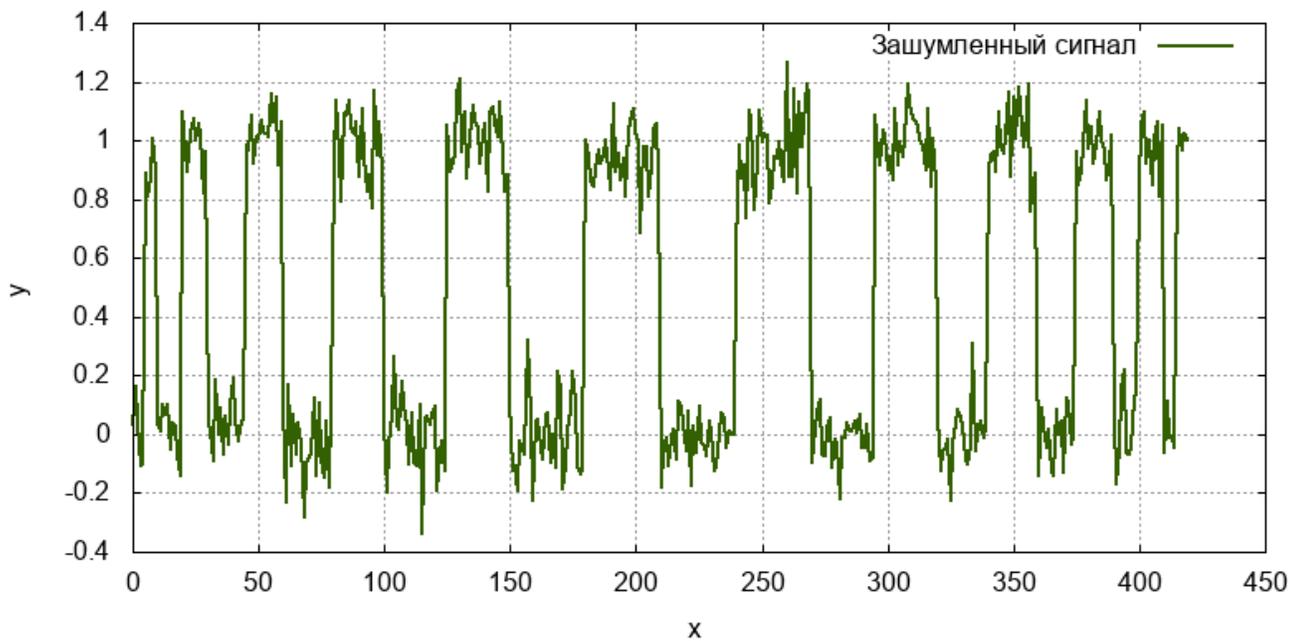


Рисунок 4.6 — Зашумленный сигнал

Наилучшее приближение при восстановлении похожего цифрового сигнала, даёт вейвлет Хаара (рисунок 4.7):

$$\begin{cases} 1, & 0 \leq x < \frac{1}{2} \\ -1, & \frac{1}{2} \leq x < 1 \\ 0, & x \notin [0,1) \end{cases}$$

С масштабирующей функцией $\int_{-\infty}^{\infty} \phi(x) dx$

$$\begin{cases} 1, & 0 \leq x < 1 \\ 0, & x \notin [0,1) \end{cases}$$

Важно, что вейвлет масштабирован на единицу. Однако спектр, получаемый при помощи этого вейвлета не является избыточным. Поэтому мы не можем чистить зашумленный сигнал при помощи сортировки и последующего удаления зашумленной части спектра.

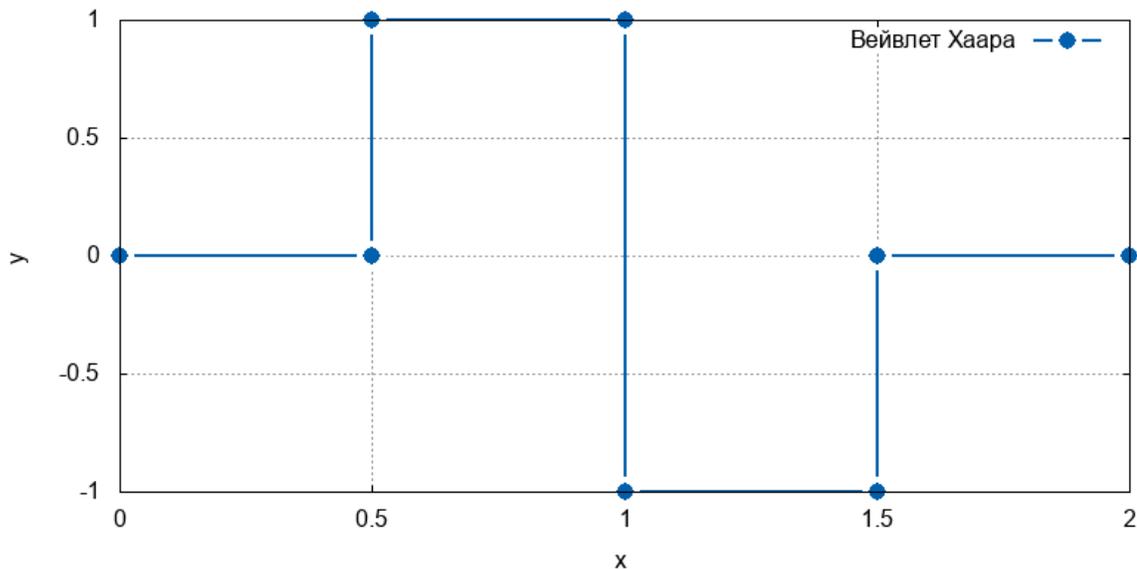


Рисунок 4.7 — Вейвлет Хаара

В частном случае, вейвлет — это отдельная волна, ограниченная по времени и частоте, представленная некоей математической функцией, позволяющая дать

представление о статистическом весе различных частотных компонентов, исследуемых данных. В обобщённом случае анализ сигнала производится в плоскости вейвлет-коэффициентов. Т.е. мы говорим об интегральном преобразовании сигнала и его статистическом исследовании. В целом, алгоритм вейвлет-обработки позволяет получить основную информацию о содержимом на каждом участке сигнала. Он адаптируется под характер изменений сигнала, следовательно, позволяет фильтровать информацию, отделяя «шум», который является, как правило, регулярным высокочастотным колебанием, от исходных данных.

Вейвлеты, подобные вейвлету Хаара, чаще всего используются для очистки цифровых изображений. Его не очень удобно использовать при восстановлении зашумленного цифрового сигнала, поскольку базис, получаемый при помощи этого вейвлета, не является избыточным. То есть мы можем получить информацию о спектре самого сигнала и наличии шума, но не можем его удалить.

В данной работе предлагается адаптировать метод восстановления цифрового сигнала при помощи избыточного базиса (спектра) для очистки и дальнейшей обработки зашумленного сигнала. Для этого необходимо использовать не полностью ортогональный базис, векторы базиса (спектра) которого частично перекрывают друг-друга. Такой базис является информационно избыточным. Наилучшее приближение к сигналу будем искать в конусе наиболее значимых по спектру приближений базисных функций, отбрасывая менее значимые по весу значения (рисунок 4.8).

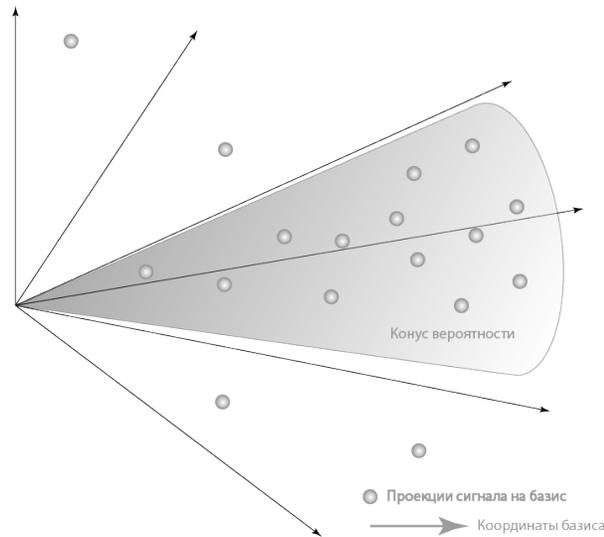


Рисунок. 4.8 — Конус вероятности в избыточном базисе

Допускается «чистка» спектра ровно на соотношение площадей «перекрытия» рабочих фигур вейвлетов. Проекция на сигнал является статистически взвешенным средним по информационно-взвешенной проекции сигнала. Используем традиционные методы ковариационного анализа, предложенного Пирсоном [12, 13]. Т.е. на значимость веса точки влияют средневзвешенные веса соседних точек. Полученное информационное ядро спектра позволяет восстановить нужную информацию, отделяя её от вероятного шума.

Исследуем вейвлет-преобразование или функцию t^+ , предложенную в книге Пьера Жана Лорана [11] в главе «Интерполяционные и сглаживающие функции». Если вейвлеты перекрываются между собой по площади на $1/3$, то теоретически обоснованно убираем одну треть спектра, считая её шумом. Это означает, что очистка спектра от нежелательных значений, ограничивает местоположение сигнала в пространстве выбранного (избыточного) базиса между наиболее близкими к нему базисными функциями. Это позволяет свести отсечение шума к обычному округлению значений спектра относительно выбранного значения. Равно как и значений, полученных в результате свёртки на транспонированной матрице репера. Репер – это матрица, содержащая тестовые функции. В данном

случае, t^+ . Нулевые значения восстанавливаются достоверно, все ненулевые значения округляем до 1. Округление восстановленного сигнала до 1 допустимо, так как значение истинного сигнала в нашем случае – целочисленное (0 или 1). Согласно работе А. М. Яглома «Вероятность и информация», спектральные взвешенные значения сигнала, «чистим», т.е. обнуляя те значения, вес которых меньше 0.33 от среднего взвешенного значения [14].

Исследуем на программе восстановление сигнала при помощи тестовой функции t^+ . Как она выглядит, показано на рисунке 4.9:

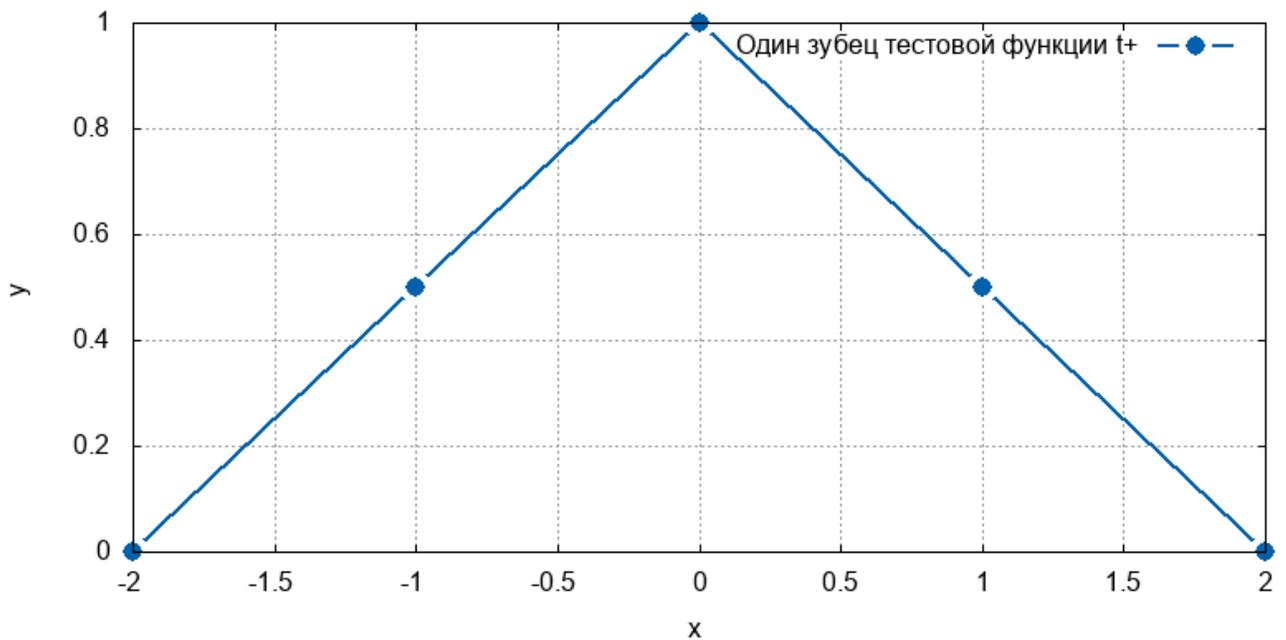


Рисунок 4.9 — Функция t^+

Матрица репера — последовательный набор строк или столбцов (в каждой(м) по одному треугольнику), где тестовая функция сдвигается так, чтобы середина стороны следующего треугольника, совпадала бы с серединой предыдущего (рисунок 4.10). Матрица с координатами тестовых функций и есть искомый избыточный линейный базис с коэффициентом перекрытия по площадям, равный $1/3$ (рисунок 4.10).

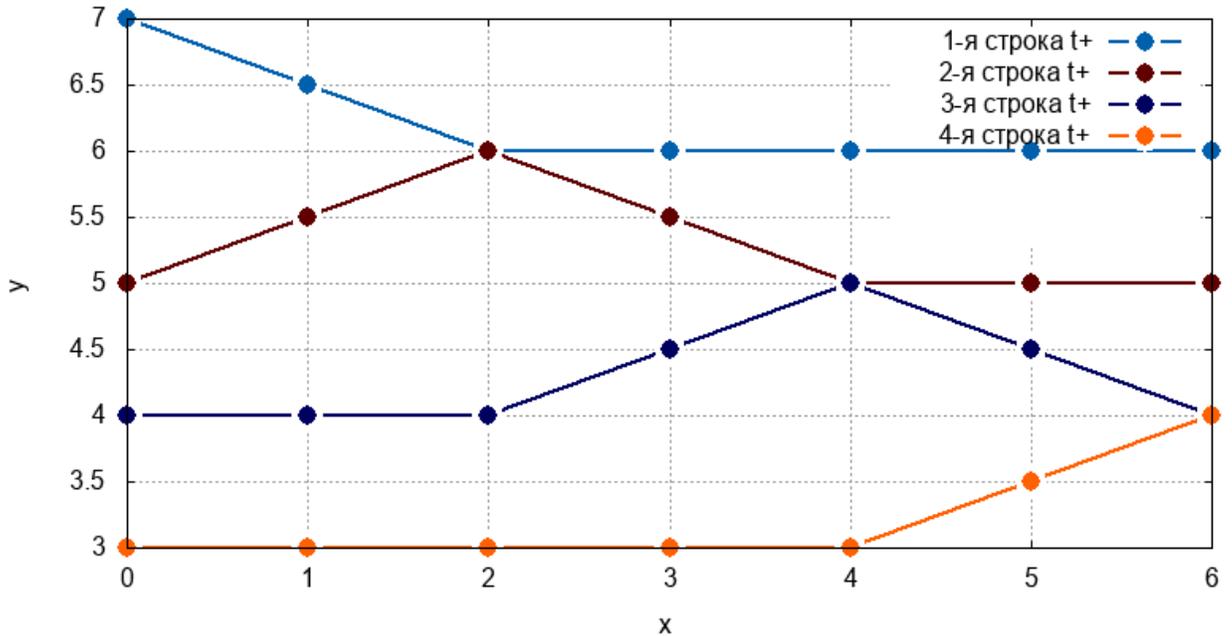


Рисунок 4.10 — Матрица тестовых функций t^+ — репер

Выбор этого метода аппроксимации, сплайн, адаптивно приближает функцию на каждом участке, где он определён. Таким образом, нам не нужно предсказывать поведение сигнала на каждом участке. Такое преобразование известно под названием «вейвлет-преобразования».

Рассмотрим типичный пример зашумленного цифрового сигнала без смещения фазы и частоты (рисунок 4.6).

Ширина ненулевого значения каждой базисной функции выбирается в соответствии с критерием Котельникова-Шеннона [84]. Восстановление сигнала по выборкам происходит таким образом, чтобы две соседние функции перекрывали один такт (один бит) информации сигнала, как показано на рисунке 4.12. Для восстановления сигнала используем аппроксимацию по Методу Наименьших Квадратов [83]. При помощи этого метода выявляем статистические аспекты в процессе аппроксимации сигнала. Задача сводится к правильному выбору соотношения частоты дискретизации сигнала и дискретизации «опорной функции» – вейвлета с последующим отсевом значений при помощи округления

полученного значения. Критерием отсеивания является вычисленный коэффициент избыточности информационного базиса.

В Гильбертовом пространстве используется Метод Наименьших Квадратов. Действительно, пусть существует система линейных уравнений вида $A_x = b$, где A — прямоугольная матрица $m \times n$. В общем случае такая система не имеет решения. Можно найти лишь минимальное расстояние между векторами A_x и b :

$(A_x - b)^T (A_x - b) \rightarrow \min_x$, тогда, следуя общему алгоритму МНК, имеем:

$A^T A_x = A^T b \Rightarrow (A^T A)^{-1} A^T b$ или, с использованием оператора псевдоинверсии,

переписываем выражение так:

$x = A^+ b$, где, A^+ — псевдообратная матрица для A [83]

Тогда по аналогии производим простейшие линейные преобразования. Пусть матрица реперной функции, умноженной на некий вектор спектрального разложения по избыточному базису, даёт исходный «зашумленный» сигнал $f_{\text{зашумленный}}$. Умножая матрицу репера на зашумлённый сигнал, заменяем его средне взвешенными значениями окрестности каждой точки. Чем дальше от интересующего нас значения точка, тем меньше вес значения сигнала этой точки:

$R\lambda = f_{\text{зашумленный}}$, где R — матрица, заполненная по столбцам значениями реперной функции. В нашем случае, реперная функция — t^+ [11, стр. 152]. Например, для пяти точек реперной функции и семи точек, приходящихся на единицу информации (одна трапеция, обозначающая один бит), точки функции будут выглядеть следующим образом: 0, 0.5, 1, 0.5, 0. На графике это будет выглядеть, как на рисунке 4.9. В данном случае матрицу репера надо начинать с единичного значения в первой строке и столбце, т.е. с вершины треугольника. В противном случае, сигнал должен начинаться всегда с нулевого значения.

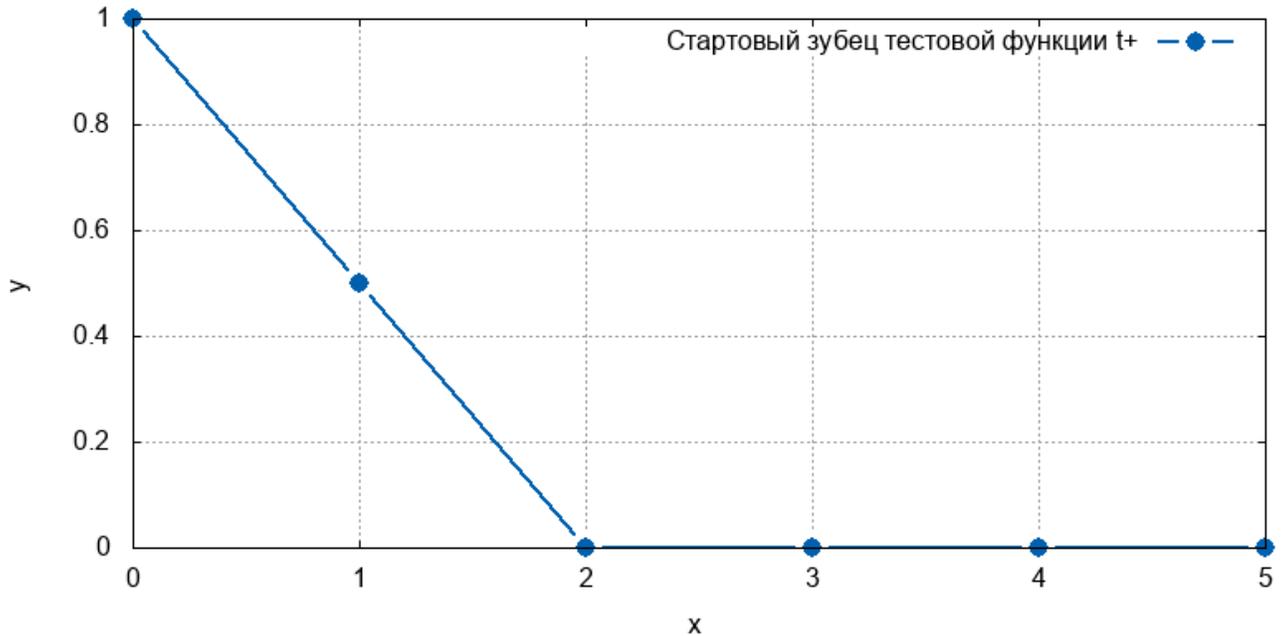


Рисунок 4.11 — Начальное положение тестовой функции t^+

Серия вейвлетов, сдвинутых относительно друг-друга так, чтобы стороны треугольников пересекались посередине, образует исходный базис (как видно на рисунке 4.10). Единичный сигнал, исследуемый при помощи предложенной тестовой функции должен располагаться так, как показано на рисунке 4.12, т.е., начинаться с единичного значения. Причём, количество точек сигнала должно быть нечётным и будет относиться к количеству точек тестовой функции, как 5 к 7, 7 к 9 и т.д.

Таким образом, предложенная матрица репера начинается с единицы в первом столбце и в первой строке и заканчивается единицей в последней строке последнего столбца. Каждый столбец заполняется со смещением уже известной последовательностью из пяти точек тестовой функции — 0, 0.5, 1, 0.5, 0.

$$R = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & L & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.5 & 0.5 & 0 & 0 & L & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & L & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.5 & 0.5 & 0 & L & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & L & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ M & M & M & M & & M & M & M & M & M \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L & 0 & 0 & 0.5 & 0.5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L & 0 & 0 & 0 & 0.5 & 0.5 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Умножим справа и слева равенство на транспонированную матрицу репера:

$$R^T R \lambda = R^T f$$

Можно заметить, что $R^T R = H$, где H — матрица Грамма, т.е. скалярное произведение матрицы R самой на себя (строка на столбец или столбец на строку).

Тогда, равенство приходит к следующему виду:

$$H \lambda = R^T f$$

Так как столбцы линейно независимы, то полученная матрица Грамма является положительно определённой, т. е. $\det(R) > 0$. Значит, существует и обратная матрица Грамма — H^{-1} . Тогда, если правую и левую части помножить на обратную матрицу Грамма, получим искомый спектр λ в избыточном базисном пространстве:

$$\lambda = H^{-1} R^T f$$

Из полученного набора значений можно выбрать минимальное и максимальное значения и оценить средний вес каждого. Приравняем к нулю те значения, которые меньше $(\lambda_{\max} - \lambda_{\min})/3.3$:

$$\lambda_i = \begin{cases} \lambda_i, & \lambda_i \geq (\lambda_{\max} - \lambda_{\min})/3.3 \\ 0, & \lambda_i < (\lambda_{\max} - \lambda_{\min})/3.3 \end{cases}$$

Построим обратную свёртку при помощи полученного спектра и транспонированной матрицы репера:

$$R^T \lambda_{\text{очищенный}} = f_{\text{восстановленный}}$$

На рисунке 4.13 приведён восстановленный сигнал, совмещённый с зашумленным. Причём восстановлена только нижняя часть сигнала, т.к. площади верхних частей трапеций сигнала слишком велики по отношению к площадям тестовой функции. В исследуемом случае этого более чем достаточно, так как исходный сигнал имеет дискретную природу — 0 или 1. Принудительно приравниваем к единице те сегменты сигнала, где они не равны нулю.

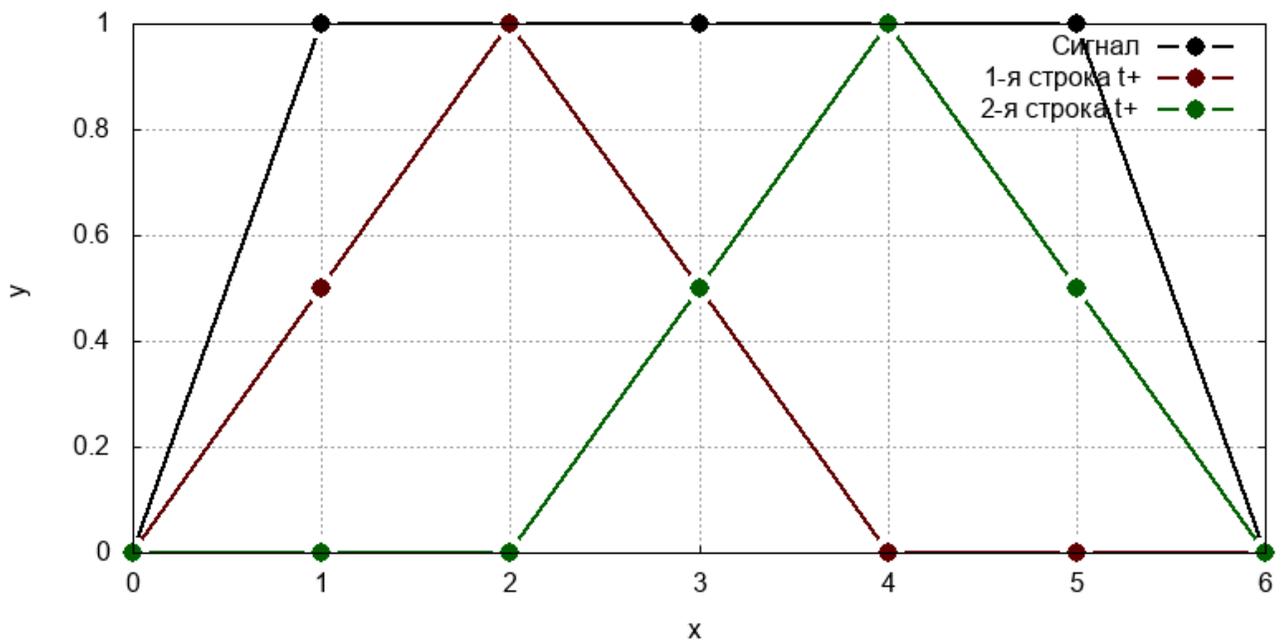


Рисунок 4.12 — Тестовая функция и исследуемый сигнал

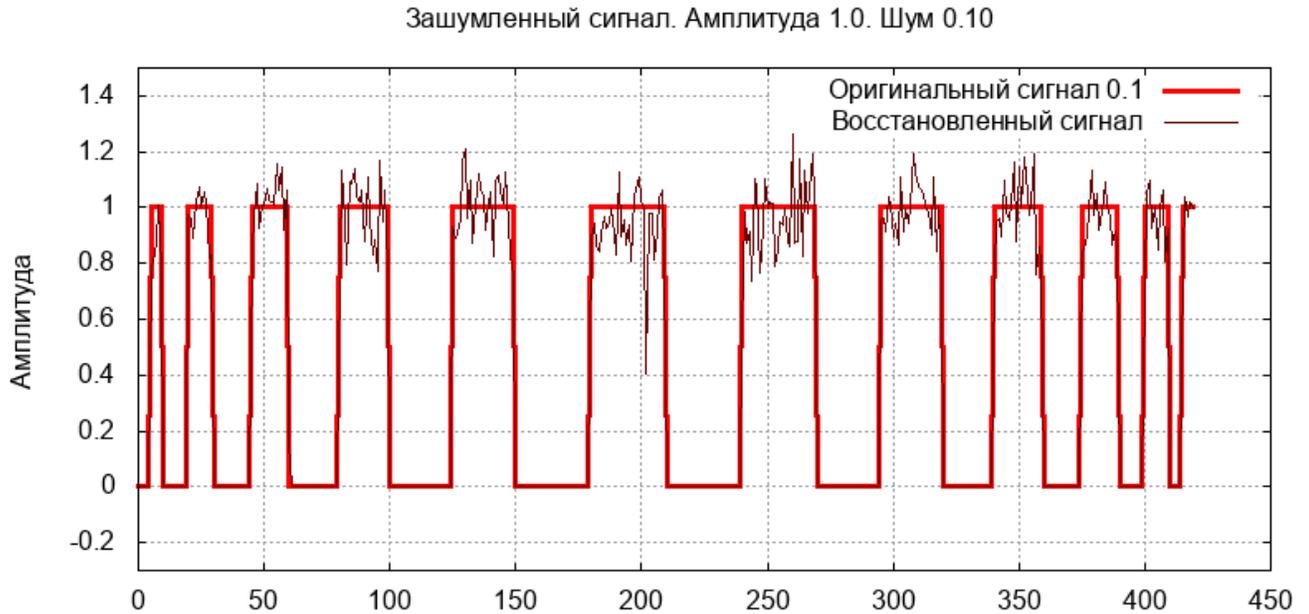


Рисунок 4.13 — Восстановленный и зашумленный сигналы

4.3. Исследование оптимальных и пограничных параметров модели интерференционного фильтра для восстановления сигнала

Для использования аппаратуры в спутниковых сетях общего пользования необходимо соответствовать регламенту административных ограничений по мощности передаваемого сигнала и оценить чувствительность на приемной стороне приемо-передающего тракта.

Чувствительность приемника зависит от минимального уровня полезного сигнала ($P_{с\ min}$), выделяемого на фоне шумов. Таким образом, чувствительность приемника — это возможность принимать слабые сигналы. Мощность пороговой чувствительности приблизительно равна:

$$P_{\text{порог}} \approx 10 \cdot P_{\text{шума на входе приемника}}$$

Чтобы оценить эффективность работы алгоритма, необходимо исследовать граничные условия восстановления сигнала и изучить процессы, происходящие вблизи этой границы, с помощью математической модели.

В исследовании изменяются два параметра: средневзвешенный коэффициент шума (от основной амплитуды) и коэффициент очистки полученного спектра. Согласно теоретическим расчётам по А. Яглому [14], оптимальным коэффициентом очистки спектра должно быть 0.33. Проведём исследование при помощи программы, приведённой в приложении П.1, оптимального сочетания коэффициента очистки спектра и максимального значения сигнал/шум, при котором данные достоверно восстановятся.

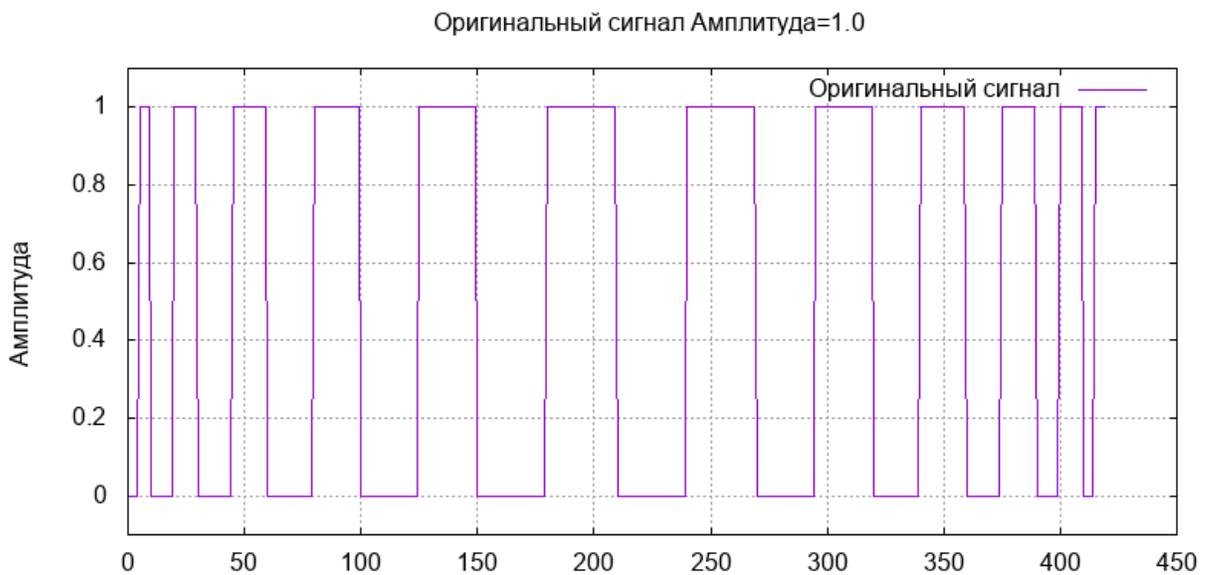


Рисунок 4.13 — Исходный, не зашумленный сигнал с амплитудой, нормированной на 1.0

Начнём с незначительной амплитуды белого Гауссова шума, составляющего 0.10 от основной амплитуды сигнала и проверим восстановление сигнала при различных значениях коэффициента чистки спектра.

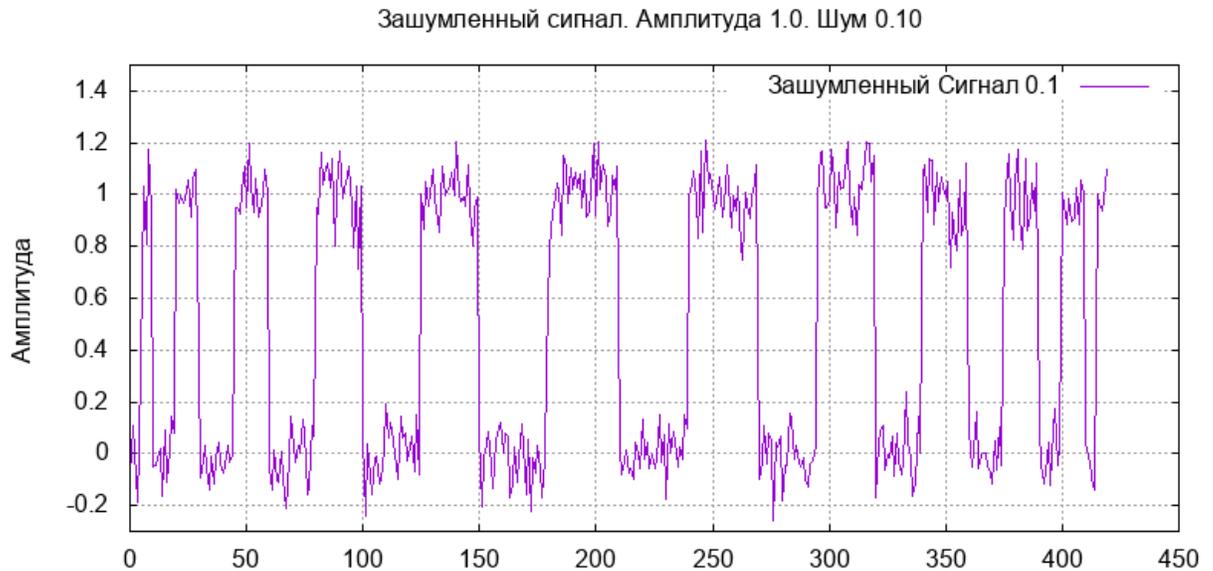


Рисунок 4.14 — Зашумленный сигнал с амплитудой шума 0.10

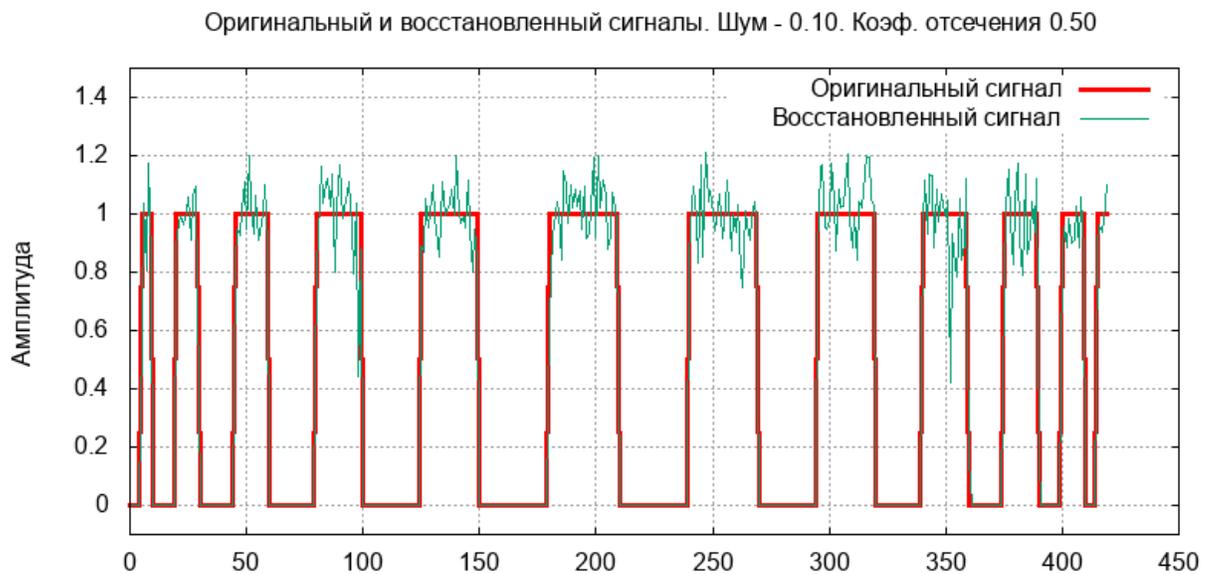


Рисунок 4.15 — Исходный и восстановленные сигналы при амплитуде шума 0.10 и коэффициенте отсеечения 0.5

Сигнал, приведённый на рисунке 4.15, восстановлен полностью, без погрешностей и ошибок. Исследуем режимы восстановления при том же уровне соотношения сигнал/шум и других значениях коэффициента отсеечения.

На рисунке 4.16 показано восстановление сигнала с соотношением сигнал/шум 0.10 для коэффициента отсеечения 1.0.

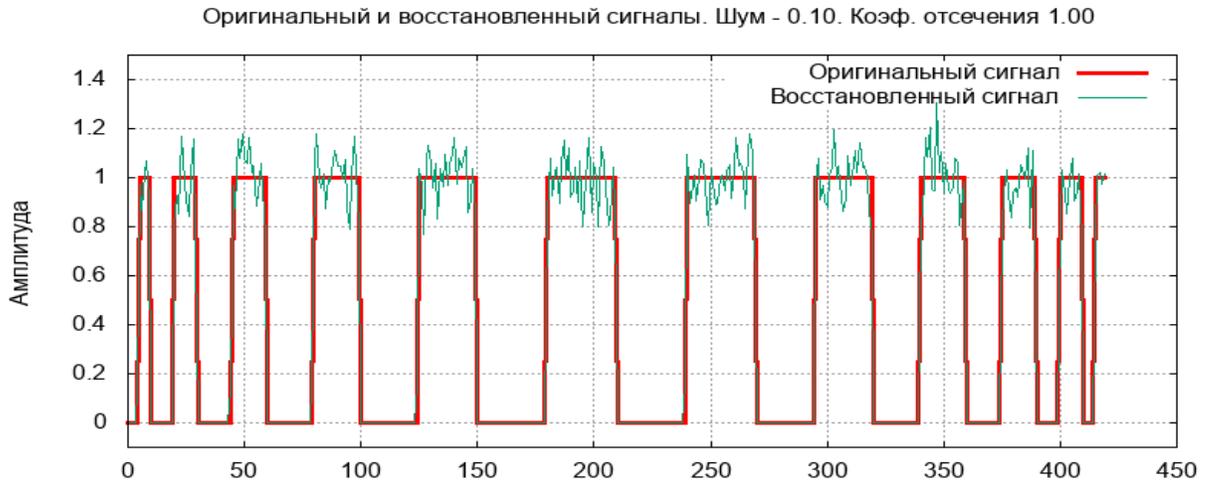


Рисунок 4.16 — Исходный и восстановленные сигналы при амплитуде шума 0.10 и коэффициенте отсечения 1.0

Видим, что на рисунке 4.16 сигнал снова восстановлен без погрешностей и ошибок. Перейдём к значению коэффициента отсечения 2.0.



Рисунок 4.17 —

Исходный и восстановленные сигналы при амплитуде шума 0.10 и коэффициенте отсечения 2.0

Видим, что на рисунке 4.17 сигнал восстановлен полностью, без погрешностей и ошибок. Подходим к теоритически оптимальному значению коэффициента отсечения ~ 3.3 . Поэтому меняем шаг изменения коэффициента отсечения на 0.1. Следующее значение 3.10:

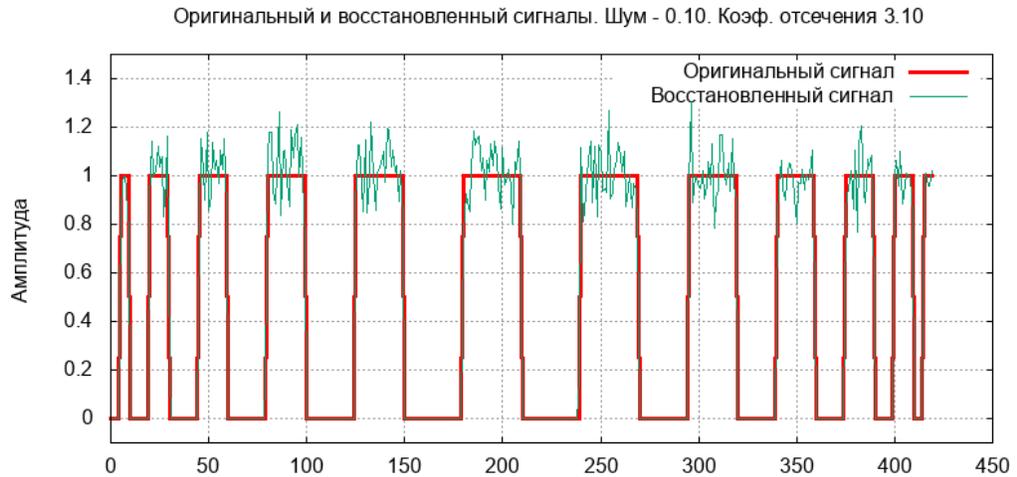


Рисунок 4.18 — Исходный и восстановленные сигналы при амплитуде шума 0.10 и коэффициенте отсечения 3.10

Видим, что на рисунке 4.18 сигнал восстановлен полностью, без погрешностей и ошибок.

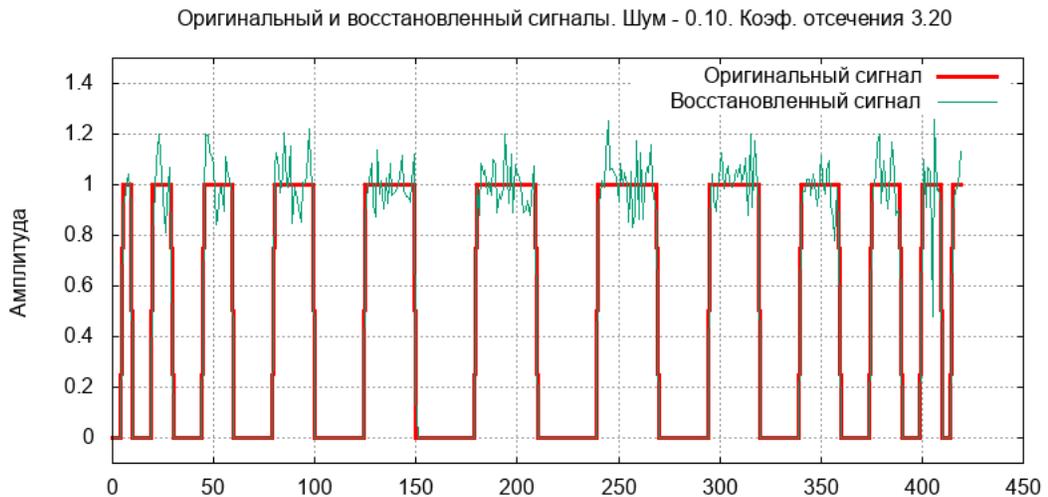


Рисунок 4.19 — Исходный и восстановленные сигналы при амплитуде шума 0.10 и коэффициенте отсечения 3.20

Видим, что на рисунке 4.19 сигнал восстановлен полностью без погрешностей и ошибок. Наконец, рассмотрим на рисунке 4.20 теоретически оптимальное значение коэффициента отсечения 3.33:



Рисунок 4.20 — Исходный и восстановленные сигналы при амплитуде шума 0.10 и коэффициенте отсеечения 3.33

Видим, что на рисунке 4.20 сигнал восстановлен полностью. Здесь использовано значение теоретически оптимального коэффициента отсеечения 3.33. Можно сказать, что при данном значении соотношения сигнал/шум, равное 0.10, значение коэффициента отсеечения, практически не влияет на качество восстановления сигнала.

Проверим, работает ли алгоритм при избыточном отсечении спектра и малом соотношении сигнал/шум.

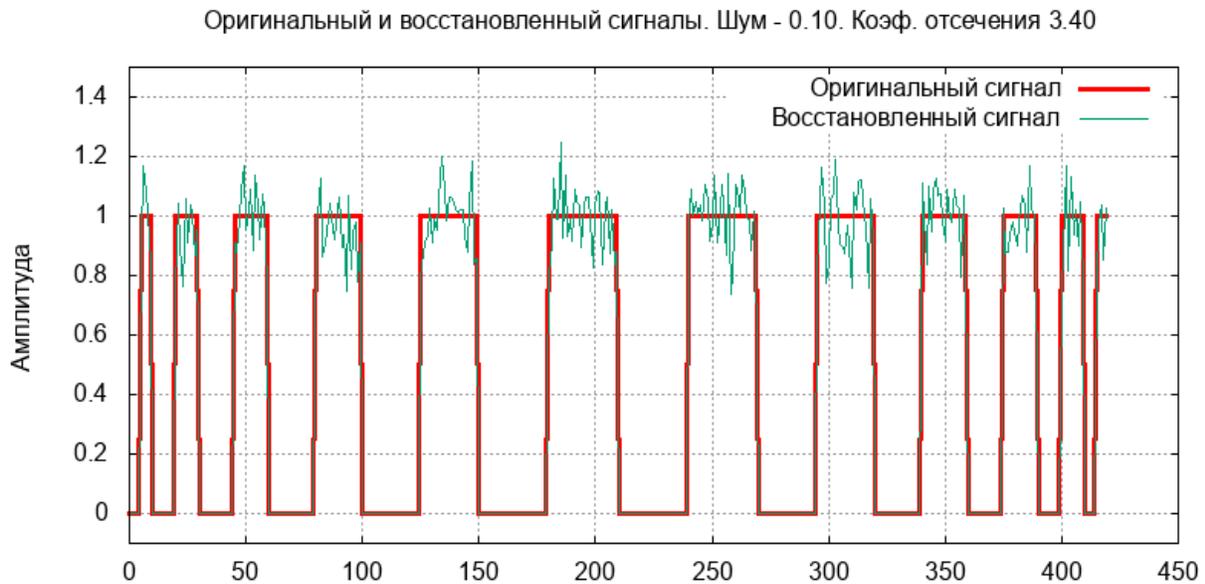


Рисунок 4.21 — Исходный и восстановленные сигналы при амплитуде шума 0.10 и коэффициенте отсечения 3.40

Видим, что на рисунке 4.21 сигнал восстановлен полностью. Попробуем увеличить коэффициент отсечения до значения 4.0 и рассмотрим результат на рисунке 4.22:



Рисунок 4.22 — Исходный и восстановленные сигналы при амплитуде шума 0.10 и коэффициенте отсечения 4.00

Видим, что на рисунке 4.22 сигнал восстановлен полностью, без искажений и каких-либо погрешностей. Таким образом, при небольших соотношениях сигнал/шум, значение коэффициента отсечения спектра не играет особенной роли. При значениях коэффициента отсечения 0.5 до 5 сигнал восстанавливается полностью, без искажений.

Для того, чтобы наглядно продемонстрировать работу алгоритма и сократить время вычисления, введём специальную величину: «размер средней ошибки». Это отношение длины непрерывного некорректно восстановленного отрезка к длине одного бита. Если длина этого отрезка, больше единицы, сигнал не восстановлен. Если меньше — все биты восстановлены однозначно и достоверно.

На рисунке 4.23 показан график зависимости средней ошибки от фиксированной зашумленности сигнала при разных значениях коэффициента отсечения от 0.5 до 6. При соотношении сигнал/шум 0.10:

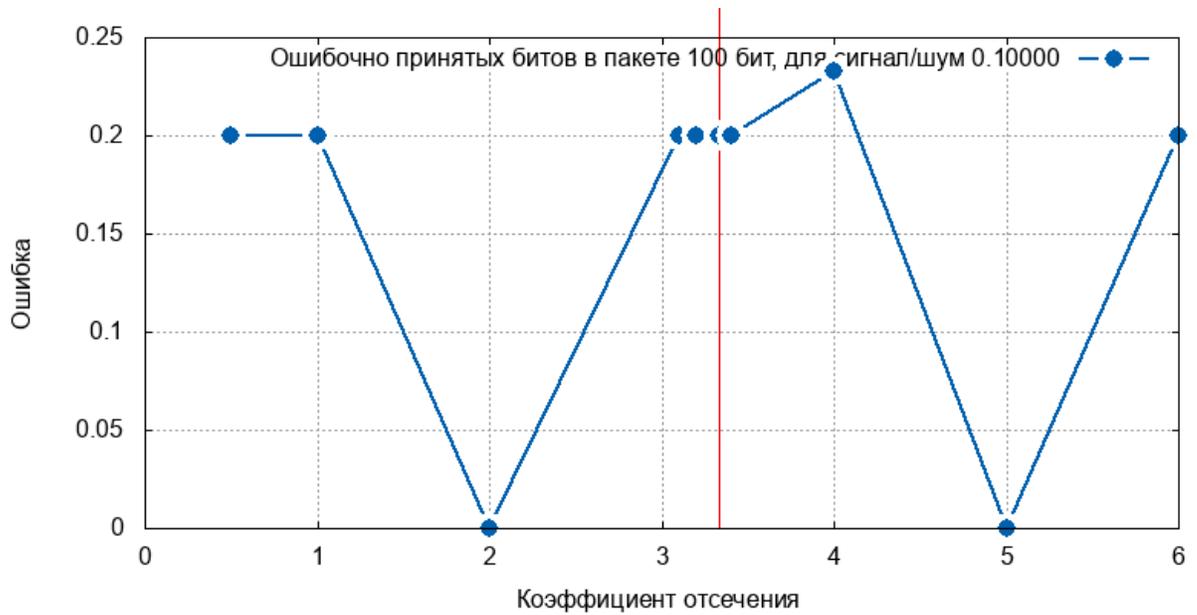


Рисунок 4.23 — Среднее количество ошибок при соотношении сигнал/шум 0.10 и коэффициенте отсечения, изменяющемся от 0.5 до 6.0.

Для всех коэффициентов отсечения восстановление проходит успешно, ошибка меньше единицы. В районе коэффициента отсечения восстановление наиболее стабильно.

Исследования показали, что до соотношения сигнал/шум 0.3 нулевые значения восстановленного сигнала также полностью совпадают с нулевыми значениями исходного сигнала. Графики похожи на уже приведённые выше и в этом исследовании они не приводятся.

Изучим значение величины соотношения сигнал/шум 3.1 и рассмотрим зависимость эффективности восстановления сигнала от выбранного коэффициента отсечения.

На рисунках 4.24-4.29 показан процесс восстановления с различными коэффициентами отсечения. Видно, что сигнал по-прежнему восстанавливается, но с относительной погрешностью, близкой к единице, т.е. на пределе теоретических возможностей алгоритма. Однако учитывая, что ширина погрешности меньше ширины полупериода сигнала, этой ошибкой можно пренебречь.

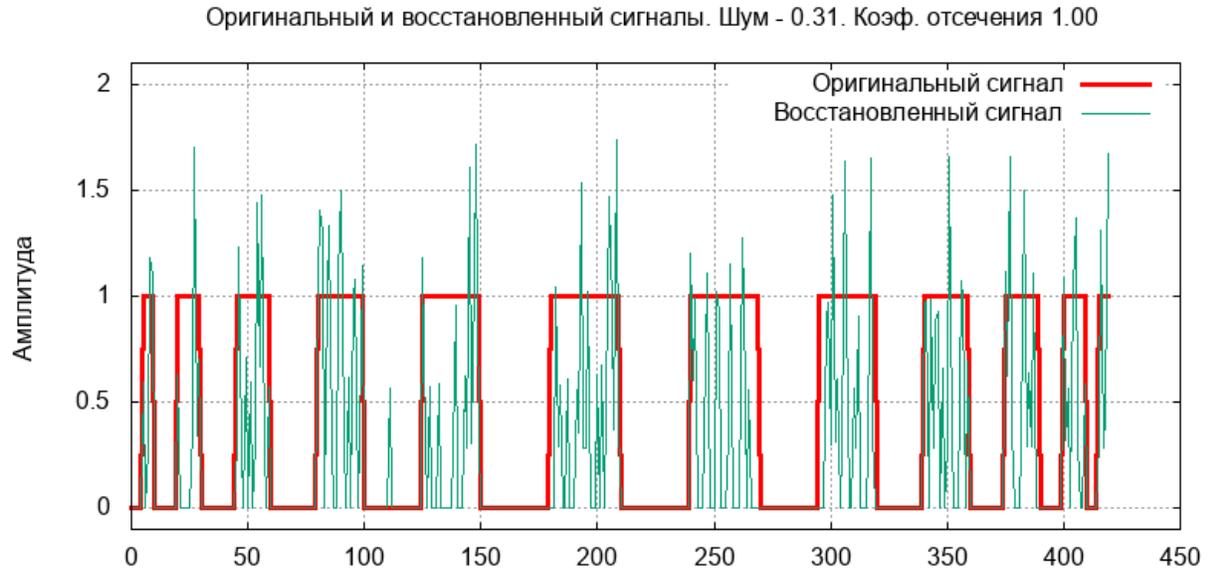


Рисунок 4.24 — Исходный и восстановленные сигналы при амплитуде шума 0.31 и коэффициенте отсеечения 1.0

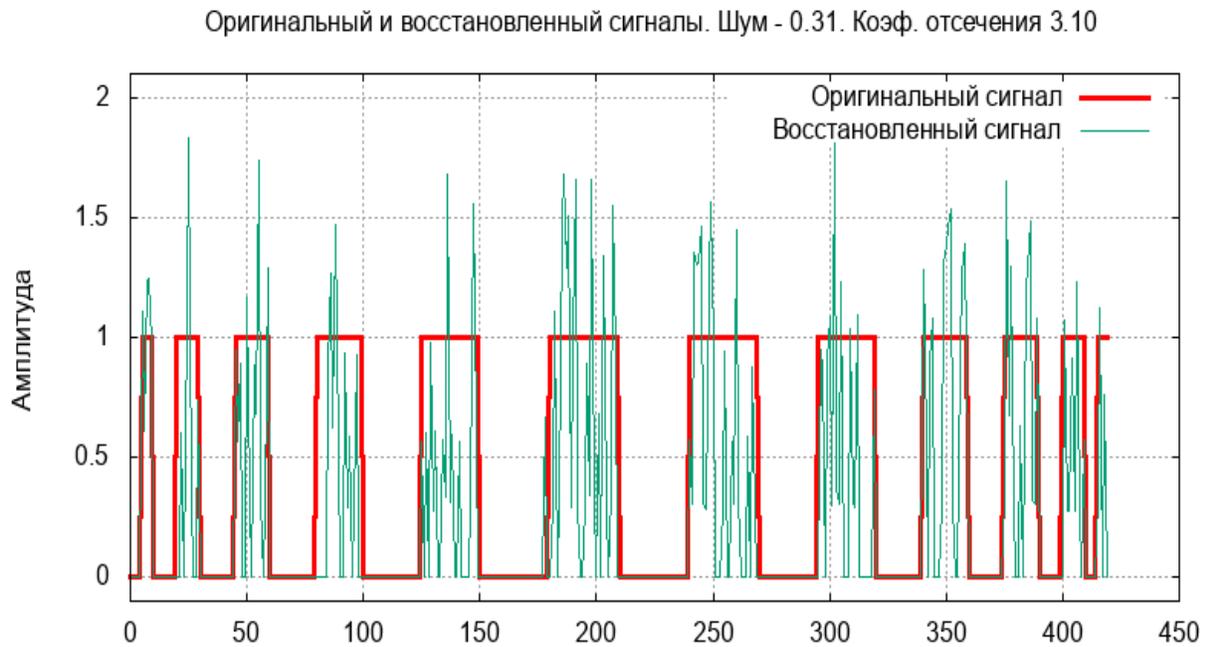


Рисунок 4.25 — Исходный и восстановленные сигналы при амплитуде шума 0.31 и коэффициенте отсеечения 3.10

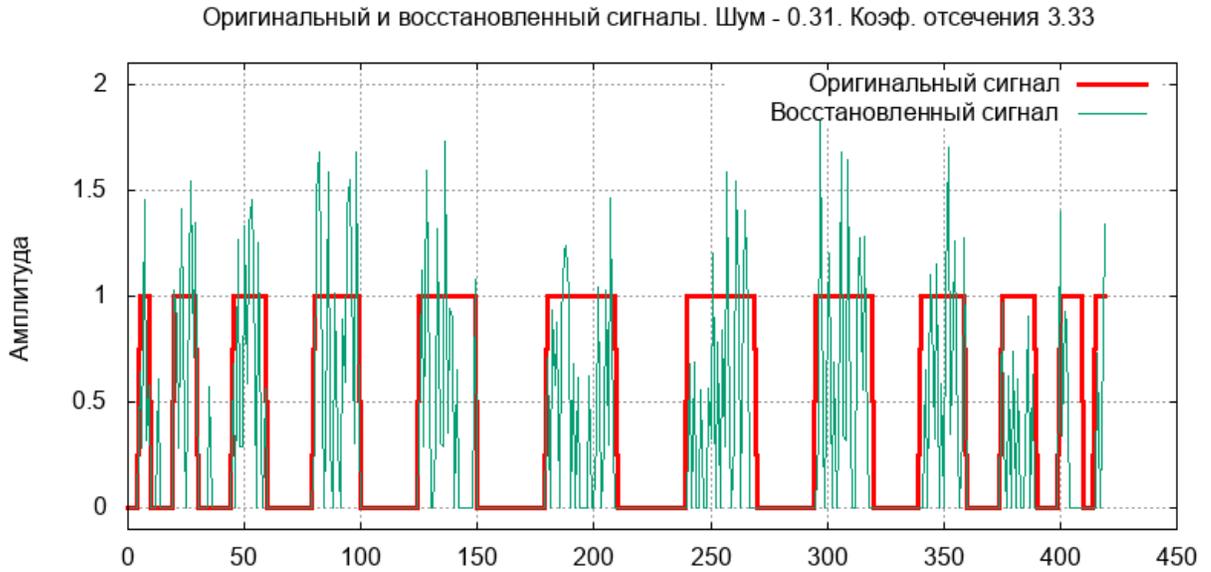


Рисунок 4.26 — Исходный и восстановленные сигналы при амплитуде шума 0.31 и коэффициенте отсечения 3.33

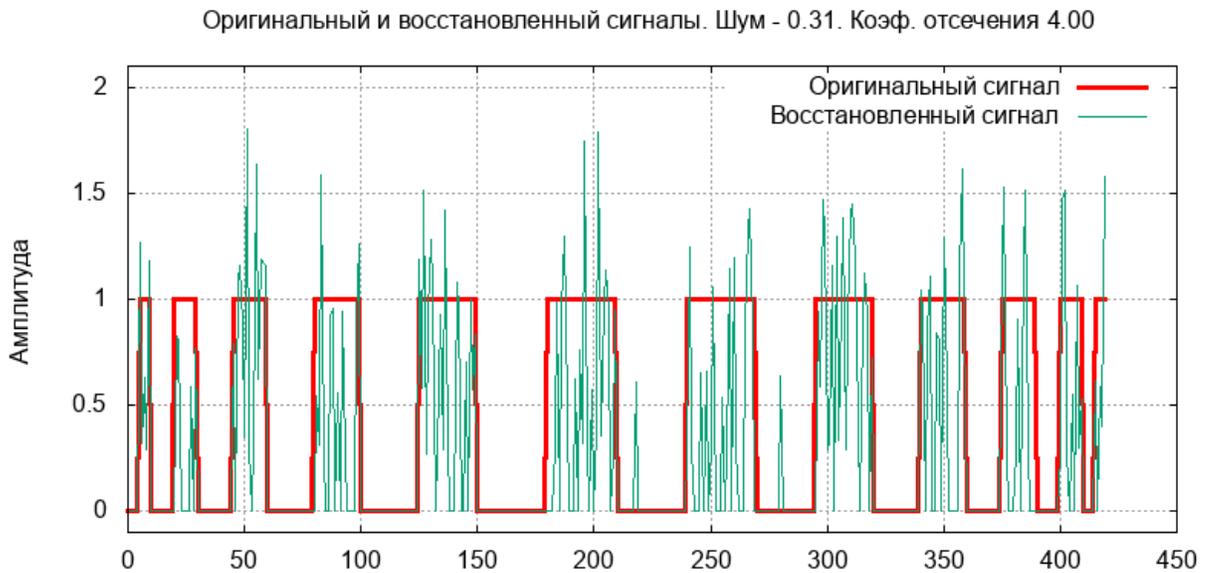


Рисунок 4.27 — Исходный и восстановленные сигналы при амплитуде шума 0.31 и коэффициенте отсечения 4.00



Рисунок 4.29 — Исходный и восстановленные сигналы при амплитуде шума 0.31 и коэффициенте отсечения 5.00

На рисунках 4.24-4.29 видно, что для коэффициента отсечения 5.0 восстановление не удалось: потеряны три бита. На рисунке 4.30 показан график зависимости ошибок восстановления от выбранного коэффициента отсечения:

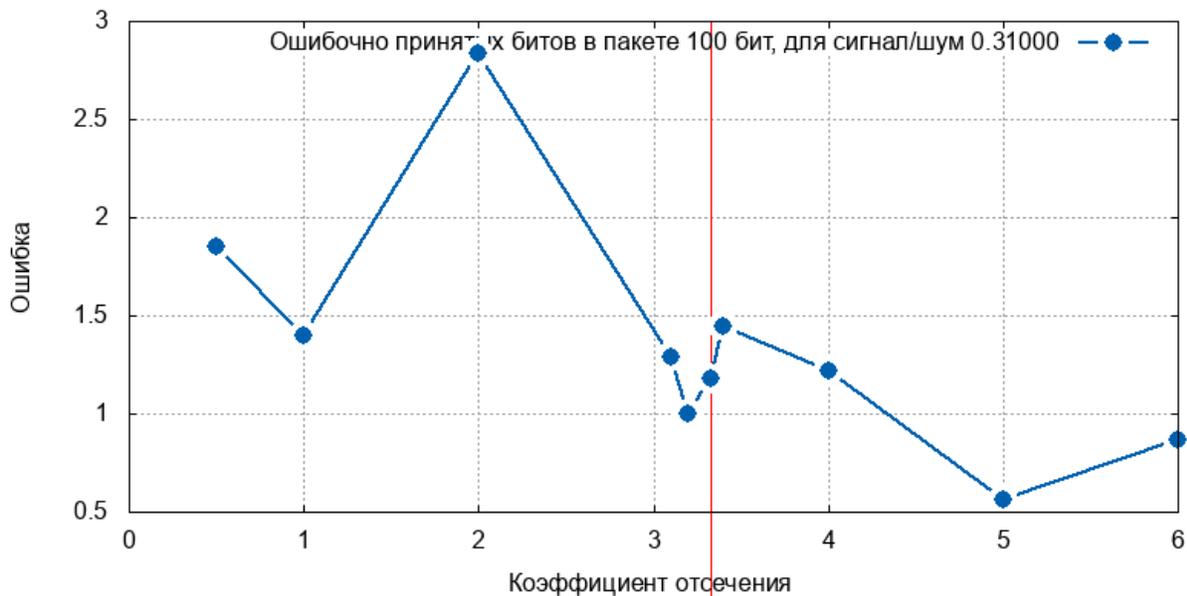


Рисунок 4.30 — Среднее количество ошибок для амплитуды шума 0.31

Видно, что в районе коэффициента 0.33 результат стабилен. Если увеличить шум до 0.33 от основной амплитуды, наблюдаем неполное восстановление

сигнала с возможностью дальнейшего восстановления, как это показано на рисунках 4.30-4.36:

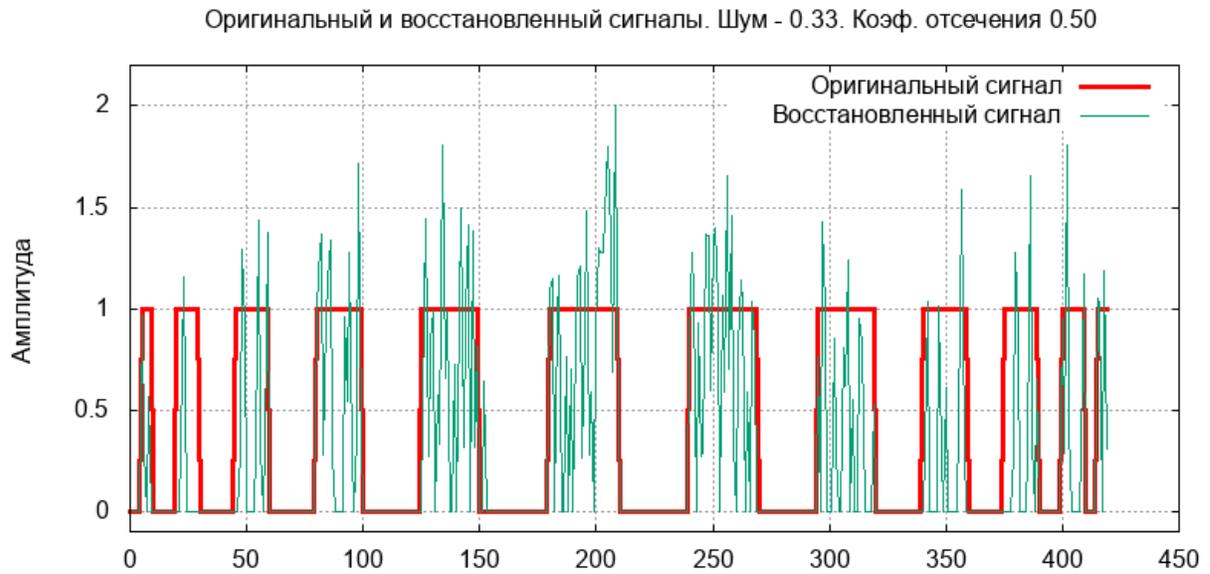


Рисунок 4.30 — Исходный и восстановленные сигналы при амплитуде шума 0.33 и коэффициенте отсеечения 0.50

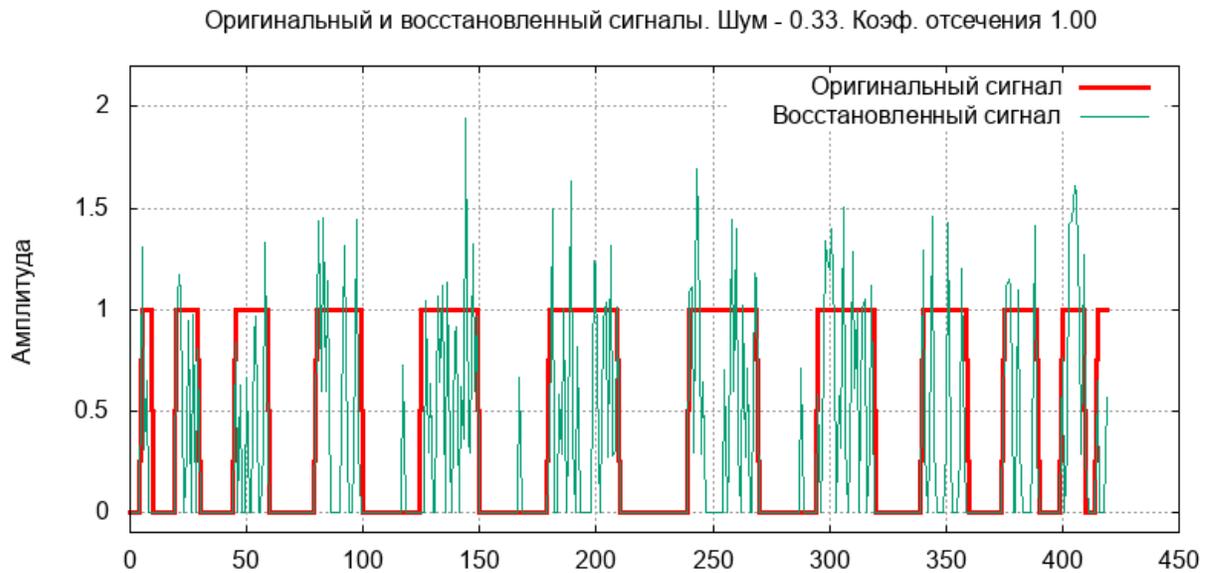


Рисунок 4.31 — Исходный и восстановленные сигналы при амплитуде шума 0.33 и коэффициенте отсеечения 1.0



Рисунок 4.31 — Исходный и восстановленные сигналы при амплитуде шума 0.33 и коэффициенте отсеечения 2.0

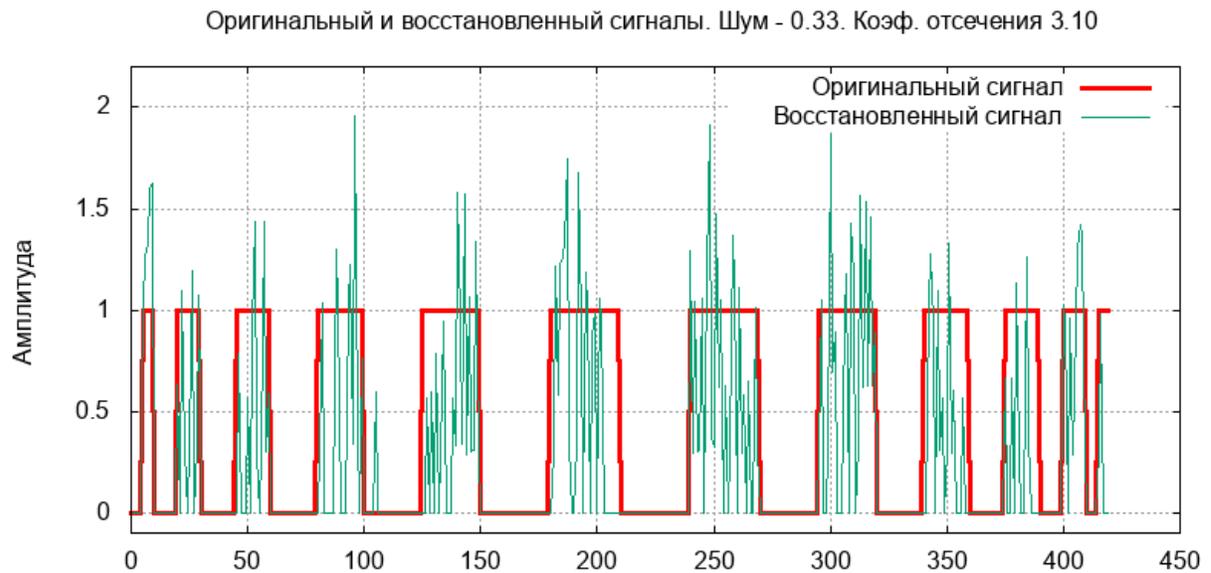


Рисунок 4.32 — Исходный и восстановленные сигналы при амплитуде шума 0.33 и коэффициенте отсеечения 3.10

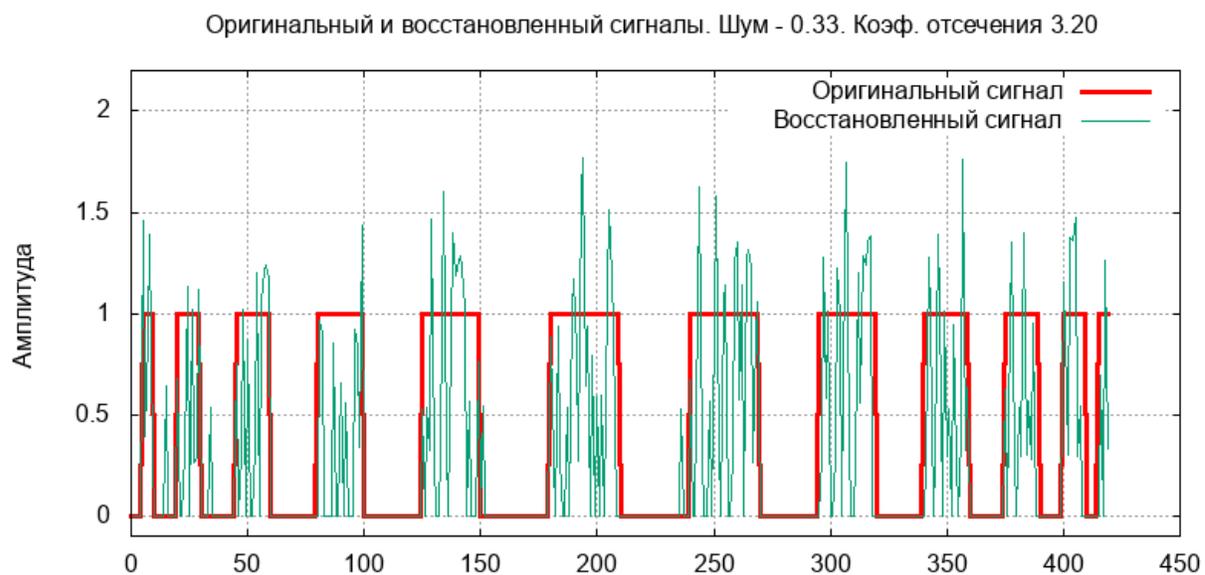


Рисунок 4.33 — Исходный и восстановленные сигналы при амплитуде шума 0.33 и коэффициенте отсеечения 3.20

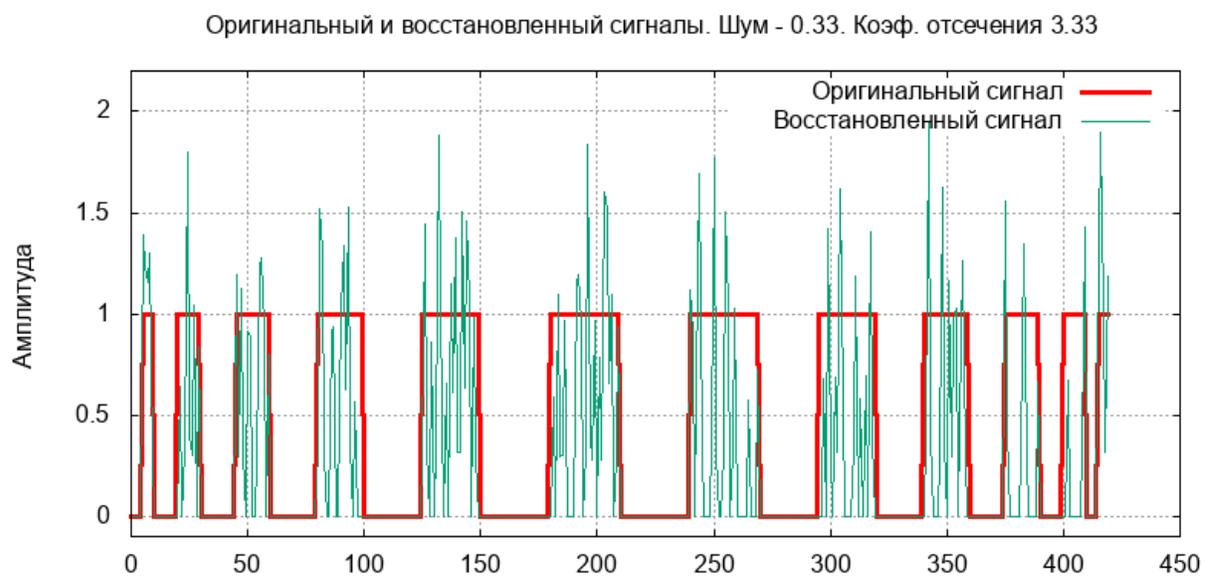


Рисунок 4.34 — Исходный и восстановленные сигналы при амплитуде шума 0.33 и коэффициенте отсеечения 3.33

Оригинальный и восстановленный сигналы. Шум - 0.33. Коэф. отсечения 3.40

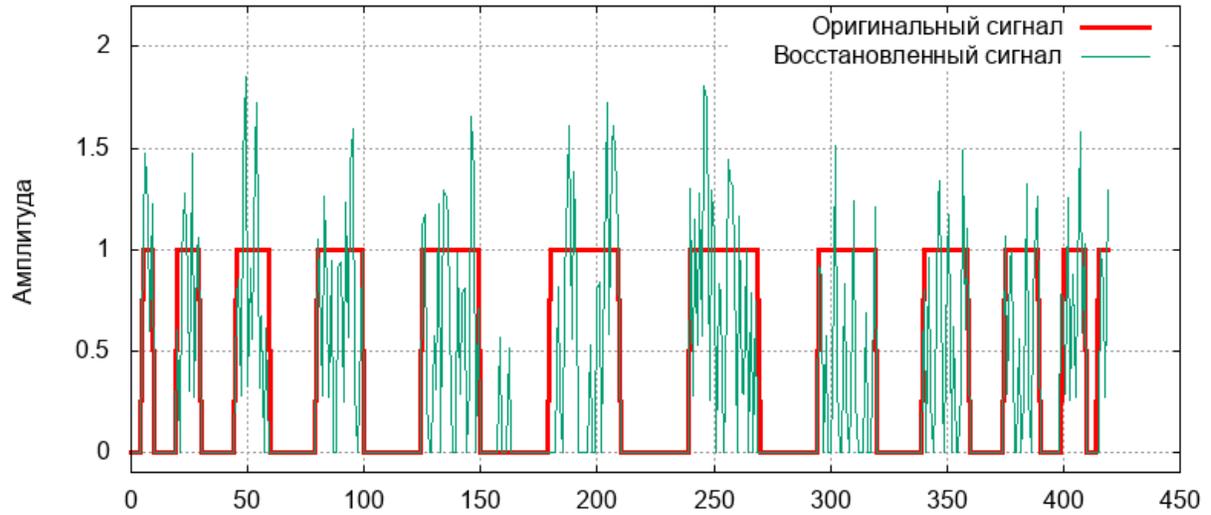


Рисунок 4.35 — Исходный и восстановленные сигналы при амплитуде шума 0.33 и коэффициенте отсечения 3.40

Оригинальный и восстановленный сигналы. Шум - 0.33. Коэф. отсечения 5.00

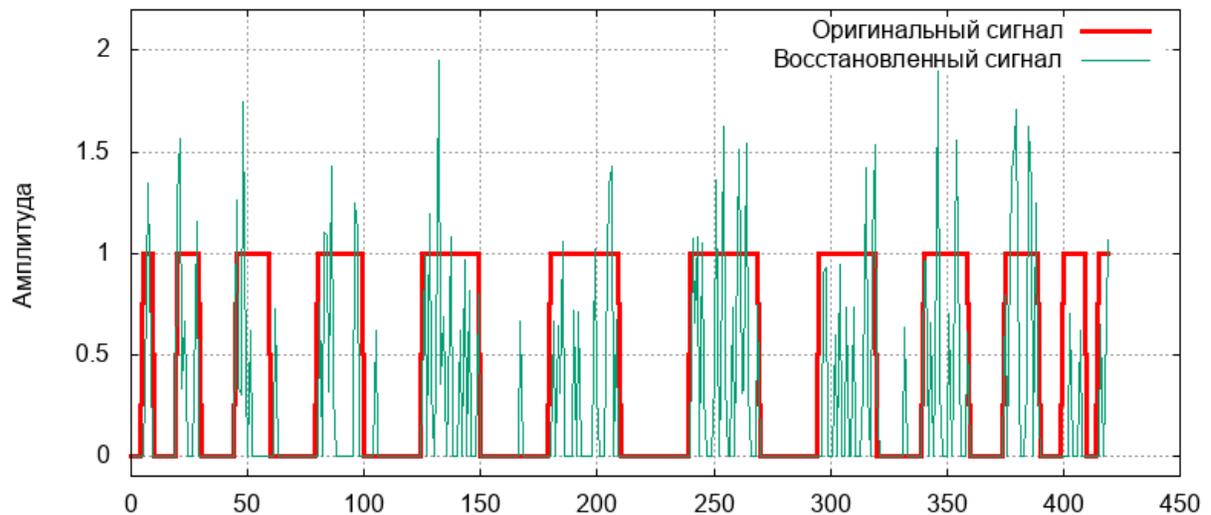


Рисунок 4.36 — Исходный и восстановленные сигналы при амплитуде шума 0.33 и коэффициенте отсечения 5.0

Как видим из рисунка 4.37, восстановление около коэффициента отсечения 0.33 — полноценное. Но в самой точке 0.33 восстановление не проходит. Видимо, это связано с тем, что мы находимся на границе возможности полноценной работы алгоритма.

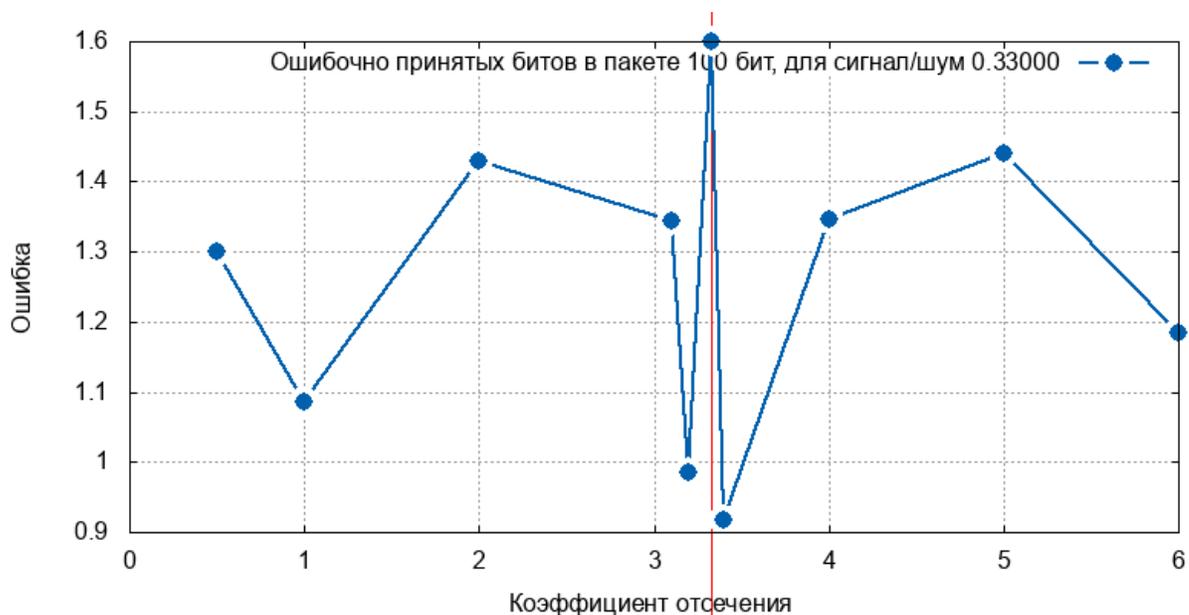


Рисунок 4.37 — Восстановление сигнала при разных коэффициентах отсечения и значении сигнал/шум, близких к предельно возможному — 0.33.

На рисунках 4.38-4.45 видно, что алгоритм вполне успешно обрабатывает для значения соотношений сигнал/шум 3.33 и коэффициента отсечения 3.33, что вполне совпадает с предсказанным теоретическим результатом.

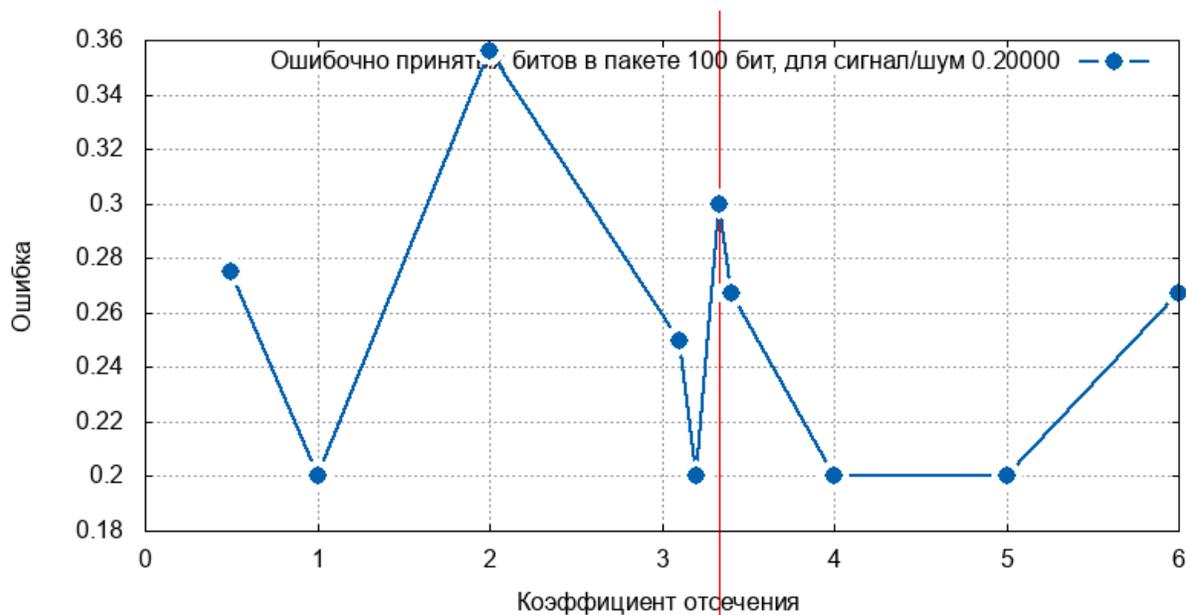


Рисунок 4.38 — Зависимость ошибки восстановления от коэффициента отсечения для соотношения сигнал/шум 0.20.

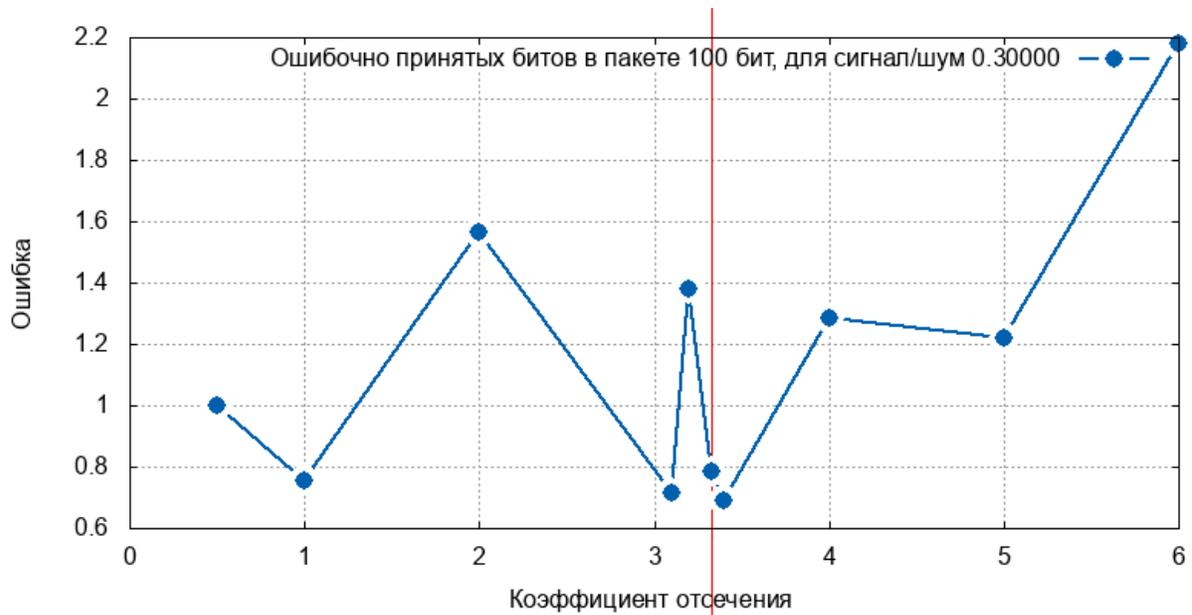


Рисунок 4.39 — Зависимость ошибки восстановления от коэффициента отсечения для соотношения сигнал/шум 0.30.

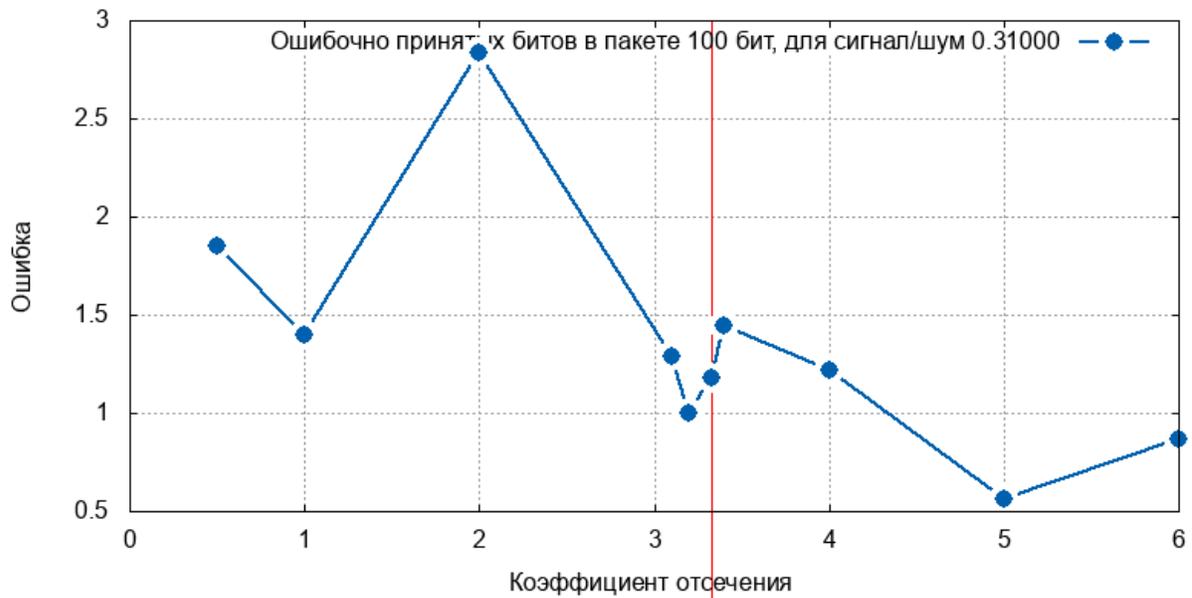


Рисунок 4.40 — Зависимость ошибки восстановления от коэффициента отсечения для соотношения сигнал/шум 0.31.

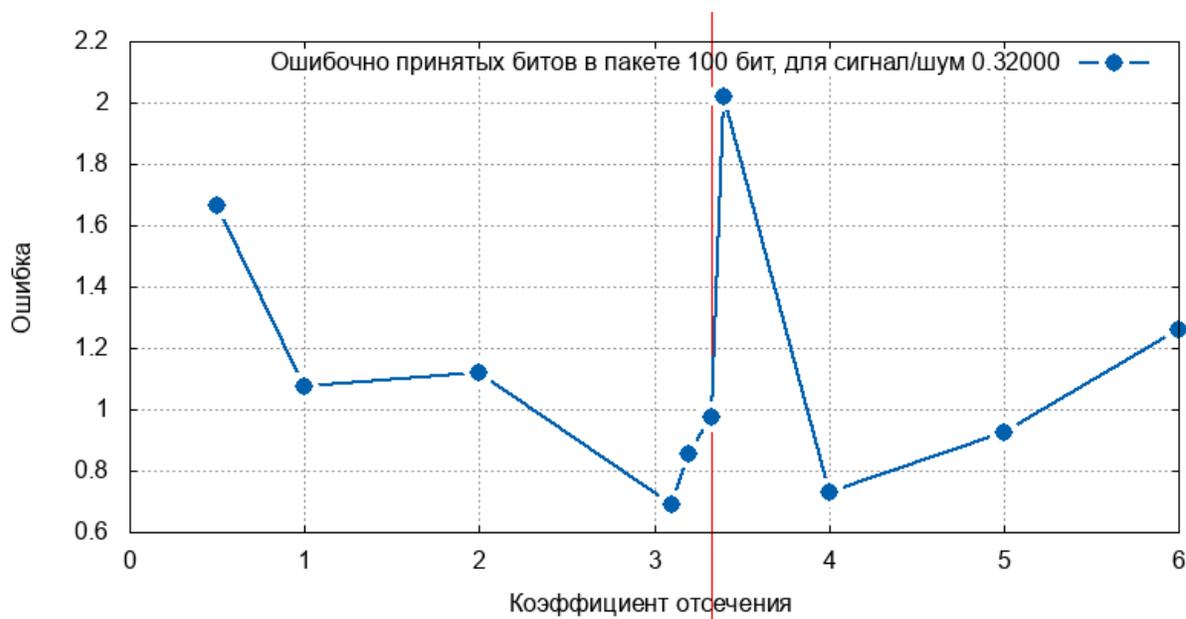


Рисунок 4.41 — Зависимость ошибки восстановления от коэффициента отсечения для соотношения сигнал/шум 0.32.

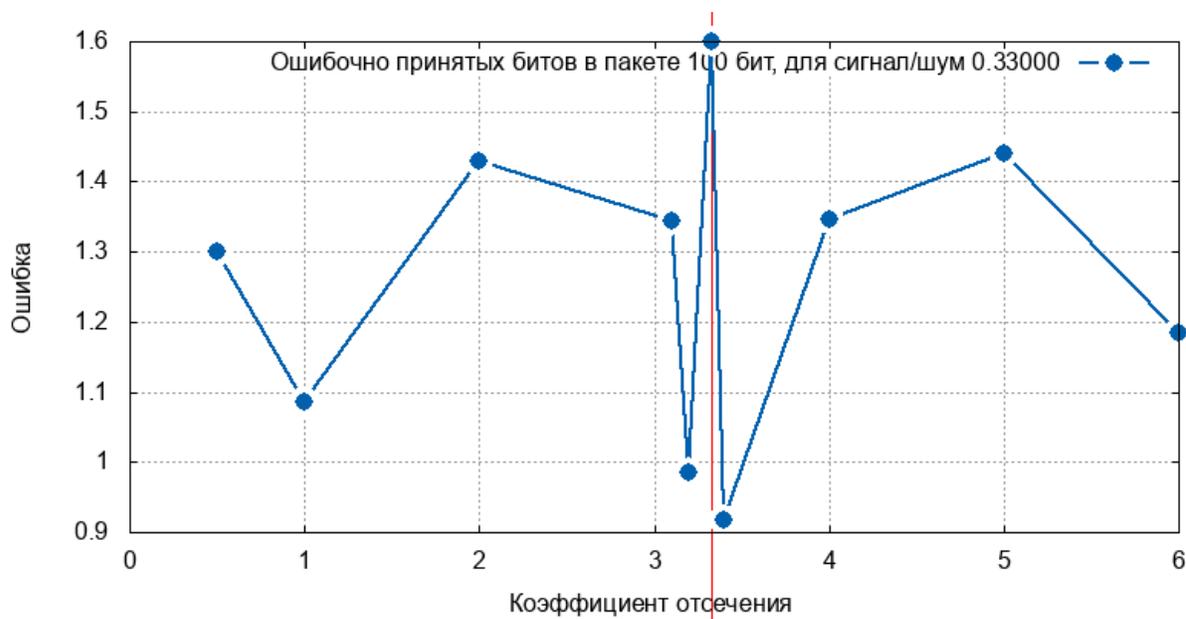


Рисунок 4.42 — Зависимость ошибки восстановления от коэффициента отсечения для соотношения сигнал/шум 0.33.

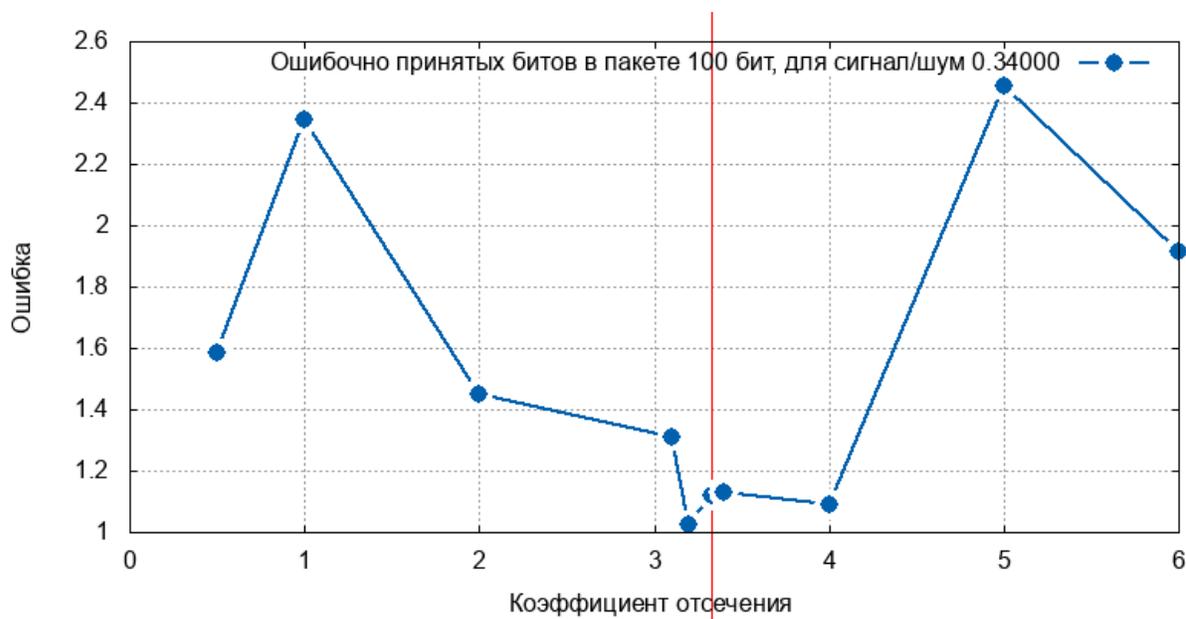


Рисунок 4.43 — Зависимость ошибки восстановления от коэффициента отсечения для соотношения сигнал/шум 0.34.

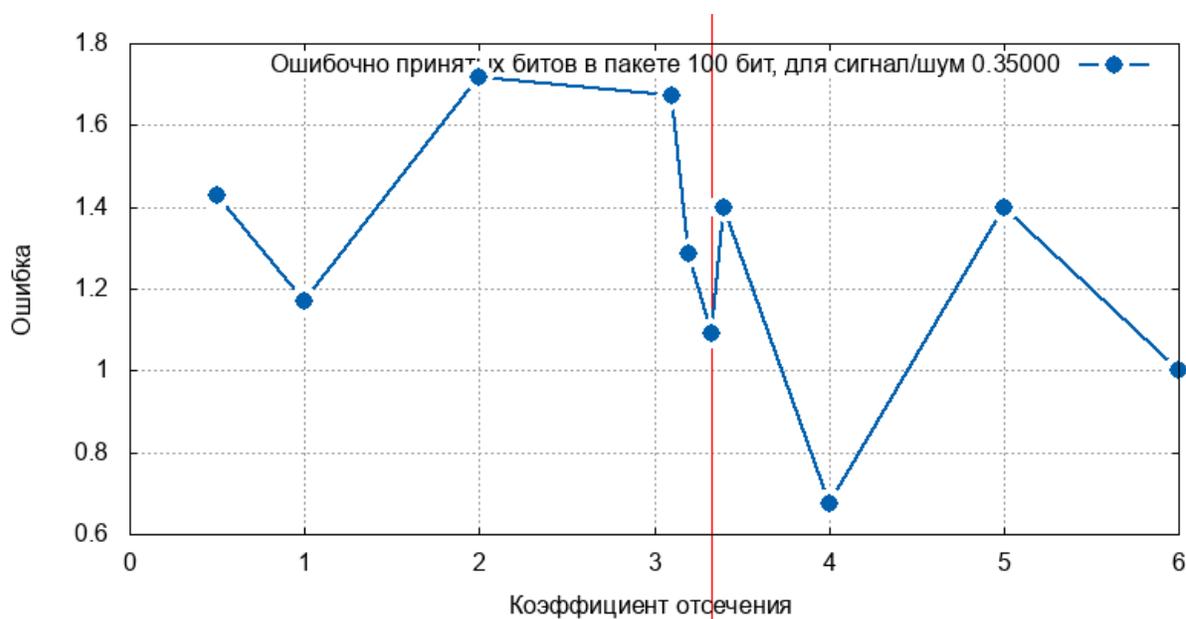


Рисунок 4.44 — Зависимость ошибки восстановления от коэффициента отсечения для соотношения сигнал/шум 0.35.

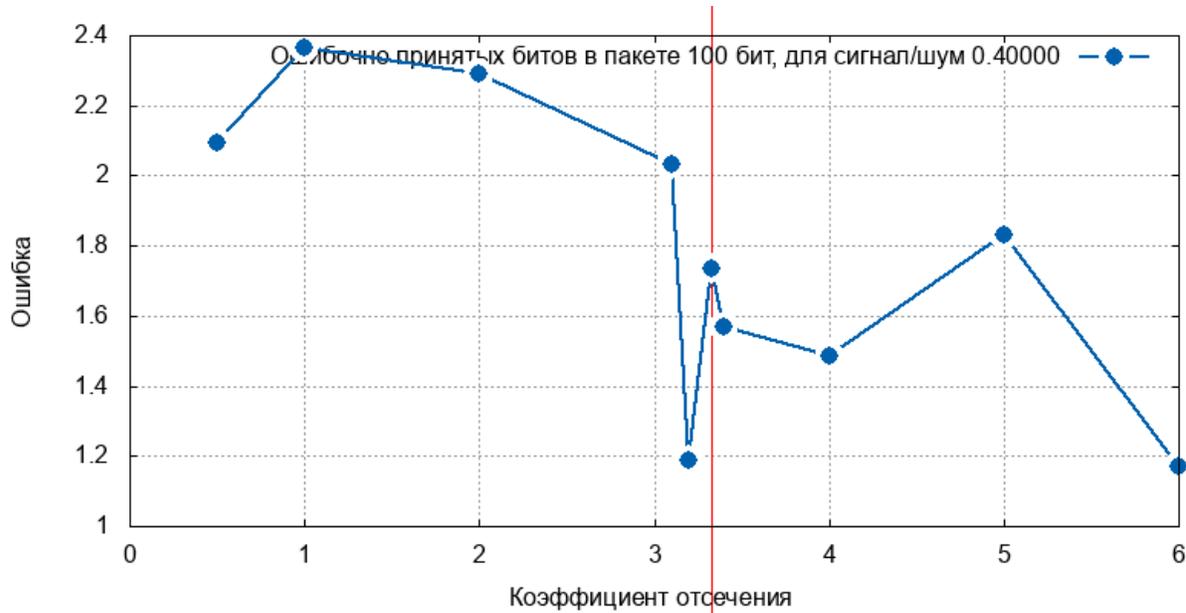


Рисунок 4.45 — Зависимость ошибки восстановления от коэффициента отсечения для соотношения сигнал/шум 0.40.

Графики, демонстрирующие результаты проведённого эксперимента, показывают, что алгоритм восстановления сигнала, зашумленного белым гауссовым шумом, справляется с задачей восстановления в пределах, изначально рассчитанных в параграфе 4.3.

4.4. Описание, принцип работы программы восстановления, зашумленного тестового сигнала и оценки качества восстановления сигнала

Программа написана для моделирования восстановления и исследования качества зашумленного тестового сигнала. Она основана на модели алгоритма интерференционного фильтра, описанного в главе 4.2.

Программа написана на языке C++ в соответствии со стандартом C++ 11, ISO/IEC 14882:2011 [76] с использованием среды разработки NetBeans IDEv.7.1

[71] под операционной системой Linux. В расчётах матриц использовалась библиотека GSL [17].

Выбран язык C++, поскольку библиотека GSL является наиболее проверенной и высокоскоростной библиотекой с открытым исходным кодом для расчётосновных операций Линейной Алгебры (BLAS). Программа может быть портирована под другие архитектуры процессоров, что важно для последующей разработки тестового стенда и рабочей модели интерференционного фильтра с поляризационным уплотнением.

Достоверность работы программы пошагово проверена при помощи программного обеспечения MatLab R2017b [78]. Все данные, полученные в процессе расчётов, сохраняются в текстовые файлы, совместимые с форматом программы MatLab R2017b, так что можно проверить достоверность вычислений на любом шаге выполнения алгоритма.

Программа выполняет следующие шаги:

1. Моделирует исходный тестовый сигнал с указанной частотой дискретизации и амплитудой, номированной на 1.
2. Создаёт зашумленный сигнал с аддитивным гауссовым шумом с указанным соотношением сигнал/шум.
3. Создаёт вектор тестовой функции X^+ , матрицу репера, транспонированную матрицу репера и матрицу Грамма.
4. Разворачивает зашумленный сигнал на матрице Грамма, получая спектр сигнала.
5. Очищает спектр сигнала на указанном значении коэффициента отсека.
6. Сворачивает спектр зашумленного и очищенного сигнала на матрице репера и возвращает очищенный сигнал.
7. Вычисляет условную ошибку восстановления, сравнивая исходный и восстановленный сигналы.

8. Все данные записываются в файлы, совместимые с форматом, понятным программному обеспечению MatLab R2017b [78] и программе построения графиков `gnuplot` [79].
9. Создаёт файлы `gnuplot`-скриптов для построения всех графиков, необходимых для наглядного отображения эффективности работы алгоритма. В данной диссертационной работе все графики, иллюстрирующие работу алгоритма интерференционного фильтра, построены при помощи программы `GnuPlot` [79]

Программа состоит из трёх файлов, `main.cpp`, `Signal.h`, `Signal.cpp`. Файл `main.cpp` содержит точку входа в программу — функцию `main(...)` и две функции для записи файлов-скриптов `gnuplot`. Первая функция — зависимость относительной ошибки восстановления от соотношения сигнал/шум для фиксированного значения коэффициента отсечения, вторая — зависимость относительной ошибки восстановления от коэффициента отсечения для фиксированного значения сигнал/шум.

В файле `Signal.h` содержится описание класса `Signal`, объект которого создаётся при каждом новом испытании. Этот файл содержит описания переменных, содержащих вектор исходного сигнала, вектор зашумленного сигнала, вектор восстановленного сигнала, матрицу репера, транспонированную матрицу репера, рассчитанную матрицу Грамма, инвертированную матрицу грамма, вектор спектра зашумленного сигнала, вектор очищенного спектра зашумленного сигнала, а также имена файлов данных для записи всех этих массивов данных.

Все данные записываются в текстовые файлы, содержащиеся в подпапке/`data` в формате, понятном для импортирования программой `MatLab` [78] и отображения в виде графиков при помощи `GnuPlot` [79]. Это сделано с целью проверки правильности расчётов в программе `MatLab` [78].

В файле `Signal.cpp` содержатся методы класса `Signal.cpp`, объявленные в файле `Signal.h`.

Все методы, необходимые для расчёта исходной тестовой битовой последовательности с заданной дискретизацией, зашумленного сигнала, вектора тестовой функции, матрица репера и т.д., вызываются в конструкторе класса `Signal`. Существует всего 11 основных методов класса `Signal`, необходимых для восстановления сигнала. Запись рассчитываемых данных вызывается внутри методов, непосредственно в процессе создания экземпляра класса.

4.5. Схема работы интерференционного фильтра при восстановлении фазы зашумленного сигнала

После успешного восстановления поперечной составляющей сигнала, для работы устройства подавления широкополосного сигнала с двойным использованием частоты необходимо восстановить фазовые искажения. На рисунке 4.46 показано восстановление фазового сдвига.

В данной модели используем стандартную модель Частично Разнесённого Эквалайзера (`Fractionally Spaced Equalizer`), приведённого в библиотеке `Simulink` программы `MatLab` [21, 22, 23, 24]. Этот фильтр корректирует фазу сигнала, как это показано на рисунке 4.46.

Опорный сигнал адаптируется для сигналов A_i B_i каждой поляризации и подготовлен к вычитанию. Суммарный (агрегатный) сигнал восстановлен.

Согласно предложенному алгоритму (параграф 4.3), восстанавливаем сигналы A_i B_i каждой поляризации и вычитаем опорный адаптивный, известный нам сигнал, как это показано на рисунке 4.47.

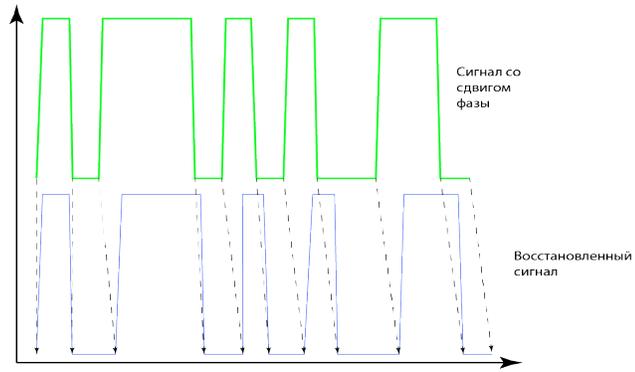


Рисунок 4.46 — Восстановление фазового сдвига

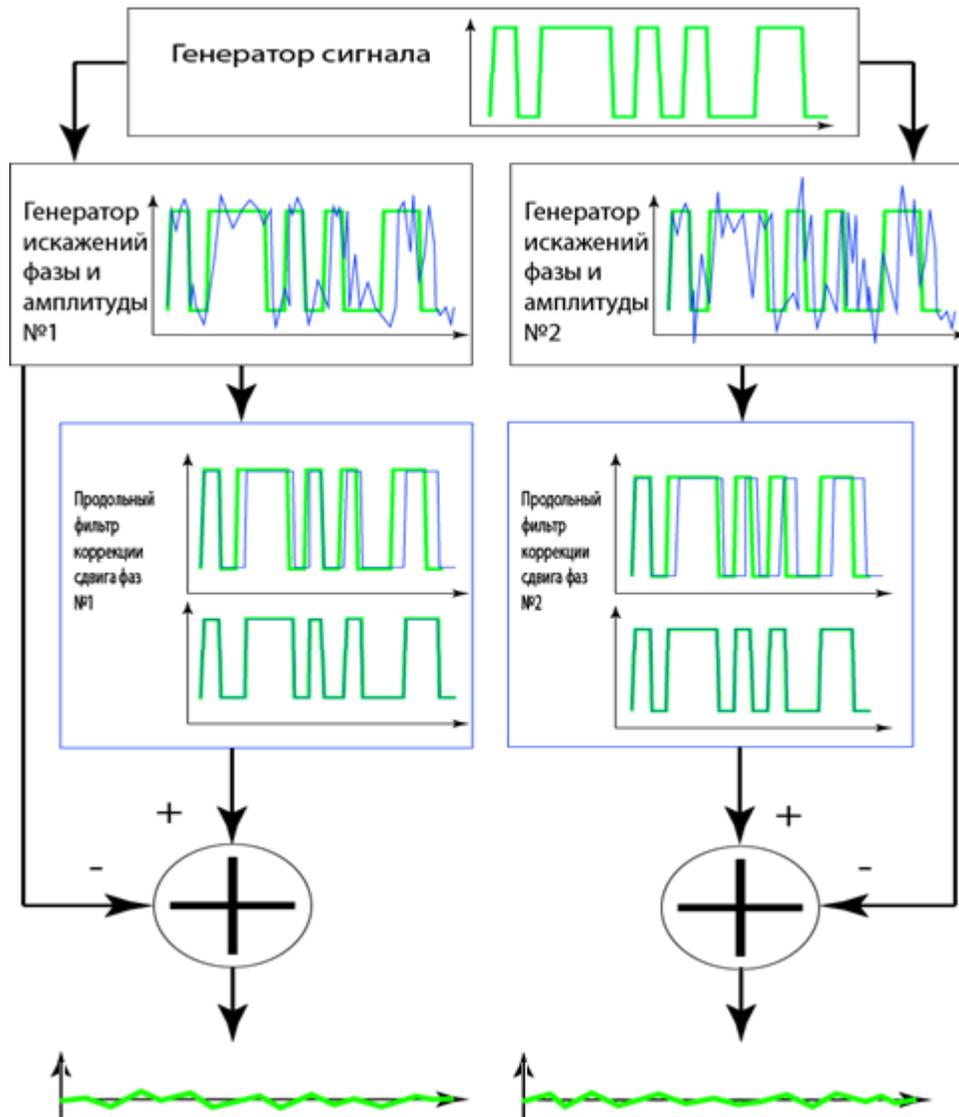


Рисунок 4.47 — Функциональная схема математической модели адаптивного вычитания сигнала

В эксперименте на макете математической модели интерференционного фильтра с подавлением широкополосного канала и поляризационным уплотнением показаны все этапы восстановления:

1. Выделен опорный сигнал из суммарного (агрегатного) сигнала;
2. На выходе получены восстановленные сигналы от головной станции в разных поляризациях;
3. Сигналы подаются на соответствующие выходы нашего устройства.

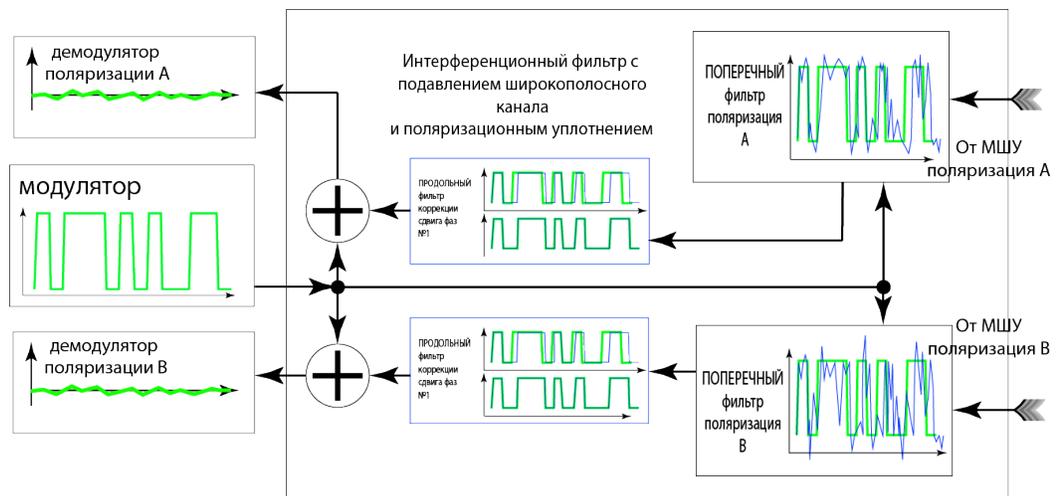


Рисунок 4.48 — Блок схема макета испытаний интерференционного фильтра с подавлением широкополосного канала и поляризационным уплотнением.

4.6. Выводы

При построении спутниковых сетей на основе существующего оборудования с двойным использованием частот и поляризационным уплотнением необходимо использовать два модема типа CDM-625 [19]. Математическая модель фильтра, предложенного в данной работе, позволяет использовать один модем, не теряя преимуществ двойного использования частоты и даёт дополнительный выигрыш до 3 дБ в энергетическом спектре спутникового орбитально-частотного ресурса.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

1. Высокая стоимость спутникового оборудования и затрат на эксплуатацию спутникового орбитально-частотного ресурса требует разработки всё новых методов для построения спутниковых сетей. Одна из наиболее эффективных используемых технологий — технология двойного использования спутникового орбитально-частотного ресурса. В результате предложенного поляризационного уплотнения, в диссертационной работе получен выигрыш использования спутникового орбитально-частотного ресурса в четыре раза по сравнению с традиционными сетями.
2. Двойное поляризационное уплотнение даёт дополнительный выигрыш до 3 дБ в энергетическом спектре системы по сравнению с методом «несущая в несущей»
3. Модернизация существующих сетей по топологии звезда возможна с учетом влияния диаметра апертуры приемопередающих антенн.
4. Разработанная математическая модель фильтра является инвариантной. Она может быть использована как для создания отдельного устройства, так и для интеграции в существующие приёмопередающие устройства.
5. Отдельно стоящее устройство позволяет модернизировать существующие спутниковые сети для перехода на технологию «Несущая в несущей» с двойным поляризационным уплотнением с минимальной заменой оборудования.

6. Разработанное программное обеспечение, предоставленное в приложении к работе, позволяет приступить к разработке специального фильтра в виде отдельного или интегрируемого модуля в приёмопередающее устройство. Это даёт возможность использовать двойное поляризационное уплотнение при двойном использовании частоты.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Якубовский Р.М. Математический анализ интерференции для расчета спутниковой сети при двойном использовании частот с подавлением широкополосного сигнала от головной станции // ПТЭС. — 2017. — № 1. С. 4.
2. Якубовский Р.М. Способ построения спутниковой сети при двойном использовании частот с подавлением широкополосного сигнала от головной станции и поляризационном уплотнении спектра // Труды НИИР. – 2017. – №1. С.1–7.
3. Якубовский Р. М. Математическая модель фильтра для спутниковой сети при двойном использовании частот с подавлением широкополосного сигнала от головной станции//Труды НИИР.– 2018. – №2. С.2–7.
4. Головная станция спутникового сегмента системы связи: пат. 134722 Рос. Федерация: МПК51 Н 04 В 7/00, Якубовский Р.М., Хижниченко А.Е. ; заявитель и патентообладатель Якубовский Р. М., Хижниченко А. Е. — №2012150465/07; заявл. 27.11.12; опубл. 20.11.13, Бюл. № 32
5. Сарьян В.К., Элементы управления инфраструктурой города с помощью технологий интернета вещей / Сарьян В.К., Якубовский Р.М. // Сборник трудов VII Международной конференции «ИТ-Стандарт 2016». – Москва 2016. - С. 512-514
6. Бутенко В.В., Массовые инфокоммуникационные (ИК) услуги на базе системы координатно-временного и навигационного обеспечения

- (КВНО)/ Бутенко, В.В., Назаренко А.П., Сарьян В.К., Якубовский Р.М. // Вестник Глонас. – 2014. —№4. С. 10-12
7. Анпилогов В.Р., Анализ уровня цен на спутниковый ресурс // Технологии и средства связи. Спутниковая связь 2007. - С. 87-89.
 8. Калашников Н.И., Связь с помощью ИСЗ. //М.: Связь. - 1970. - 320 с.
 9. Самарский А. А., Численные методы // М. «Наука», Главная редакция физико-математической литературы.
 10. Электронный ресурс. Пример тригонометрической интерполяции функций содержащих тригонометрические функции и кусочно-линейной функции / http://www.machinelearning.ru/wiki/index.php?title=Тригонометрическая_интерполяция
 11. Лоран П. Ж., Аппроксимация и оптимизация //М.: Мир, 1975. - 496 с
 12. Электронный ресурс. Аннулирование корреляций между координатами / https://ru.wikipedia.org/wiki/Метод_главных_компонент
 13. Электронный ресурс. Метод главных компонент / http://www.machinelearning.ru/wiki/index.php?title=Метод_главных_компонент
 14. Яглом А. М., Яглом И. М, Вероятность и информация // Издание третье, переработанное и дополненное. М., Наука, 1973 — 512 с.
 15. Березин И. С., Методы вычислений, т. 2 // Государственное Издательство Физико-математической литературы, М. 1952
 16. Колмогоров А. Н., К обоснованию метода наименьших квадратов // Успехи математических наук», М. 1946
 17. Электронный ресурс. Библиотека GSLBLAS / <https://www.gnu.org/software/gsl/doc/html/blas.html>

18. Электронный ресурс. Satellite Backhaul vs Terrestrial Backhaul: A Cost Comparison // <https://www.gilat.com/wp-content/uploads/2017/02/Gilat-White-Paper-Cellular-Satellite-Backhaul-vs-Terrestrial-Backhaul-A-Cost-Comparison.pdf>
19. Электронный ресурс. Спутниковый модем DoubleTalk CDM-625 / <https://www.comtechedata.com/files/manuals/mn-modems-pdf/mn-cdm625.pdf>
20. Электронный ресурс. CLO-10 Link Optimizer DoubleTalk® Carrier-in-Carrier® Bandwidth Compression // <http://www.comtechedata.com/files/datasheets/ds-CLO-10.pdf>
21. Электронный ресурс. Adaptive Equalizer // https://en.wikipedia.org/wiki/Adaptive_equalizer
22. Электронный ресурс. Applications of Adaptive Filtering // http://cdn.intechopen.com/pdfs/16112/InTech-Applications_of_adaptive_filtering.pdf
23. Электронный ресурс. Equalization // <https://ch.mathworks.com/help/comm/ug/equalization.html>
24. Дьяконов В., Matlab. Обработка сигналов и изображений / Дьяконов В., Абраменкова И. // Питер, 2002
25. Электронный ресурс. Анализ сигналов на основе вейвлет преобразования // https://ru.bmstu.wiki/Анализ_сигналов_на_основе_вейвлет-преобразования
26. Добеши И., Десять лекций по вейвлетам. // Ижевск: «Регулярная и хаотическая динамика», 2001, 464 с.
27. Новиков Л. В., Основы вейвлет анализа. // Санкт-Петербург, 1999

28. Блаттер К. (Blatter C.), Вейвлет-анализ. Основы теории // М.: РИЦ Техносфера, 2004. — 280 с.
29. Дьяконов В. П. Вейвлеты // М.: Солон-Р, 2002. — 448 с.
30. Нагорнов О.В., Вейвлет-анализ в примерах // М.: НИЯУ МИФИ, 2010. - 120 с.
31. Смоленцев Н. К., Основы теории вейвлетов. Вейвлеты в Matlab // М.: ДМК-Пресс, 2005, 204 с.
32. Роудз Дж. Д., Теория электрических фильтров // JohnWiley&SonsLtd., 1976 Перевод на русский язык и предисловие. Издательство «Советское радио», 1980 г
33. Р. Богнер, А. Константи́нидис. Введение в цифровую фильтрацию. // Москва: Мир, 1976.
34. Э. Оппенгейм. Применение цифровой обработки сигналов. // Москва: Мир, 1980.
35. Effectiveness of Contrast Limited Adaptive Histogram Equalization on Multispectral Satellite Imagery Rangarajan, Vidhya Ganesh // Published by GRIN Verlag, 2017
36. Mohammad, Adaptive Equalization Techniques to Estimate GAGAN Signals / Mohammad, Abdul Khadar Baba // AbeBooks Seller Since September 5, 2005
37. Скляр Б., Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. // Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. - М.: Издательский дом «Вильямс». - 2004. - 1104 с.
38. Регламент радиосвязи. // Изд. МСЭ, в 4-х томах. - 2008.
39. Самойлов А.Г., Избыточность сигналов в радиосвязи / Под ред. А.Г. Самойлова. - М.: Радиотехника. - 2007. - 256 с.

40. Самойлов А.Г., Применение каскадных помехоустойчивых кодов для повышения эффективности борьбы с независимыми ошибками /Самойлов А.Г., Сидоренко А.А. // Проектирование и технология электронных средств, 2014, №3. - С.2-8.
41. Самойлов А.Г., Адаптивное программирование в цифровых системах телеметрии /Самойлов А.Г., Самойлов С.А. // Проектирование и технология электронных средств, 2015, №3. - С.3-6.
42. Полушин П.А., Частотно-полосовая компенсация селективных замираний радиосигналов /Полушин П.А., Самойлов А.Г. // Радиотехника. - 2004, №11. – С.76-79.
43. Кловский Д.Д., Передача дискретных сообщений по радиоканалам. // М.: Связь, 1969. - 375 с.
44. Самойлов А.Г., Моделирование каналов систем связи. /Галкин А.П., Лапин А.Н., Самойлов А.Г. // М.: Связь, 1979. - 96 с.
- 45.Зражевский А.Ю., Методика расчета поглощения в атмосферных парах воды в ММ и СБММ диапазонах // Радиотехника и электроника, 1976, т.21, №5, с. 951-957.
46. Петров Б.М., Электродинамика и распространение радиоволн: Учебник для вузов. – 2-е изд., испр. // М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 558 с.
47. Ерохин Г.А., Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн: Учебник для вузов – 2-е изд., испр. / Г.А. Ерохин, О.В. Чернышев, Н.Д. Козырев, В.Г. Кочержевский; Под ред. Г.А. Ерохина. // М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 491 с.
48. Monika Pinhas, The whole story behind adaptive equalizers.Blindeconvolution // Ariel University Center of Samaria, Israel, Bentham eBooks. 2016

49. Farhang-Boroujeny Behrouz, Adaptive Filters: Theory and Applications, Chichester // England, John Wiley & Sons, 1998.
50. Haykin Simon, Adaptive Filter Theory, Third Ed. // Upper Saddle River, NJ, Prentice-Hall, 1996.
51. Kurzweil, Jack, An Introduction to Digital Communications // New York, John Wiley & Sons, 2000.
52. Proakis, John G., Digital Communications, Fourth Ed. // New York, McGraw-Hill, 2001.
53. Steele, Raymond, Ed., Mobile Radio Communications // Chichester, England, John Wiley & Sons, 1996.
54. Speth, Michael, et al. "Optimum receiver design for wireless broad-band systems using OFDM." //IEEE Transactions on communications 47.11 (1999): 1668-1677.
55. Электронный ресурс. IEEE Std 802.11ac™-2013 IEEE Standard for Information technology - Telecommunications and information exchange between systems - Local and metropolitan area networks - Specific requirements - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications - Amendment 4: Enhancements for Very High Throughput for Operation in Bands below 6 GHz. // https://standards.ieee.org/standard/802_11ac-2013.html
56. Chiueh, Tzi-Dar, Baseband receiver design for wireless MIMO-OFDM communications./ Chiueh, Tzi-Dar, Pei-Yun Tsai, and I-Wei Lai. // John Wiley & Sons, 2012.
57. Horlin, P.F., A. Digital Compensation for Analog Front-Ends: A New Approach to Wireless Transceiver Design. /Horlin, P.F. and Bourdoux //Wiley, 2008.

58. Электронный ресурс. Анализ сигналов на основе вейвлет преобразования. // https://ru.bmstu.wiki/Анализ_сигналов_на_основе_вейвлет-преобразования
59. Richard J. Mammone Rutgers Univ., Piscataway, NJ, Computational methods of signal recovery and recognition // John Wiley & Sons, Inc. New York, NY, USA ©1992
60. E. Roy Davies, Electronics, noise and signal recovery // Academic Press, 1993 - 346
61. H. Wilmshurst, Signal Recovery from Noise in Electronic Instrumentation // CRC Press, 2002
62. Amir Beck, Gradient-based algorithms with applications to signal-recovery problems // Cambridge University Press, Hong Kong University of Science and Technology, Yonina C. Eldar, Technion - Israel Institute of Technology, Haifa, 2003, pp 42-88
63. Richard J. Mammone, Computational Methods of Signal Recovery and Recognition // Wiley, 2002, 448 p.
64. C.H. Chen, Signal Processing Handbook // CRC Press, 1988, 840 p.
65. Vijay Nadiseti, The Digital Signal Processing Handbook, CRC Press, 1997, 1776 p.
66. George J. Miao, Signal Processing in Digital Communications // Artech House, 2007, 515 p
67. Mohamed Ibnkahla, Adaptive Signal Processing in Wireless Communications // CRC Press, 2008, 520 p.
68. Jinho Choi, Adaptive and Iterative Signal Processing in Communications // Cambridge University Press, 2006, 318 p.

69. M. Reza Soleymani, Turbo Coding for Satellite and Wireless Communications / M. Reza Soleymani, Yingzi Gao, Usa Vilaipornsawai, U. Vilaipornsawai // Springer Science & Business Media, 2002, 214 p.
70. Robert J. McEliece, Information, Coding and Mathematics // Springer Science & Business Media, 2002, 378 p.
71. Albert Benveniste, Adaptive Algorithms and Stochastic Approximations / Albert Benveniste, Michel Metivier, Pierre Priouret, Adaptive Algorithms and Stochastic Approximations // Springer-Verlag, Heidelberg 1992, 127 p.
72. Peter Deufhard, Newton methods for nonlinear problems, Afine invariants and adaptive algorithms // Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 2004, 423 p.
73. Howard Kaufman, Direct Adaptive Control Algorithms: Theory and Applications / Howard Kaufman, Itzhak Barkana, Kenneth // Springer-Verlag, 2 nd edition, 1998, 423 p.
74. Paulo S. R. Diniz, Adaptive Filtering, Algorithms and practical implementation, Four Edition // Springer Science + Buisness Media, New York, 2002, 651 p.
75. Электронный ресурс. Рекомендация МСЭ-R P.834-5 // https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.834-5-200503-S!!PDF-R.pdf
76. Электронный ресурс. Стандарт языка C++ 11 — ISO/IEC 14882:2011 // <https://www.iso.org/standard/50372.html>
77. Электронный ресурс. Среда разработки NetBeansIDE // <https://netbeans.org/>
78. Электронный ресурс. Программное обеспечение MatLabR2017b // <https://ww2.mathworks.cn/en/>
79. Электронный ресурс. Программа построения графиков GnuPlot // <http://www.gnuplot.info>

80. Электронный ресурс. Optimizing Satellite Communications Using DoubleTalk® Carrier-in-Carrier® & CDM-625 Advanced Satellite Modem // http://www.comtechefdata.com/files/articles_papers/optimizing_satellite_communications_using_doubletalk_carrier-in-carrier_cdm-625_advanced_satellite_modem.pdf
81. Электронный ресурс. Satellite Backhaul vs Terrestrial Backhaul: A Cost Comparison // <https://www.gilat.com/wp-content/uploads/2017/02/Gilat-White-Paper-Cellular-Satellite-Backhaul-vs-Terrestrial-Backhaul-A-Cost-Comparison.pdf>
82. Грудинская Г.П. «Распространение радиоволн» // Москва: Высшая школа, 1975 - с.280
83. Электронный ресурс. Метод Наименьших Квадратов // https://ru.wikipedia.org/wiki/Метод_наименьших_квадратов
84. Электронный ресурс. Теорема Котельникова // https://ru.wikipedia.org/wiki/Теорема_Котельникова

ПРИЛОЖЕНИЯ

П.1. Исходный код тестовой программы

4.7.1. Файл main.cpp

```
/*  
 * File: main.cpp  
 * Author: RodionYakoubovsky  
 *  
 * Created on 20 ноября 2018 г., 12:27  
 */  
  
#include <cstdlib>  
#include <fcntl.h>      /* Definition of AT_* constants */  
#include <unistd.h>  
#include <sys/types.h>  
#include <dirent.h>  
// #include <bits/dirent.h>  
#include <stdio.h>  
  
using namespace std;  
  
#include "Signal.h"  
  
/*
```

* Здесь мы очищаем папку ./data/ от всех сгенерированных файлов с
ДАННЫМИ

```
*/  
void clean_dir(const char *path)  
{  
    char file_path[4096];  
    DIR *d;  
    struct dirent *dir;  
    d = opendir(path);  
    int i = 0;  
    if (d)  
    {  
        while ((dir = readdir(d)) != NULL)  
        {  
            if(dir->d_type == DT_REG) {  
                // printf("[%d] %s\n", i, dir->d_name);  
                memset(file_path, '\0', 4096);  
                snprintf(file_path, 4096, "%s/%s", path, dir->d_name);  
                puts(file_path);  
                unlink(file_path);  
                i++;  
            }  
        }  
    }  
    closedir(d);  
}
```

```

/*
 * Создаём файл скрипта gnuplot для построения графика зависимости
 * Количества ошибок от коэффициента отсечения.
 * ./data/gpl/quality 01, 02, 03... где порядковый номер
 * соответствует порядковому номеру коэффициента отсечения в массиве
 * исходных параметров в функции main(...)
 */
void create_quality_gpl(int num, double div)
{
    char fileName[128];
    snprintf(fileName, 128, "./data/gpl/quality%02d.gpl", num);
    FILE *fp = fopen(fileName, "w");
    if(fp != nullptr) {
        fprintf(fp, "#\t[%d]\tКоэффициент Отсечения %.3f\n", num, div);
        fprintf(fp, "set style line 1 lc rgb '#0060ad' lt 1 lw 2 pt 7 pi -1 ps 1.5\n");
        fprintf(fp, "set style line 2 lc rgb '#ff0000' lt 1\n");
        fprintf(fp, "set pointintervalbox 3\n");
        fprintf(fp, "set term png size 800,400\n");
        fprintf(fp, "set encoding utf8\n");
        fprintf(fp, "set grid\n");
        fprintf(fp, "set ylabel \"Ошибочных битов в пакете в 100 бит\"\n");
        fprintf(fp, "set xlabel \"Сигнал/Шум\"\n");
        fprintf(fp, "set output \"./png/quality%02d.png\"\n", num);
        fprintf(fp, "set arrow from 0.1,1 to 0.5,1 nohead ls 2\n");
        fprintf(fp, "plot './data/quality%02d.dat' using 3:4 with linespoints ls 1 title
'Ошибочно принятых битов в пакете 100 бит, для коэфф. отсечения %.5f\n", num,
div);
    }
}

```

```

    fclose(fp);
}
}

/*
 * Создаём файл скрипта gnuplot для построения графика зависимости
 * ошибки от выбранного фиксированного коэффициента отсечения от
 * уровня сигнал/шум.
 */
void create_coeff_gpl(int num, double garb)
{
    char fileName[128];
    snprintf(fileName, 128, "./data/gpl/coeff%02d.gpl", num);
    FILE *fp = fopen(fileName, "w");
    if(fp != nullptr) {
        fprintf(fp, "#\t[%d]\tЗависимость ошибки от выбранного коэффициента
отсечения для отношения сигнал/шум %.3f\n", num, garb);
        fprintf(fp, "set style line 1 lc rgb '#0060ad' lt 1 lw 2 pt 7 pi -1 ps 1.5\n");
        fprintf(fp, "set style line 2 lc rgb '#ff0000' lt 1\n");
        fprintf(fp, "set pointintervalbox 3\n");
        fprintf(fp, "set term png size 800,400\n");
        fprintf(fp, "set encoding utf8\n");
        fprintf(fp, "set grid\n");
        fprintf(fp, "set ylabel \"Ошибка\"\n");
        fprintf(fp, "set xlabel \"Коэффициент отсечения\"\n");
        fprintf(fp, "set output \"/.png/coeff%02d.png\"\n", num);
        fprintf(fp, "set arrow from 3.33,0 to 3.33,3 nohead ls 2\n");
    }
}

```

```

    fprintf(fp, "plot '../data/coeff%02d.dat' using 2:5 with linespoints ls 1 title
'Ошибочно принятых битов в пакете 100 бит, для сигнал/шум %.5f\n", num, garb);
    fclose(fp);
}
}

/*
 * Точка входу в программу.
 */
int main(int argc, char** argv) {
    /*
    if(argc != 7)
    {
        printf("usage:          <sampling          rate><num          teeth><xPlus
size><amplitude><garbAmplitude><div>\n");
        exit(0);
    }
    // 5, 7, 5, 1.0, 0.2, 3.3
    */
    /*
    int samplingRate = atoi(argv[1]);
    int numTeeth= atoi(argv[2]);
    int sizeXPlus = atoi(argv[3]);
    double amplitude = atof(argv[4]);
    double garbAmplitude = atof(argv[5]);
    double div = atof(argv[6]);
    */
}

```

```
/* Частота дискретизации сигнала.  
* В нашем случае -- количество точек,  
* приходящихся на один бит информации  
*/  
intsamplingRate = 5;  
  
/*  
* Максимальное количество зубцов в тесте  
* Первый зубец состоит из одного бита, второй  
* из двух, и так далее до максимального числа  
* После максимального числа зубцов количество  
* бит убывает с каждым зубцом -- n-1, n-2, ...2, 1  
*/  
intnumTeeth = 7;  
  
/*  
* Размер тестовой функции. Число точек должно быть  
* таким, чтобы два треугольника укладывались в один бит  
* информации, пересекаясь серединами сторон  
*/  
intsizeXPlus = 5;  
  
/*  
* Параметр нормировки максимальной нормировки амплитуды.  
* В нашем случае, 1.0  
*/  
doubleamplitude = 1.0;  
  
/*  
* Соотношение сигнал/шум. Этот параметр должен быть меньше  
* либо равен единице.
```

```

*/
double garbAmplitude = 0.0; // 0.01;
/*
* Коэффициент отсечения. Находим максимальное и минимальное
* значения спектра, делим их на коэффициент отсечения и
* отбрасываем все значения, которые меньше полученного числа
*/
double div = 0; // 10.0/3.3;
/*
* Счетчики
*/
int i = 0, j = 0;

/*
* Массив уровней добавленного Гауссового шума, нормированный на
уровень сигнала.
*/
double garbAmplitudes[] = {0.1, 0.2, 0.3, 0.31, 0.32, 0.33, 0.34, 0.35, 0.4, 0.5};
/*
* Размер массива уровней сигнал/шум
*/
int lenGarbages = sizeof(garbAmplitudes)/sizeof(double);
/*
* Массив коэффициентов Отсечения
*/
double divs[] = {0.5, 1.0, 2.0, 3.1, 3.2, 3.33, 3.4, 4.0, 5.0, 6.0};
/*

```

```
* Размер массивов коэффициентов отсечения
*/
intlenDivs = sizeof(divs)/sizeof(double);

/*
* Чистим директории с сохранёнными в предыдущей сессии
* файлами данных
*/
clean_dir("/home/denis/NetBeansProjects/SignalPlus/data/");
clean_dir("/home/denis/NetBeansProjects/SignalPlus/data/bin");
clean_dir("/home/denis/NetBeansProjects/SignalPlus/data/gpl");
clean_dir("/home/denis/NetBeansProjects/SignalPlus/data/gpl/png");

/*
* Имя файла с данными зависимости качества восстановления данных
* сигнал/шум от относительного количества ошибок
*/
charfileQuality[128];

/*
* Имя файла с данными зависимости качества восстановления данных
* (относительного количества ошибок) от коэффициента отсечения
* для фиксированного значения уровня сигнал/шум
*/
char fileCoeff[128];
for(i = 0; i < lenDivs; i++) {
    memset(fileQuality, 128, '\0');
    memset(fileCoeff, 128, '\0');
```

```

    snprintf(fileQuality, 128, "quality%02d.dat", i);
    create_quality_gpl(i, divs[i]);
    for(j = 0; j < lenGarbages; j++) {
        snprintf(fileCoeff, 128, "coeff%02d.dat", j);
        printf("Выводим %d Амплитуда шума %0.3f коэффициент очистки
%0.3fn", i*lenDivs + j, garbAmplitudes[j], divs[i]);
        Signal signal(string("./data"), string(fileQuality), string(fileCoeff), i *
lenGarbages + j, samplingRate, numTeeth, sizeXPlus, amplitude, garbAmplitudes[j],
divs[i]);
        create_coeff_gpl(j, garbAmplitudes[j]);
    }
}

return 0;
}

```

4.7.2. Файл Signal.h

```

/*
 * File: Signal.h
 * Author: Rodion Yakoubovsky
 *
 * Created on 20 ноября 2018 г., 12:28
 */
#include <stdio.h>
#include <string.h>
#include <stdarg.h>
#include <unistd.h>
#include <sys/types.h>

```

```
#include <sys/stat.h>
```

```
#include <iostream>
```

```
#include <vector>
```

```
#include <string>
```

```
#include <chrono>
```

```
#include <random>
```

```
#include <list>
```

```
using namespace std;
```

```
using namespace std::chrono;
```

```
#include <gsl/gsl_matrix.h>
```

```
#include <gsl/gsl_blas.h>
```

```
#include <gsl/gsl_matrix_double.h>
```

```
#include <gsl/gsl_linalg.h>
```

```
#ifndef SIGNAL_H
```

```
#define SIGNAL_H
```

```
typedef enum __ORIENTATION {
```

```
    WRITE_ROW = 0x1,
```

```
    WRITE_COL = 0x2
```

```
} ORIENTATION;
```

```
class Signal {
```

public:

```
Signal(const string &, const string&, const string&, int, size_t, size_t, size_t,
double, double, double);
```

```
Signal(const Signal& orig);
```

```
virtual ~Signal();
```

private:

```
int createBERTest();
```

```
int createGarbage();
```

```
int createXPlus();
```

```
int createReper(ORIENTATION = WRITE_COL);
```

```
int createGrammian();
```

```
gsl_matrix *createInvMatrix(gsl_matrix *);
```

```
int createInvGrammian();
```

```
int createTReper();
```

```
int createSpectrum();
```

```
int createCleanSpectrum(double);
```

```
int createSignalRest();
```

```
void checkQuality();
```

```
FILE* createFile(string &, const char *, ...);
```

```
void write(const gsl_vector * /* vector */, ORIENTATION /* orientation */,
string & /* fileName */, const char * /* format */, ...);
```

```
void write(const gsl_matrix *, string & name, const char *, ...);
```

```
void binWrite(const gsl_vector * /* vector */, const char *);
```

```
void createGPLFile();
```

```
int getLastName(const string&, string &, const string &);
```

```
void getFileName(const string &, string &, int, const string &);
```

```
void checkDir(const string &);
```

```
string m_dirName;

string m_fileXPlus;
string m_fileSignalOrig;
string m_fileSignalGarb;
string m_fileSignalRest;
string m_fileSpectrum;
string m_fileSpectrumClean;
string m_fileReper;
string m_fileTReper;
string m_fileGrammian;
string m_fileGrammianInv;
string m_fileQuality;
string m_fileCoeff;

size_t m_sampling;
size_t m_numTeeth;
size_t m_sizeXPlus;

int m_num;

double m_amplitude;
double m_garbAmplitude;
double m_div;

list<size_t> m_begin;
```

```
list<size_t> m_end;
list<size_t> m_count;
double m_quality;
double m_maxError;

gsl_vector *m_signal_orig;
gsl_vector *m_signal_garb;
gsl_vector *m_xplus;
gsl_vector *m_spectrum;
gsl_vector *m_spectrum_clean;
gsl_vector *m_signal_rest;
gsl_matrix *m_reper;
gsl_matrix *m_gramm;
gsl_matrix *m_gramm_inv;
gsl_matrix *m_treper_igramm;

FILE * m_fpQuality;
FILE * m_fpCoeff;
};
```

```
#endif /* SIGNAL_H */
```

4.7.3. Файл Signal.cpp

```
/*
 * File: Signal.cpp
 * Author: Rodion Yakoubovsky
 *
 * Created on 20 ноября 2018 г., 12:28
```

```

*/

#include <list>

#include "Signal.h"

/*
* Конструктор объекта класса Signal.
* Передаются следующие параметры:
* directory -- базовая директория, в которую складываются полученные
файлы данных
* fileQuality
* Шаблон имени файла данных зависимости качества восстановленного
сигнала от
* соотношения сигнал/шум для фиксированного коэффициента отсечения
* fileCoeff
* Шаблон имени файла данных зависимости качества восстановленного
сигнала от
* коэффициента отсечения для фиксированного соотношения сигнал/шум
* num -- порядковый номер эксперимента
* sampling -- частота дискретизации (количество точек на один бит
информации)
* numTeeth -- максимальное количество бит в зубце тестовой
последовательности
* sizeXPlus -- количество точек тестовой функции XPlus
* amplitude -- максимальная амплитуда сигнала, нормированная на 1
* garbAmplitude -- соотношение сигнал/шум

```

```
* div -- Коэффициент отсечения
```

```
*/
```

```
Signal::Signal(const string & directory, const string& fileQuality, const string&
fileCoeff, int num, size_t sampling, size_t numTeeth, size_t sizeXPlus, double
amplitude, double garbAmplitude, double div) :
```

```
    m_dirName(directory),
    m_sampling(sampling),
    m_signal_orig(nullptr),
    m_signal_garb(nullptr),
    m_xplus(nullptr),
    m_reper(nullptr),
    m_gramm(nullptr),
    m_numTeeth(numTeeth),
    m_sizeXPlus(sizeXPlus),
    m_amplitude(amplitude),
    m_garbAmplitude(garbAmplitude),
    m_div(div),
    m_num(num),
    m_fpQuality(nullptr)
```

```
{
```

```
    // Формируем имя файла данных зависимости качества восстановления
сигнала
```

```
    // коэффициента отсечения для фиксированного соотношения сигнал/шум
m_fileQuality = string("./data/") + fileQuality;
```

```
    // Открываем файл данных для зависимости
```

```
    // коэффициента отсечения для фиксированного соотношения сигнал/шум
m_fpQuality = fopen(m_fileQuality.c_str(), "a+");
```

```
// Формируем имя файла данных зависимости качества восстановления
сигнала

    // соотношения сигнал/шум для фиксированного коэффициента отсечения
m_fileCoeff = string("./data/") + fileCoeff;
// Открываем файл данных
    // соотношения сигнал/шум для фиксированного коэффициента отсечения
m_fpCoeff = fopen(m_fileCoeff.c_str(), "a+");

// Создаём "чистую" тестовую последовательность
createBERTest();

    // Зашумливаем исходный сигнал с указанным соотношением сигнал/шум
createGarbage();

    // Создаём вектор тестовой функции XPlus указанного размера
createXPlus();

    // Создаём реперную матрицу размером стороны равного размеру
// тестового сигнала в точках, т.е., количество бит, умноженное
// на частоту дискретизации
createReper();

    // Находим матрицу Грамма
createGrammian();

    // Инвертируем матрицу Грамма
createInvGrammian();

    // Транспонируем полученную матрицу Репера
createTReper();

    // Разворачиваем спектр зашумленного сигнала
// И получаем вектор спектра зашумленного сигнала
createSpectrum();
```

```
// Обнуляем значения вектора спектра, меньшие разности максимального
// значения спектра и минимального значения спектра в векторе
// поделённая на коэффициент отсечения.
createCleanSpectrum(3.33);
// Сворачиваем очищенный спектр на матрице репера
// и получаем восстановленный сигнал
createSignalRest();
// Рассчитываем качество восстановленного сигнала
checkQuality();
// Создаём файл скрипта gnuplot для создания файла графика
// с изображениями оригинального сигнала, зашумленного сигнала
// восстановленного и оригинального сигналов
createGPLFile();
}

Signal::Signal(const Signal& orig) {
}

// Деструктор объекта класса сигнал
// Освобождаем занятые объекты данных
Signal::~Signal() {
    if(m_signal_orig != nullptr) {
        gsl_vector_free(m_signal_orig);
    }

    if(m_signal_garb != nullptr) {
        gsl_vector_free(m_signal_garb);
    }
}
```

```
}

if(m_xplus != nullptr) {
    gsl_vector_free(m_xplus);
}

if(m_reper != nullptr) {
    gsl_matrix_free(m_reper);
}

if(m_gramm != nullptr) {
    gsl_matrix_free(m_gramm);
}

if(m_fpQuality != nullptr) {
    fclose(m_fpQuality);
}

if(m_fpCoeff != nullptr) {
    fclose(m_fpCoeff);
}
}
}

/*
* Создаёт BER-Test, размером len-зубцов и с частотой дискретизации
* sampling на каждый зубец.
* Здесь, надо учесть, что при len, больше 7 счёт становится очень долгим
```

* А частота дискретизации в нашем случае, должна быть 5

* 3 36 12

* 4 96 24

* 5 200 40

* 6 360 60

* 7 588 84

* Записываем исходный сигнал в текстовый файл ./data/signal_orig(num).dat

* в формате, понятном Matlab

*/

```
int Signal::createBERTest()
{
    char szFileName[2048];
    int i, j, k;
    std::vector<bool> l;
    for (i = 0; i < m_numTeeth; i++) {
        for(j = 0; j < i*m_sampling; j++) {
            l.push_back(false);
        }
        for(j = 0; j < i*m_sampling; j++) {
            l.push_back(true);
        }
    }

    for (i = m_numTeeth-1; i >= 0; i--) {
        for(j = 0; j < i*m_sampling; j++) {
            l.push_back(false);
        }
    }
}
```

```

    for(j = 0; j < i*m_sampling; j++) {
        l.push_back(true);
    }
}

m_signal_orig = gsl_vector_calloc(l.size());
for(i = 0; i < l.size(); i++) {
    gsl_vector_set(m_signal_orig, i, l.at(i) == true ? m_amplitude : 0.0);
}

std::printf("Create BER Test %zu\n", m_signal_orig->size);
m_fileSignalOrig = string("signal_orig");
write(m_signal_orig, WRITE_COL, m_fileSignalOrig, "Оригинальный
исходный сигнал");
binWrite(m_signal_orig, "orig");
printf("Create %s\n", m_fileSignalOrig.data());
return m_signal_orig->size;
}

/*
* https://stackoverflow.com/questions/32889309/adding-gaussian-noise
* "Зашумливаем" "чистый" исходный тестовый сигнал при помощи
* функции белого гауссиановского шума.
* и записываем данные в текстовый файл ./data/signal_garb(num).dat
* в текстовом формате, понятном Matlab
*/
int Signal::createGarbage()

```

```

{
  m_signal_garb = gsl_vector_calloc(m_signal_orig->size);
  size_t i;
  for(i = 0; i < m_signal_garb->size; i++)
  {
    // construct a trivial random generator engine from a time-based seed:
    unsigned seed = system_clock::now().time_since_epoch().count();
    std::normal_distribution<double> distribution (0.0, m_garbAmplitude);
    std::default_random_engine generator (seed);
    gsl_vector_set(m_signal_garb,  i,  gsl_vector_get(m_signal_orig,  i)  +
distribution (generator));
  }

  printf("Create Garbage Signal %zu\n", m_signal_garb->size);
  m_fileSignalGarb = string("signal_garb");
  write(m_signal_garb,  WRITE_COL,  m_fileSignalGarb,  "Зашумленный
Гауссом сигнал Garbage Amplitude = %f", 0.7);
  return m_signal_garb->size;
}

/*
* Создаём вектор тестовой функции XPlus (см.
* Пьер Жан Лорана [22] в главе «Интерполяционные и сглаживающие
функции»)
* и записываем данные в текстовый файл ./data/xplus(num).dat
* в формате, понятном для Matlab
*/

```

```

int Signal::createXPlus()
{
    if(m_sizeXPlus%2 != 1) {
        printf("Error: size of xplus must be odd\n");
        return -1;
    }

    m_xplus = gsl_vector_calloc(m_sizeXPlus);
    size_t half_xsize = m_sizeXPlus/2;
    size_t k = 0, k1 = 0, k2 = 0;
    gsl_vector_set(m_xplus, half_xsize, 1.0);
    for(k = 0; k < half_xsize; k++)
    {
//      xplus[k] = k*2.0/(xsize - 1);
//      xplus[xsize - k - 1] = xplus[k];
        k1 = k;
        k2 = m_sizeXPlus - k - 1;
//      printf("k1 = %zu, k2 = %zu\n", k1, k2);
        gsl_vector_set(m_xplus, k1, k*2.0/(m_sizeXPlus - 1));
        gsl_vector_set(m_xplus, k2, gsl_vector_get(m_xplus, k));
    }

    printf("Create XPlus %zu\n", m_xplus->size);
    m_fileXPlus = string("xplus");
    write(m_xplus, WRITE_ROW, m_fileXPlus, "Бектор xPLus");

    return m_xplus->size;
}

```

```

}

/*
 * Создаём матрицу репера размера
 * длина сигнала на длина сигнала - 1, умножить длину тестовой
последовательности
 * XPlus, плюс единица
 * записываем данные в файл ./data/reper(num).dat в текстовом формате,
пронятном
 * для файлов данных Matlab
 */
int Signal::createReper(ORIENTATION orient)
{
    int i, j, l;
    size_t rows, cols;
    size_t xsize = m_xplus->size;
    size_t hxsize = xsize/2;
    size_t qxsize = xsize/4;

    // printf("xsize = %zu, hxsize = %zu, qxsize = %zu\r\n", xsize, hxsize, qxsize);
    // printf("rows = %z , cols = %z \r\n", rows, cols);
    if(orient == WRITE_COL)
    {
        cols = m_signal_orig->size;
        rows = (cols - 1) * hxsize + 1;
        m_reper = gsl_matrix_calloc(rows, cols);
        printf("Created Reper: %zux%zu\n", m_reper->size1, m_reper->size2);
    }
}

```

```

for(i = 0; i < cols; i++)
{
    l = (i - 1)*hysize;
    // printf("l = %d\r\n",l);
    for(j = 0; j < xsize; j++)
    {
        if(l+j >= 0 && l+j < rows)
        {
            gsl_matrix_set(m_reper, l+j, i, gsl_vector_get(m_xplus, j));
        }
    }
}
} else
{
    rows = m_signal_orig->size;
    cols = (rows - 1) * hysize + 1;
    m_reper = gsl_matrix_calloc(rows, cols);
    for(i = 0; i < rows; i++)
    {
        l = (i - 1)*hysize;
        for(j = 0; j < xsize; j++)
        {
            if(l+j >= 0 && l+j < cols)
            {
                gsl_matrix_set(m_reper, i, l+j, gsl_vector_get(m_xplus, j));
            }
        }
    }
}

```

```

    }
  }
}

```

```

printf("Create Reper %zuх%zu\n", m_reper->size1, m_reper->size2);
m_fileReper = string("reper");
write(m_reper, m_fileReper, "Матрица репера, основанная на х+");

```

```

return 0;
}

```

```

/*

```

```

* Считаем матрицу Грамма

```

```

* и записываем данные в файл ./data/grammian(num).dat

```

```

*/

```

```

int Signal::createGrammian()

```

```

{

```

```

    m_gramm = gsl_matrix_calloc(m_signal_garb->size, m_signal_garb->size);

```

```

    gsl_blas_dgemm(CblasTrans, CblasNoTrans, 1.0, m_reper, m_reper, 1.0,

```

```

m_gramm);

```

```

printf("Create Grammian %zuх%zu\n", m_gramm->size1, m_gramm->size2);

```

```

m_fileGrammian = string("grammian");

```

```

write(m_gramm, m_fileGrammian, "Матрица грамма");

```

```

return 0;

```

```

}

```

```

/*

```

```

* Метод, инвертирующий переданную матрицу
*
*/
gsl_matrix * Signal::createInvMatrix(gsl_matrix* m)
{
    printf("Create Inverted Matrix %zux%zu\n", m->size1, m->size1);
    gsl_matrix *inv = gsl_matrix_calloc(m->size1, m->size1);
    // https://gist.github.com/bjd2385/7f4685e703f7437e513608f41c65bbd7
    gsl_permutation *p = gsl_permutation_alloc(m->size1);
    int s;
    // Compute the LU decomposition of this matrix
    gsl_linalg_LU_decomp(m, p, &s);
    // Compute the inverse of the LU decomposition
    gsl_linalg_LU_invert(m, p, inv);
    gsl_permutation_free(p);
    return inv;
}

/*
* Создаём обратную матрицу грамма
* и записываем её в файл ./data/grammian_inv(num).dat
*/
int Signal::createInvGrammian()
{
    m_gramm_inv = createInvMatrix(m_gramm);
    printf("Create Invert Grammian %zux%zu\n", m_gramm_inv->size1,
m_gramm_inv->size2);
}

```

```

m_fileGrammianInv = string("grammian_inv");
write(m_gramm_inv, m_fileGrammianInv, "Обратная матрица Грамма");
return 0;
}

/*
* Инвертируем матрицу Репера и записываем
* её в текстовый файл ./data/treper(num).dat
* в формате понятном Matlab
*/
int Signal::createTReper()
{
    m_treper_igramm = gsl_matrix_calloc(m_signal_garb->size, m_reper->size1);
    printf("Create TReper %zu x %zu\n", m_treper_igramm->size1,
m_treper_igramm->size2);
    gsl_blas_dgemm(CblasNoTrans, CblasTrans, 1.0, m_gramm_inv, m_reper, 1.0,
m_treper_igramm);
    m_fileTReper = string("transp_reper_grammian_inv");
    write(m_treper_igramm, m_fileTReper, "Произведение транспонированного
репера на обратную матрицу грамма");
}

/*
* Считаем спектр зашумленного сигнала
* умножая матрицу грамма на вектор зашумленного сигнала
* Записываем данные в текстовый файл ./data/spectrum(num).dat
* в формате, понятном MatLab

```

```

*/
intSignal::createSpectrum() {
// Умножаем матрицу грамма на вектор зашумленного сигнала
// и записываем полученный спектр в файл
// https://www.gnu.org/software/gsl/doc/html/vectors.html#c.gsl\_vector
// gsl_vector_view vgs = gsl_vector_view_array(garbageSignal, N);
// int gsl_blas_dgemv(CBLAS_TRANSPOSE_t TransA, double alpha, const
gsl_matrix * A, const gsl_vector * x, double beta, gsl_vector * y)
m_spectrum = gsl_vector_calloc(m_treper_igramm->size2);
gsl_blas_dgemv(CblasTrans, 1.0, m_treper_igramm, m_signal_garb, 0.0,
m_spectrum);
printf("Create Spectrum: %zu\n", m_spectrum->size);
m_fileSpectrum = string("spectrum");
write(m_spectrum, WRITE_COL, m_fileSpectrum, "Спектр зашумленного
сигнала");
}

/*
* Очищаем спектр, находя максимальные и минимальные значения спектра
* и деля их разность на div. После этого обнуляем все значения вектора,
* меньшие этого значения.
* Записываем полученный вектор в текстовый файл
./data/spectrum_clean(num).dat
* В формате, понятном MatLab
*/
int Signal::createCleanSpectrum(double div)
{

```

```

// ЧИСТИМ СИГНАЛ
size_t tmin = gsl_vector_min_index(m_spectrum);
size_t tmax = gsl_vector_max_index(m_spectrum);

double min = gsl_vector_get(m_spectrum, tmin);
double max = gsl_vector_get(m_spectrum, tmax);
double val = (max - min) / div;
printf("min[%zu] = %g, max[%zu] = %g, div = %g, val = %g\r\n", tmin, min,
tmax, max, div, val);

m_spectrum_clean = gsl_vector_calloc(m_spectrum->size);
for(size_t i = 0; i < m_spectrum->size; i++)
{
    // if(fabs(gsl_vector_get(spectrum,i)) >= val)
    if(gsl_vector_get(m_spectrum, i) >= val) {
        gsl_vector_set(m_spectrum_clean, i, gsl_vector_get(m_spectrum, i));
    }
}

m_fileSpectrumClean = string("spectrum_clean");
write(m_spectrum_clean, WRITE_COL, m_fileSpectrumClean, "Спектр
очищенный на значении %g", val);
}

/*
* Сворачиваем очищенный спектр на матрице Репера
* и записываем полученный вектор в текстовый файл
./data/signal_rest(num).dat
* в формате, понятном MatLab

```

```

*/
int Signal::createSignalRest()
{
    // Сворачиваем Репер и Сигнал
    m_signal_rest = gsl_vector_calloc(m_reper->size2);
    int status = gsl_blas_dgemv(CblasTrans, 1.0, m_reper, m_spectrum_clean, 1.0,
m_signal_rest);
    m_fileSignalRest = string("signal_restore");
    write(m_signal_rest, WRITE_COL, m_fileSignalRest, "Восстановленный
сигнал");
    binWrite(m_signal_rest, "rest");
    return 0;
}

/*
* Метод рассчитывающий абсолютную и относительные ошибки, как
* отношение длины непрерывно неверно восстановленной
последовательности
* к частоте дискретизации.
* Данные записываются в файлы данных зависимости относительной
ошибки
* от коэффициента отсечения для фиксированного соотношения сигнал/шум
* в файл данных зависимости относительной ошибки от соотношения
сигнал/шум
* для фиксированного коэффициента отсечения
*/
void Signal::checkQuality()

```

```

{
size_t count = 0;
    m_begin.clear();
    m_end.clear();
    m_count.clear();
    for(size_t i = 0; i < m_signal_orig->size; i++)
    {
        double valOrig = gsl_vector_get(m_signal_orig, i);
        double valRest = gsl_vector_get(m_signal_rest, i);
        // printf("%.03f %.03f\n", valOrig, valRest);
        if(valOrig == 0.0 || valRest == 0.0) {
            if(valRest != valOrig) {
                // printf("error\n");
                if(count == 0) {
                    m_begin.push_back(i);
                }

                count ++;
            } else if(valRest == valOrig && count != 0) {
                m_end.push_back(i);
                m_count.push_back(count);
                // printf("count[%d] = %d\n", i, count);
                count = 0;
            }
        }
    }
}

```

```

double sum = 0.0;
m_maxError = 0.0;
for(auto itCount = m_count.begin(); itCount != m_count.end(); ++itCount) {
    sum += *itCount;
    m_maxError = m_maxError < *itCount ? *itCount : m_maxError;
}

```

```

m_quality = sum / (double) (m_count.size() * m_sampling);
m_maxError = m_maxError / m_sampling;

```

```

fprintf(m_fpQuality, "%d %.3f %.3f %.5f %.3f %3f\n", m_num, m_div,
m_garbAmplitude, isnan(m_quality) ? -1.0 : (1.0/m_quality), isnan(m_quality) ? 0 :
m_quality, m_maxError);

```

```

fprintf(m_fpCoeff, "%d %.3f %.3f %.5f %.3f %3f\n", m_num, m_div,
m_garbAmplitude, isnan(m_quality) ? -1.0 : (1.0/m_quality), isnan(m_quality) ? 0 :
m_quality, m_maxError);

```

```

}

```

```

/*

```

```

* Метод ищет по шаблону "свободное" имя файла со свободным номером
* и создаёт файл с этим методом.

```

```

*/

```

```

FILE * Signal::createFile(string & fileName, const char* format, ...)

```

```

{

```

```

    struct stat st = {0};

```

```

    FILE *fp = nullptr;

```

```

if (stat(m_dirName.data(), &st) == -1) {
    mkdir(m_dirName.data(), 0755);
}

char *fname = (char *)malloc(1024);
bool bCreate = false;
int i = 0;
while(bCreate == false) {
    memset(fname, '\0', 1024);
    snprintf(fname, 1024, "%s/%s%03d.dat", m_dirName.data(), fileName.data(),
i);

    if( access( fname, F_OK ) != -1 ) {
        // file exists
        i++;
    } else {
        // file doesn't exist
        fp = fopen(fname, "w+");
        if(fp == nullptr) {
            printf("Error: 0x%02X %s\n", errno, strerror(errno));
            return nullptr;
        }
        fileName = string(fname);
        printf("Create file %s\n", fname);
        bCreate = true;
    }
}
}
free(fname);

```

```
char strTime[1024];
time_t t;
struct tm *tmp;

t = time(NULL);
tmp = localtime(&t);
if (tmp == NULL) {
    perror("localtime");
    exit(EXIT_FAILURE);
}

if(strftime(strTime, 1024, "#t %D %T\n", tmp) == 0) {
    fprintf(stderr, "strftime returned 0");
    exit(EXIT_FAILURE);
}

// fwrite(static_cast<void *>(strTime), sizeof(char), 1024, fp);
fprintf(fp, "%s", strTime);
if(format != nullptr)
{
    va_list args;
    va_start(args, format);
    fprintf(fp, "#t");
    vfprintf(fp, format, args);
    // vprintf(format, args);
    fprintf(fp, "\n");
}
```

```

    va_end(args);
}

return fp;
}

/*
 * Записывает вектор с указанным вектором в виде столбца или строки
 * и заданным комментарием в начале, закоментированным при помощи
 * строкового признака комментирования #
 * format соответствует стандарту функции printf
 */
void Signal::write(const gsl_vector *v, ORIENTATION orient, string &strName,
const char *format, ...)
{
    FILE *fp = nullptr;
    if(format != nullptr) {
        va_list args;
        va_start(args, format);
        fp = createFile(strName, format, args);
        // vprintf(format, args);
        va_end(args);
    } else {
        fp = createFile(strName, nullptr);
    }

    fprintf(fp, "#\tsize = %zu\n", v->size);
}

```

```

size_t i;
for(i = 0; i < v->size; i++)
{
    fprintf(fp, "%g", gsl_vector_get(v,i));
    if(orient == WRITE_ROW)
        fprintf(fp, "\t");
    else if(orient == WRITE_COL)
        fprintf(fp, "\r\n");
}

fclose(fp);
}

/*
 * Записывает матрицу в текстовый файл
 * и заданным комментарием в начале, закоментированным при помощи
 * строкового признака комментирования #
 * format соответствует стандарту функции printf
 */
void Signal::write(const gsl_matrix *m, string &strName, const char *format, ...)
{
    FILE *fp = nullptr;
    if(format != nullptr) {
        va_list args;
        va_start(args, format);
        fp = createFile(strName, format, args);
    }
}

```

```

    va_end(args);
} else {
    fp = createFile(strName, nullptr);
}

fprintf(fp, "#\tsize1=%zu, size2=%zu\n", m->size1, m->size2);
size_t i,j;
for(i = 0; i < m->size1; i++)
{
    for(j = 0; j < m->size2; j++)
    {
        fprintf(fp, "%g\t", gsl_matrix_get(m, i, j));
    }

    fprintf(fp, "\r\n");
}

fclose(fp);
}

/*
 * Записывает вектор в двоичном формате (нужно для дальнейшей
ОПТИМИЗАЦИИ
 * алгоритма расчёта, чтобы не рассчитывать каждый раз снова
 * исходный сигнал
 */
void Signal::binWrite(const gsl_vector *v, const char *name)

```

```

{
    string fileName(name);
    checkDir("./data/bin");
    int num = getLastName("./data/bin", fileName, "bin");
    FILE *fp = fopen(fileName.c_str(), "wb");
    if(fp != nullptr) {
        gsl_vector_fwrite (fp, v);
        fclose(fp);
    }
}

/*
 * Записываем файл скрипта gnuplot для создания графиков
 * исходного сигнала, зашумленного сигнала, восстановленного
 * и оригинального сигналов.
 */
void Signal::createGPLFile()
{
    string fileName("signal");
    int num = getLastName("./data/gpl", fileName, "gpl");
    string psName;
    checkDir("./data/gpl");
    printf("GPL File = %s", fileName.c_str());
    FILE *fp = fopen(fileName.c_str(), "w");
    if(fp != nullptr) {
        fprintf(fp, "#\tОригинальный сигнал: %s\n", m_fileSignalOrig.c_str());
        fprintf(fp, "#\tЗашумленный сигнал: %s\n", m_fileSignalGarb.c_str());
    }
}

```

```

fprintf(fp, "#\tВосстановленный сигнал: %s\n", m_fileSignalRest.c_str());
fprintf(fp, "#\tКачество восстановления: %f\n", m_quality);
fprintf(fp, "#\tМаксимальная ошибка восстановления: %f\n", m_maxError);
fprintf(fp, "#\tПараметры: Амплитуда %.3f. Шум %.3f. Коэффициент
Отсечения: %.3f\n", m_amplitude, m_garbAmplitude, m_div);
fprintf(fp, "set term png size 800,400\n");
fprintf(fp, "set encoding utf8\n");
fprintf(fp, "set grid\n");
fprintf(fp, "set style line 1 lw 3 lt 2 lc 1 # red-dashed");
fprintf(fp, "set xlabel \"Сигнал\"\n");
fprintf(fp, "set ylabel \"Амплитуда\"\n");
if(m_num == 0) {
    fprintf(fp, "set output \"/png/%03d_001.png\"\n", m_num);
    fprintf(fp, "set yrange [-.1:1.1]\n");
    fprintf(fp, "set title \"Оригинальный сигнал Амплитуда=%.1f\"\n",
m_amplitude);
    fprintf(fp, "plot './.%s' using 1 with lines title \"Оригинальный
сигнал\"\n", m_fileSignalOrig.c_str());
}
fprintf(fp, "set output \"/png/%03d_002.png\"\n", m_num);
fprintf(fp, "set yrange [%.1f:%.1f]\n", - 3*m_garbAmplitude, m_amplitude
+ 3*m_garbAmplitude + .2);
fprintf(fp, "set title \"Зашумленный сигнал. Амплитуда %.1f. Шум
%.2f\"\n", m_amplitude, m_garbAmplitude);
fprintf(fp, "plot './.%s' using 1 with lines title \"Зашумленный Сигнал
%.1f\"\n", m_fileSignalGarb.c_str(), m_garbAmplitude);

```

```

fprintf(fp, "set yrange [-.1:%.1f]\n", m_amplitude + 3*m_garbAmplitude +
.2);

fprintf(fp, "set output \"/png/%03d_003.png"\n", m_num);

fprintf(fp, "settitle \"Восстановленный сигнал. Шум %.2f. Коэф. отсечения
%.2f\"\n", m_garbAmplitude, m_div);

fprintf(fp, "plot './.%s' using 1 with lines title \"Восстановленный Сигнал\"\n",
m_fileSignalRest.c_str());

fprintf(fp, "set yrange [-.1:%.1f]\n", m_amplitude + 3*m_garbAmplitude +
.2);

fprintf(fp, "set output \"/png/%03d_004.png"\n", m_num);

fprintf(fp, "settitle \"Оригинальный и восстановленный сигналы. Шум -
%.2f. Коэф. отсечения %.2f\"\n", m_garbAmplitude, m_div);

fprintf(fp, "plot './.%s' using 1 with lines ls 1 title \"Оригинальный сигнал\",
'./.%s' using 1 with lines title \"Восстановленный сигнал\"\n",
m_fileSignalOrig.c_str(), m_fileSignalRest.c_str());

fclose(fp);
}
}

/*
* Метод получения последнего свободного номера файла в указанной
директории
* dirName, с указанным шаблоном имени fileName, и указанным
разрешением
* ext. Возвращает свободное имя в параметре fileName
*/

```

```
int Signal::getLastName(const string &dirName, string& fileName, const string
&ext)
{
    bool bExists = true;
    int i = 0;
    string fname;
    while(bExists) {
        fname = fileName;
        getFileName(dirName, fname, i, ext);
        if( access( fname.c_str(), F_OK ) != -1 ) {
            // file exists
            i++;
        } else {
            fileName = fname;
            return i;
        }
    }

    return 0;
}

/*
 * Возвращает возможно свободное имя файла, формируемое из dirName --
 * название директории, шаблона имени fileName, номера файла и
 * расширения ext
 */
```

```
void Signal::getFileName(const string & dirName, string& fileName, int num,
const string &ext)
{
    char *fname = (char *) malloc(sizeof(char)*2048);
    snprintf(fname, 2048, "%s/%s%03d.%s", dirName.c_str(), fileName.c_str(),
num, ext.c_str());
    fileName = fname;
    free(fname);
}

/*
 * Проверяем, существует ли нужная нам директория, если её нет
 * создаём её.
 */
void Signal::checkDir(const string& dirName)
{
    struct stat st = {0};
    if (stat(dirName.c_str(), &st) == -1) {
        mkdir(dirName.c_str(), 0755);
    }
}
```

II.2. Акты внедрения



Акционерное общество
МОЩНАЯ АППАРАТУРА РАДИОВЕЩАНИЯ И ТЕЛЕВИДЕНИЯ
MIGHTY APPARATUS FOR RADIOBROADCASTING AND TV
 Joint-Stock Company

АО «МАРТ»

«МАРТ» JSC

199048, Россия, Санкт-Петербург, 11-я линия ВО, д.66
 Тел./факс +7 (812) 323-62-91, 328-45-57
 Телетайп: 8212 РАДИО
 e-mail: mart@mart2.spb.su, mart@tira.ru
 www.martspb.ru, www.tira.ru

66, 11-ya liniya, Saint-Petersburg, RUSSIA, 199048
 Tel./fax: +7 (812)323-62-91, 328-45-57
 Teletype: 8212 RADIO
 e-mail: mart@mart2.spb.su, mart@tira.ru
 www.martspb.ru, www.tira.ru



АО «МАРТ»

Гелясин А.А.

2018г.

АКТ

об использовании основных результатов
 диссертационной работы
ЯКУБОВСКОГО РОДИОНА МИХАЙЛОВИЧА
 в научно-производственной деятельности АО «МАРТ»

Комиссия в составе:

председателя – старшего научного сотрудника, кандидата технических наук
 Калинина Л.Б.

членов комиссии:

- инженера 1-й категории, кандидата технических наук Шилова Ю.С.,
- начальника сектора, кандидата технических наук Фоминцева С.С.,
- старшего научного сотрудника, кандидата технических наук Клименко М.И.

составила настоящий акт о том, что основные результаты диссертационной работы Якубовского Р.М. на тему: «Методы повышения эффективности использования энергетического спектра спутниковых систем» внедрены в научно-производственную деятельность Общества.

Предложенная автором схема построения спутниковой сети с поляризационным уплотнением спутникового сегмента позволяет повысить уровень приема сигнала на приемных станциях до 3 дБ, что, в конечном счете, позволяет снизить затраты на абонентское оборудование сети, при сохранении технической эффективности.

Указанная схема была использована при разработке опытных образцов оборудования в рамках ОКР «Заря», а также при проведении работ по проектированию подсети авиационной фиксированной электросвязи в целях обеспечения управления воздушным движением для инозаказчика.

Председатель комиссии:

Члены комиссии:

Калинин Л.Б.

Шилов Ю.С.

Фоминцев С.С.

Клименко М.И.

