

Федеральное государственное бюджетное общеобразовательное учреждение
высшего профессионального образования
“Владимирский государственный университет имени
Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых”
(ВлГУ)

На правах рукописи



Гомес Жилберто Лоуренсо

**ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВОЙ
ИНФОРМАЦИИ ПО СЕТЯМ СВЯЗИ РЕСПУБЛИКИ АНГОЛА**

Специальность 05.12.13 - Системы, сети и устройства
телекоммуникаций

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель: доктор
технических наук, профессор
Самойлов А.Г.

Владимир, 2015

СОДЕРЖАНИЕ

Список сокращений на русском языке	4
Список сокращений на английском языке.....	5
Введение	6
Глава 1. Повышение достоверности передачи информации в системах связи	11
1.1. Обзор сетей связи Республики Ангола	11
1.2. Обзор известных методов борьбы с помехами в системах связи.....	17
1.3. Модели каналов связи.....	23
1.4. Виды сигналов.....	29
1.5. Классификация мешающих воздействий в системах связи.....	32
1.6. Выводы.....	36
 Глава 2. Возможности создания сети связи Анголы.....	37
2.1. Административно-географические особенности Анголы и возможности организации линий передачи информации.....	37
2.2. Расчет кабельных линий связи.....	46
2.3. Использование волоконно-оптических линий связи.....	54
2.4. Применение и расчет радиорелейных линий связи.....	62
2.5. Выводы.....	70
 Глава 3. Использование методов кодирования для повышения помехоустойчивости сетей связи	71
3.1. Выбор помехоустойчивого кода для защиты информации в системах связи.....	71
3.2. Оценка и анализ эффективности кодака Рида-Соломона.....	79
3.3. «Мягкое» декодирование кода Рида-Соломона.....	91
3.4. Реализационные основы кодака с исправлением ошибок.....	97
3.5. Выводы.....	108

Глава 4. Применение кодирования в методах разнесения.....	109
4.1. Возможности блочного кодирования при использовании разнесенного приема.....	109
4.2. Свойства объединяющего алгоритма при различных методах комбинирования.....	123
4.3. Адаптивное кодирование при передаче сигналов по частотно-разнесенным каналам.....	138
4.4. Выводы.....	149
Заключение.....	150
Список литературы.....	152
Приложения.....	162

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ НА РУССКОМ ЯЗЫКЕ

КПД – коэффициент полезного действия
ВЧ – высокая частота
РПДУ – радиопередающее устройство
ЦС – цепь согласования
НО – направленный ответвитель
ФМ-4 – фазовая манипуляция
ЧМ-4 частотная манипуляция
КАМ-16/64 – квадратурная амплитудная модуляция
БЧХ – Боуз-Чоудхури-Хоквингем
АБШГ – аддитивный белый гауссов шум
СЧЗ – селективно-частотные замирания
ОБП – модуляция с одной боковой полосой
ШПС – шумоподобными сигналами
ПШП – прямошумовая помеха
АМШП – амплитудно-модулированная шумовая помеха
ЧМШП – частотно модулированная помеха
ХИП – хаотичная импульсная помеха
ОРП / ОУП – обслуживаемый регенерационный (усилительный) пункт
НРП / НУП – необслуживаемый регенерационный (усилительный) пункт
ЭКУ – элементарный кабельный участок
ЛЭП – линия электро передач
РРЛ – радиорелейная линия
ОРС – оконечные радиорелейные станции
ПРС – промежуточные радиорелейные станции
РРС – радиорелейная связь
РС – Рид-Соломон
ЭВК – энергетический выигрыш кодирования
ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема
АПЧ – автоматическая подстройка частоты
ФАПЧ – фазовая автоматическая подстройка частоты
ЧРК – частотно-разнесенный канал

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ НА АНГЛИЙСКОМ ЯЗЫКЕ

GSM – Global System for Mobile Communications

CDMA – Code Division Multiple Access

EDGE – Enhanced Data Rates For GSM Evolution

VDMOS – Vertical Diffusion Metal Oxide Semiconductors

LDMOS – Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductors

TCM – trellis coded modulation

BCM – block coded modulation

MLCM – multilevels coded modulation

BPSK – binary phase-shift keying

BER – bit error

FIFO – First In, First Out

DPSK – differential phase-shift keying

FSK – frequency-shift keying

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы. Современный этап научно-технического прогресса и развития общества характеризуется возрастанием объемов информации, передаваемых по сетям связи. Эта тенденция присуща как развитым, так и развивающимся странам. Сказанное можно отнести и к странам Африки, и в частности, к Республике Ангола. Страна характеризуется быстрым ростом населения. Природные богатства выступают причиной интенсивного развития разных областей экономики, по темпам роста которой Ангола занимает одно из первых мест на континенте.

Природно-климатические условия на территории Анголы отличаются большим разнообразием. Также распределение населения и зон усиленного экономического развития весьма неравномерно. В результате этого в конкретных условиях имеют преимущества разные виды систем связи. Для выбора того или иного вида систем необходимо рассмотреть их особенности и на примере различных условий работы рассчитать параметры.

Качество работы системы передачи информации определяется помеховой обстановкой вдоль трассы. В связи с увеличением количества излучающих радиосредств воздействие помех от внешних источников может заметно снижать качество передачи сигналов. Отрицательно влияет неравномерность частотной характеристики канала передачи, особенно в случае использования широкополосных сигналов.

Для улучшения условий передачи и повышения устойчивости к воздействию помех различного происхождения применяются различные методы обработки сигналов, в частности, методы кодирования цифровых сигналов. В этой области известны труды таких ученых, как К.Шеннон, Р. Фано, И.С.Андронов, Л.М.Финк, Э.Берлекамп, Р.Блейхут, А.Витерби, Дж.Мэсси, Д.Форни, Дж.Прокис и др. Разработаны и широко используются различные виды кодирования, включая сложные виды, такие, как каскадные коды и турбокоды. При использовании дополнительной информации об уровне принимаемых

сигналов при декодировании возможно получить также и дополнительный выигрыш в помехоустойчивости передачи с применением «мягких» видов декодирования.

Однако при их использовании встречаются вычислительные сложности практической реализации «мягких» декодеров, особенно при блоковом декодировании. Таким образом, возникает противоречие между теоретическими возможностями «мягкого» блокового декодирования и его практической реализацией. Компромиссным решением является применение более простых алгоритмов, уступающих в помехоустойчивости алгоритму с «мягким» декодированием, но реализуемых практически. Однако эффективность таких алгоритмов недостаточна, что требует исследований в этом направлении для ее повышения и разработки новых алгоритмов.

Во многих современных системах связи используется метод частотного разнесения, когда по нескольким каналам, расположенным в разных спектральных участках передаются одинаковые копии сигнала. В двухсторонних системах можно по каналу обратной связи передавать сведения о текущем состоянии всех разнесенных каналов и осуществлять выбор каналов и адаптивную передачу с учетом этих сведений.

Подобные условия работы дают возможность передавать не набор одинаковых копий сигнала, а рассматривать всю совокупность возможных каналов, как расширенное поле для передачи кодированных цифровых сигналов и менять текущие параметры кодера, адаптируя их к текущим условиям распространения сигналов. При этом фрагменты кодированного сигнала распределяются по наилучшим каналам с учетом их свойств.

Таким образом, **актуальность работы** заключается в рассмотрении особенностей реализации различных видов систем связи в условиях Анголы и разработке новых алгоритмов повышения помехоустойчивости передачи кодированных цифровых сигналов.

Объектом исследования являются системы передачи цифровых сигналов, использующие блочные алгоритмы кодирования, а также системы двусторонней передачи с частотным разнесением сигналов.

Предметом исследований являются практически реализуемые алгоритмы блочного кодирования, приближающиеся по эффективности к «мягким» алгоритмам, и используемые как в системах без разнесения, так и в адаптирующихся системах с частотным разнесением сигналов.

Целью работы является повышение помехоустойчивости передачи цифровых сигналов в сетях связи Республики Ангола.

Научные задачи исследований. Цель работы предполагает решение следующих задач:

1. Анализ условий работы систем связи с учетом природно-климатических особенностей Анголы.
2. Рассмотрение методов повышения помехоустойчивости передачи цифровых сигналов и моделей помеховой обстановки.
3. Расчет параметров различных видов систем передачи на конкретных примерах экономико-географических районов Анголы.
4. Разработка и исследование алгоритмов блочного декодирования сигналов, практически реализующих повышенную помехоустойчивость обработки.
5. Разработка и исследование алгоритмов комплексного использования каналов частотного разнесения, включая возможность адаптивной перестройки структуры используемых блочных кодов.

В ходе решения поставленных научных задач были сформированы **результаты, представляемые к защите:**

1. Алгоритмы и пути повышения помехоустойчивости передачи цифровых сигналов с применением кодов Рида-Соломона.

2. Алгоритмы и пути применения модификаций кодов Рида-Соломона в системах передачи с частотным разнесением сигналов, в том числе в двухсторонних системах с каналом обратной связи.

Научная новизна полученных в диссертационной работе результатов заключается в том, что:

1. Разработаны и исследованы пути повышения помехоустойчивости передачи сигналов с использованием кодов Рида-Соломона и повышением скорости передачи.
2. Разработан и исследован новый алгоритм декодирования блочных кодов Рида-Соломона, приближающийся по эффективности к «мягкому» декодированию сигналов.
3. Разработаны и исследованы новые алгоритмы модификации блочного кодирования с передачей разных фрагментов кода по различным частотно разнесенным каналам с учетом используемых методов комбинирования принятых сигналов.
4. Разработан и исследован новый алгоритм адаптивного кодирования в двухсторонних системах с частотным разнесением и каналами обратной связи.

Достоверность и обоснованность результатов подтверждается корректностью и логической связанностью принятых предпосылок и допущений, использованием апробированного научного аппарата и средств математического моделирования.

Практическая ценность результатов диссертационных исследований:

1. Предложенный реализуемый практически алгоритм декодирования блочных кодов Рида-Соломона, приближающийся по эффективности к «мягкому» методу декодирования, позволяет повысить помехоустойчивость передачи сигналов на 0,5-1 дБ.

2. Использование алгоритма с модифицированным распределением фрагментов кодового блока по каналам с разнесением дает возможность повысить помехоустойчивость передачи сигнала в различных условиях на 2-4 дБ.

3. Предложенный алгоритм адаптивного распределения фрагментов общего кодового блока по наилучшим частотно разнесенным каналам в двухсторонних системах передачи позволяет улучшить использование частотного ресурса системы и увеличить помехоустойчивость передачи сигналов на 2-3 дБ.

1. ПОВЫШЕНИЕ ДОСТОВЕРНОСТИ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ

1.1. Обзор сетей связи Республики Ангола

Пятнадцать лет спустя после появления первого мобильного оператора в Анголе, больше половины ангольцев уже используют мобильные телефоны. Статистика Национального Института Связи Анголы (INACOM) в 2014, показывает, что из 19 миллионов жителей Республики Анголы 13 миллионов являются пользователями мобильных телефонов, что составляет 68,3% проникновения в стране. Большая часть абонентов проживает в столице Республики Анголы-Луанде. Подавляющую часть рынка сотовой связи (78%) контролирует первый мобильный GSM/LTE-оператор Unitel, вторым по величине оператором является Movitel (22%) со стандартом GSM/LTE [110].

В столице страны Луанде действуют оба оператора сотовой связи и имеют в своем распоряжении несколько десятков базовых станций и сетей связи на основе волоконно-оптических линий (ВОЛС) образующих локальные сети. Также оба оператора действуют в большинстве достаточно крупных населенных пунктов: Кашито, Бенгела, Куито, Кабинда, Менонге, Н'Далатандо, Сумбе, Онджива, Уамбо, Лубанго, Дундо, Сауримо, Маланже, Луена, Намибе, Уиже, М'Банза-Конго и многих других.

Услуги глобальной сети связи Internet представлены почти полностью техническим оснащением государственной телекоммуникационной компании Telecom Angola и частной компании Angola Cables. С оптимизацией существующих кабелей и подключения к WACS (West Africa Cable System), Ангола становится почти самодостаточным с точки зрения международных связей государством, как широкополосный уровень, а также голосовой связи. Далее из столицы страны Луанды интернет перепродается вторичным провайдером. Эти компании используют:

- ADSL (широкополосный доступ в Интернет);
- Backbone IP – Служба для соединения локальных сетей в частной сети;
- Frame Relay – Услуги передачи данных наделены большим числом соединений и национального покрытия (поддерживает связь 64 Kbps и 2 Mbps);
- SATFone – Обеспечивает доступ к коммутируемой телефонной службе через VSAT терминалы;
- SATLink – Это голосовой сервис и передача данных точки-многоточка.
- SATNet – Включает передачу голоса и данных по IP-доступам, X25, Интернет (Multipoint) из центральной точки спутника связи с несколькими удаленными узлами, распространяется на площади покрытия спутника;
- VSAT УСЛУГИ – Услуги передачи через спутник с помощью небольших антенн;
- Международный VSAT – Позволяет осуществлять передачу голоса и данных между точкой на территории страны и другими за пределами страны через VSAT терминалы;
- X25 – Быстрый и надежный сервис передачи данных на национальном уровне, среди широкого круга ЭВМ или для подключения к другим сетям с аналогичными характеристиками, разбросанными по всему миру.

Дополнительные альтернативы выступают мобильные операторы с технологиями 3G/LTE.

Angola Telecom принадлежит 82% доля рынка телефонных линий связи в стране, далее следует MStelcom (15%) и STARTEL (3%)

Telecom Angola принадлежит 54000 телефонных линий связи в Луанде и 35000 линий связи за пределами столицы. К сожалению, около 20000 линий связи повреждены и не функционируют. Спутник который является связующим звеном сети связи, объединяет города Луанду, Кабинду, Бэнгуэлу, Намиби, Лубанго и Онгиву и функционирует благодаря финансовой поддержке французского департамента по развитию.

Таким образом, в Республике Ангола в последние годы наметилось бурное развитие телекоммуникационных систем [106]. Так ангольский оператор Unitel стремится модернизировать беспроводные сети связи с помощью новейших систем Alcatel-Lucent GMS/EDGE. Подобная модернизация позволит быстро и эффективно наращивать объемы трафика и распространять услуги мобильной связи по всей территории Анголы, включая удаленные районы, жители которых никогда не имели телефонов. Компактность и высокая производительность этой аппаратуры поможет оптимизировать существующую сеть радиодоступа MTN при одновременном сокращении расходов.

Наряду с модернизацией и проектированием беспроводных систем связи, активно ведутся работы по созданию волоконно-оптических каналов передачи информации [111]. На рис. 1.1. представлена карта существующих и проектируемых волоконно-оптических систем связи на территории Республики Анголы.



Рис. 1.1.

Еще одним шагом в развитии отечественных систем связи является подписание Республикой Ангола контракта с компанией "Рособоронэкспорт" на создание и запуск спутника связи "АНГОСАТ". Контрактными документами предусматривается создание и запуск спутника связи "АНГОСАТ", предоставление для работы спутника орбитальной позиции на геостационарной орбите, выполнение работ по созданию системы цифрового телевидения последнего поколения, радио и Интернета на территории Республики Ангола. От российской стороны головным исполнителем работ является ОАО "Ракетно-космическая корпорация "Энергия" имени С.П. Королева". В пригороде столицы страны Луанде планируется строительство наземного комплекса управления спутником и пункта управления связи. Кроме того, проектом предусматривается проведение работ по модернизации существующего в настоящее время

наземного сегмента системы спутникового телевизионного вещания и связи Республики Анголы.

Таким образом, несмотря на то, что уже охвачены сетями связи достаточно большое число населенных пунктов страны, остаются неохваченными значительные территории. В первую очередь это труднодоступные и удаленные горные и пустынные районы. Необходимость систем связи, в том числе и мобильной связи в таких районах обусловлена активной разработкой месторождений полезных ископаемых.

Кроме того, рельеф центральной части страны достаточно гористый, что позволяет значительно увеличивать размеры покрытия отдельных зон, располагая антенны базовых станций на соответствующих возвышенностях. Однако, необходимо отметить, что рельеф местности в различных частях страны и условия работы средств связи очень разнообразны, что требует гибкого адаптивного подхода к выбору и проектированию линий для отдельных участков с использованием различных возможностей, предоставляемых в настоящее время техникой связи. В результате, при создании общей сети связи необходимо комплексирование, т.е. одновременное использование различных типов линий связи и помехоустойчивых методов обработки информации в зависимости от конкретных условий работы.

В настоящее время, наряду с организацией новых зон связи, особенно актуально стоят следующие задачи:

- объединения уже существующих зон между собой и создание, таким образом, объединенной сотовой сети для всей страны;
- надежное соединение подобной объединенной сети с сетями в соседних странах и включение национальной сети в общемировую сеть;
- повышение помехоустойчивости существующих, модернизируемых и разрабатываемых систем связи в условиях резкого качественного и количественного роста средств связи.

Несмотря на трудности, создание единой помехозащищенной сети сотовой связи в Республике Ангола – явление, необходимое для дальнейшего развития

страны, и работы в этом направлении будут проводиться и расширяться. В данной работе будут рассмотрены условия, необходимые для организации единой сети связи, рассчитаны параметры и характеристики отдельных участков с использованием разных типов линий связи и предложены новые методы и решения для повышения надежности и устойчивости работы систем связи.

1.2. Обзор известных методов борьбы с помехами в системах связи

Одной из основных задач при проектировании и разработке систем связи является повышение достоверности передачи информации при максимальной экономической эффективности. В настоящее время современные системы передачи сообщений можно классифицировать по типу канала связи, по виду передаваемого сигнала (аналоговый или цифровой), по типу использованной модуляции, по методу примененного кодирования, по используемому диапазону частот и т. д. Повысить помехоустойчивость системы связи можно за счет повышения мощности передающего устройства, выбора наилучшего вида модуляции, использования разнесенного приема, а также применением помехоустойчивого кодирования.

В проводных каналах связи и радиоканалах прямой или условно прямой видимости, когда мешающие воздействия можно представить в виде аддитивных шумов с равномерным распределением спектральной плотности, повысить достоверность передачи информации возможно за счет повышения мощности передающих устройств. Однако, подобное техническое решение требует полной или частичной замены существующей радиопередающей аппаратуры.

Развитие современной полупроводниковой базы позволяет разрабатывать радиопередающую аппаратуру, функционирующую в высокочастотных и сверхвысокочастотных диапазонах на мощностях до нескольких киловатт. На сегодняшний день транзисторы для радиопередающих устройств изготавливаются по нескольким технологиям: биполярной, VDMOS и LDMOS. Транзисторы, выполненные по биполярной технологии, широко использовались и используются в радиопередающей аппаратуре систем связи, однако применение более современных технологий позволит получить ряд преимуществ, в том числе и по уровню мощности. VDMOS (Vertical Diffusion Metal Oxide Semiconductors) - двухдиффузионная технология с вертикальной МОП-структурой. Эта технология обладает улучшенной термостабильностью и

плотностью мощности транзисторов по сравнению с биполярными транзисторами. LDMOS (Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductors) - смещенно-диффузная МОП технология на основе кремния. Технология LDMOS обладает наилучшими характеристиками по сравнению с биполярной технологией, такими, как линейность, усиление, тепловые режимы, устойчивость к рассогласованию, высокий КПД, запас по рассеиваемой мощности, надежность. На LDMOS технологии в настоящее время выпускается большинство мощных высокочастотных транзисторов. Существует два основных класса конструкции LDMOS-транзисторов. Первый основывается на использовании заземленного экрана (grounded Faraday shield) для обеспечения изоляции стока (drain) от затвора (gate) и уменьшения емкости обратной связи CDG. Как правило, такая конструкция используется при длине затвора более 0,5 мкм. Второй класс конструкции (использующийся преимущественно при длине затвора менее 0,5 мкм) основывается на применении заземленной металлизированной области (grounded field plate) и позволяет не только уменьшить емкость обратной связи CDG, но и понизить значение дрейфа тока между стоком и затвором IDG[1].

Еще одним вариантом повышения мощности радиопередающих устройств является использование адаптивных цепей согласования оконечных каскадов радиопередающих устройств и антенно-фидерного тракта [2-6]. Степень рассогласования в ВЧ технике определяется коэффициентом отражения $\dot{\Gamma}$

$$\dot{\Gamma} = \frac{\dot{Z}_n - \dot{Z}_{\text{вых}}}{\dot{Z}_n + \dot{Z}_{\text{вых}}}, \quad \Gamma_p = |\dot{\Gamma}|^2,$$

где $\dot{Z}_{\text{вых}}$ - импеданс оконечного каскада РПДУ, $\dot{Z}_n$ - импеданс нагрузки, Γ_p - коэффициент отражения по мощности. Причины рассогласования могут заключаться в атмосферных влияниях на антенно-фидерный тракт, в разбросе параметров использованных элементов и блоков, в эффекте «старения» и т.п. Для достижения эффективного согласования, минимума отраженной мощности и наибольшего энерговклада в нагрузку, необходимо перестраивать величины реактивных элементов ЦС. Наиболее перспективным путем решения этой

задачи представляется создание адаптивных систем согласования РПДУ и нестационарных нагрузок.

Принцип работы адаптивной цепи согласования заключается в анализе информации, показывающей степень рассогласования, и на основе этой информации производится перестройка элементов адаптивной ЦС. Структурная схема такой системы представлена на рис.1.2.

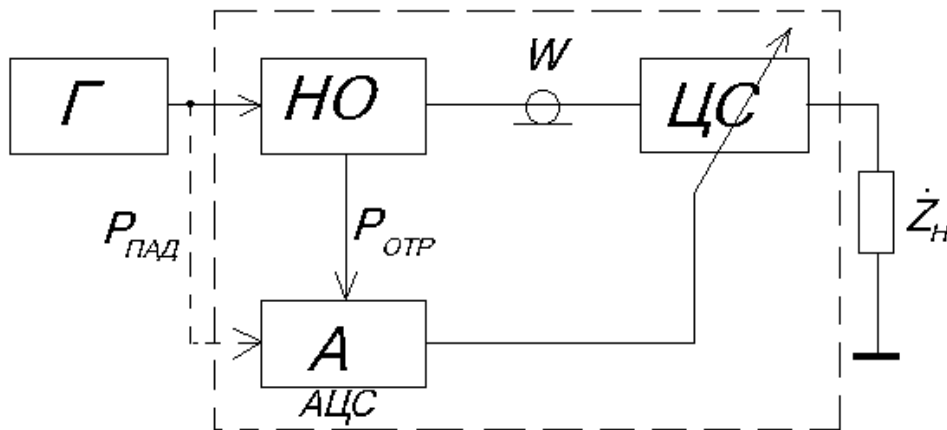


Рис.1.2.

Генератор (Г) вырабатывает мощность $P_{над}$, которая через направленный ответвитель (НО) и фидер (W) попадает в цепь согласования (ЦС), трансформирующую волновое сопротивление фидера W в импеданс нагрузки, состоящий из действительной R_n и мнимой X_n составляющих $\dot{Z}_n = R_n + jX_n$.

Отраженная от ЦС мощность через НО поступает в анализатор (А), который измеряет уровень отраженного сигнала $\dot{U}_{отр}$. В зависимости от структуры адаптивного устройства согласования анализатор может сравнивать отраженный от ЦС сигнал $\dot{U}_{отр}$ и сигнал генератора $\dot{U}_{над}$. На основе анализа вырабатываются управляющие сигналы, регулирующие перестраиваемые элементы ЦС в сторону уменьшения отраженной мощности. Необходимо отметить, что использование адаптивных устройств согласования в радиопередающих устройствах систем связи в среднем позволит увеличить энергозатраты в нагрузку не более 10-15%, что в лучшем случае позволит увеличить соотношение сигнал/шум на 0,4-0,6 дБ.

На помехоустойчивость систем связи влияет также выбор модуляции. В аналоговых системах связи в большинстве случаев используют частотную или фазовую модуляции. Важнейшими преимуществами этих видов модуляции является отсутствие взаимного влияния между сообщениями из-за нелинейности амплитудных характеристик радиотракта и постоянство уровней информационных составляющих в изменяющихся условиях канала связи.

В современных цифровых системах передачи информации также широко применяется частотная или фазовая модуляции (манипуляции), однако для уменьшения полосы частот излучения радиоаппаратуры и увеличения спектральной плотности информационных сообщений в настоящее время используются многоуровневые виды модуляции, такие как ФМ-4, ЧМ-4, КАМ-16, КАМ-64 и им подобные. Необходимо отметить, что при этом уменьшается помехоустойчивость систем связи, поскольку уменьшается и полоса частот, занимаемая сигналом [107]. Поэтому все большее распространение получают различные формы помехоустойчивого кодирования информации. Это может быть кодированная многоуровневая модуляция, когда каждый уровень кодируется каким-либо помехоустойчивым кодом. В зависимости от применяемых кодов различают кодированные модуляции: решетчатую (TCM - trellis coded modulation), блоковую (BCM - block coded modulation), многоуровневую (MLCM - multilevels coded modulation) [7].

Также широко применяются различные помехоустойчивые коды с исправлением ошибок, например, коды БЧХ, сверточные, каскадные, турбокодирование. Большинство применяемых и существующих кодов предполагают пакетную или блоковую обработку информации. Кроме того, некоторые коды, например коды Рида-Соломона имеют ограничение на максимальный размер блока. Поэтому при непрерывной передаче информации (или при передаче больших пакетов информации) возникает задача организации «временных» окон, поскольку помехоустойчивое кодирование требует наряду с передачей полезного сообщения передавать и некоторую избыточность. Как правило, организация временных окон требует либо увеличения тактовых частот

цифрового потока информации, либо организации дополнительных каналов передачи сообщений. Однако при повышении тактовой частоты, помехоустойчивость системы связи ухудшается в зависимости от используемого вида модуляции и видов помех присутствующих в канале связи. Поэтому необходимо выбирать оптимум между объемом избыточности (или кодовой скоростью) и повышением помехоустойчивости с одной стороны и с другой стороны снижением помехоустойчивости, вызванное повышением скорости передачи информационного потока. Дополнительным фактором, усложняющим задачу, является техническое ограничение существующей аппаратуры на допустимые скорости передачи цифровых потоков.

Необходимо отметить, что помехоустойчивое кодирование применяется для борьбы с различными видами помех и мешающих воздействий. Это импульсные помехи вызванные промышленными или атмосферными факторами, шумовые помехи входных цепей приемных устройств или индустриальным "шумом", узкополосные периодические помехи и др. Существует группа кодов, например, недвоичный корректирующий код Рида-Соломона, исправляющий не только одиночные (как в случае воздействия АБШГ), но и групповые ошибки, возникающие при многолучевом распространении или в результате воздействия импульсных помех. В этом случае при использовании алгоритмов смешивания (скремблирования) информационного потока возможно бороться и с быстрыми замираниями.

Перспективным направлением помехоустойчивого кодирования является использование "мягких" алгоритмов декодирования, когда анализируется не бинарный поток информации, а многоуровневые решения демодулятора. Применение "мягких" алгоритмов декодирования усложняет алгоритмы обработки информации, но и повышает помехоустойчивость системы до 2дБ по соотношению сигнал/шум.

Еще одним вариантом повышения помехоустойчивости, является организация разнесенного приема. Различают частотное, временное и пространственное (угловое, поляризационное) разнесение. Как известно,

разнесение применяется в основном для борьбы с мешающими воздействиями в виде замираний. Однако, при этом появляются дополнительные свойства, в частности, после объединения разнесенных сигналов наблюдается увеличение соотношения сигнал/шум и в некоторых случаях подавление внешних помех. Метод оптимального объединения разнесенных сигналов хорошо известен [8-15], однако на практике используются квазиоптимальные методы близкие по помехоустойчивости к оптимальным, но проще реализуемые.

Перспективным направлением в борьбе с помехами является использование комбинированных методов [103], когда в системе связи применяют сразу несколько технических решений снижающих влияние мешающих воздействий на информационный сигнал. Кроме того, использование комбинации различных помехоустойчивых методов может дать дополнительные возможности подавления помех. Перспективным направлением в борьбе с мешающими воздействиями выглядит совместное использование помехоустойчивого кодирования и разнесенного приема, комплексно учитывающее особенности обоих методов.

Таким образом, выбор того или иного метода повышения помехоустойчивости в системах связи, зависит от вида канала связи, типа сигнала и существующей помеховой обстановки. Для выбора оптимального помехоустойчивого решения и максимального выигрыша в достоверности передачи информации при наименьших экономических затратах в системах связи Республики Ангола, требуется провести обзор систем связи Республики Анголы, классифицировать существующие виды каналов связи, типы передаваемых сообщений и различные мешающие воздействия в системах передачи сообщений.

1.3. Модели каналов связи.

Свойства и возможности каналов связи между источником и потребителем передаваемой информации определяют основные качественные показатели телекоммуникационных систем. Отличия принимаемого информационного сигнала от переданного вызванного совокупностью каких-либо факторов и представляют собой модель канала связи. отличия обусловлены как самой средой распространения сигнала между пунктами передачи и приема, так и аппаратурой приемной и передающих систем, вносящих в информационный сигнал различного рода искажения.

При этом в качестве аппаратурных искажений следует считать тепловые шумы входных цепей приемной аппаратуры, а нелинейностью характеристик приемных и передающих блоков можно пренебречь, основываясь на высоких качественных показателях современной радиоаппаратуры. Согласно общепринятому подходу аддитивный белый гауссов шум (АБШГ) возникает в основном во входных цепях приемников имеет гауссово распределение с нулевым средним и равномерную в полосе частот спектральную плотность.

Свойства физической среды между приемной и передающей сторонами определяются диапазоном частот, используемым для связи, назначением системы связи, географическими и климатическими условиями на трассе распространения информационного сигнала. Существуют общие факторы, влияющие на качество систем связи, как в случае больших информационных потоков при тропосферной, ионосферной и спутниковой связи, так и при сравнительно малых потоках, как, например, при мобильной связи.

Как известно, кроме прямого распространения радиоволн в физических средах существуют и другие механизмы передачи энергии: отражение (например от гладких поверхностей больших длины волны), дифракция (при затенении пути распространения препятствием большим длины волны, что приводит к возникновению вторичных волн), рассеяние (при отражении от множественных препятствий соизмеримых или меньше длины волны). Все три механизма

вызваны неоднородностями трассы распространения сигналы и обуславливают особенности свойства среды. Неоднородности имеют как природное происхождение (ионосферные и тропосферные слои, отражающая поверхность земли), так и искусственное (здания и сооружения), однако они вызывают сходные последствия попадание волны от передатчику к приемнику по разным путям распространения. Поэтому каналы телекоммуникационных систем связи имеют во многом сходные свойства.

Свойства многолучевого распространения определяются факторами которые его создают. Можно выделить следующие:

- изменение по времени параметров, влияющие на многолучевость;
- изменение интенсивности их появления или пространственное перемещение неоднородностей;
- групповое воздействие множества факторов, что вызывает либо непрерывную, либо дискретную многолучевость;
- изменения свойств принимаемого сигнала или пространственное перемещение приемника или передатчика, изменение положения антенны или поляризации, а также изменение свойств при перемещении по частотной оси.

Согласно точечной модели рассеивания [16-18] сигнал $S_{ex}(t)$ образуется сложением большого числа волн, пришедших по различным путям с задержками. Для достаточно узкополосного излучаемого сигнала $S_n(t)$ сигнал на входе приемника будет:

$$S_{ex}(t) = \int_V \mu_i S_n(t - t_i) e^{j\omega_0(t - t_i)} dV ,$$

где V - объем эффективно участвующий в переизлучении, ω_0 - центральная частота излучаемого узкополосного сигнала, μ_i и t_i соответственно коэффициент отражения от i -й точки объема и время суммарной задержки от i -й точки до приемника. Внутри объема функция $\mu_i(t)$ может быть однородной (непрерывная многолучевость), но может и наряду с распределенной функцией присутствовать один или несколько отдельных компонентов большого уровня (дискретная многолучевость). При анализе ионосферных или тропосферных каналов в

течении длительного времени коэффициент передачи канала μ следует считать нестационарным случайным процессом, однако на небольших интервалах времени нестационарностью можно пренебречь, а его характеристики считать неизменными. Такие изменения передаточной функции являются быстрыми замираниями.

Известны различные модели описывающие быстрые замирания, которые порождают соответствующие распределения. Например, релеевское распределение, m-распределение Накагами, четырехпараметрическое распределение и др. Большую часть времени сеансов связи наблюдается релеевское распределение, однако более общей моделью является четырехпараметрическая модель [16, 17, 19]:

$$\omega(C, S) = \frac{1}{2\pi\sigma_c\sigma_s} e^{-\frac{(C-m_c)^2}{2\sigma_c^2} - \frac{(S-m_s)^2}{2\sigma_s^2}}.$$

Подобная четырехпараметрическая модель хорошо описывает результат интерференции радиоволн на входе приемника, отраженных от распределенных по объему V переизлучателей, в том числе при наличии достаточно интенсивной регулярной компоненты. Четырехпараметрическая модель описывает и часто наблюдающиеся глубокие замирания. В этом случае наблюдается минимальная помехоустойчивость связи.

На практике число лучей в зависимости от географии трассы связи, рабочих частот, полосы сигнала и других факторов может меняться от двух-трех для ионосферных, до нескольких десятков более высокочастотных каналов. Временной интервал между лучами примерно одинаковой интенсивности может колебаться от единиц до десятков миллисекунд.

В отличие от быстрых замираний, вызванных интерференционными явлениями, медленные замирания вызваны другими причинами и факторами. Они имеют интервал исчисляемый несколькими часами и определяются изменениями физической среды на участке распространения радиоволн. Здесь возможны более глубокие замирания, чем в случае описываемом наихудшим вариантом четырехпараметрической модели.

В мобильной связи медленные замирания представляют собой колебания среднего уровня сигнала при перемещении приемо-передатчика, на которые накладываются быстрые замирания интерференционной природы. Интервал медленных замираний в мобильных системах связи значительно меньше, чем в стационарных.

Медленные замирания обусловлены общим изменением характеристик излучателей объема V в целом. На трассах тропосферной и ионосферной связи отмечается суточный или даже сезонный период изменений параметров.

Влияние замираний на информационный сигнал определяется соотношением между полосой спектра сигнала и свойствами канала, которые определяют корреляционные свойства замираний амплитуды немодулированной несущей на разных частотах. Сигнал в приемнике создается суммой большого числа сигналов пришедших по разным путям и имеющих разные фазовые набег. При изменении частоты несущего колебания, фазовые набег различных лучей меняются, меняются и соотношения между ними. В результате коэффициент передачи канала значительно зависит от частоты, вызывая селективно-частотные замирания (СЧЗ).

Поскольку эффективным способом борьбы с замираниями является разнесенный прием, то особое значение имеют взаимные корреляционные свойства различных каналов разнесения, так как эффективность борьбы с замираниями определяется независимостью замираний. При частотном разнесении радиус частотной корреляции определяет необходимую величину разнесения. В атмосферных и городских каналах связи величина разнесения зависит от многих факторов и варьируется от сотен кГц до единиц МГц.

При пространственном разнесении различные каналы приема должны быть расположены на расстоянии большем радиуса корреляции. Для тропосферной и ионосферной связи наиболее эффективным является такое пространственное разнесение, когда направление разнесения расположено в горизонтальной плоскости перпендикулярно трассе распространения сигнала и колеблется в пределах 50-100 длин волн.

Угловое разнесение эффективно, когда угловые размеры переизлучателей значительны и сигналы сопоставимого уровня могут приходить с различных направлений. Однако это связано с применением узконаправленных антенн, и как следствие, снижением уровня принимаемого сигнала. Для атмосферных каналов декорреляция наступает при угловом разнесении различных каналов на несколько градусов. Для мобильных систем связи в ситуации с множеством переотражателей прием по каналам с угловым разнесением может оказаться более эффективным.

При использовании временного разнесения, копии сигнала должны быть разнесены по времени большему чем время быстрых замираний (от десятых долей секунды до десятков секунд). Но для современных высокоскоростных систем связи подобное разнесение будет связано со значительными техническими трудностями.

Таким образом, исходя из описания систем связи использующих различное разнесение следует, что коэффициент передачи немодулированного сигнала в области, где осуществляется разнесенный прием описывается функцией:

$$S_{np}(t) = F\{S_{nep}(t), r, \omega, t, \theta\},$$

где $S_{np}(t)$ и $S_{nep}(t)$ - сигналы на входе приемника и на выходе передатчика соответственно, r - радиус вектор описывающий координаты точки использующейся для приема, ω - частота, θ - переменная учитывающая угол прихода сигнала и ширину диаграммы направленности антенн, а также поляризацию, t - "медленная" временная переменная, определяющая различные изменения функции F во времени.

Точное определение функции F практически невозможно, поэтому обычно используют различные упрощения. Прием по нескольким каналам при разнесении по сути представляет собой некоторую дискретизацию функции F . Совокупность принятых разнесенных сигналов, описывается как прохождение функции $S_{nep}(t)$ через некоторый многополюсник с одним входом и N выходами. Он описывается в частотной области векторной функцией $F(\omega, t)$, причем

компоненты этой векторной функции есть частотные характеристики каналов разнесения изменяющиеся во времени и определяющие замирания.

1.4. Виды сигналов

Ухудшение помеховой обстановки, вызванное резким увеличением средств связи, многолучевым распространением сигналов, затуханиями, нелинейностью передатчика, а также атмосферными, импульсными и промышленными помехами, приводит к снижению достоверности передаваемой информации. Необходимо также учитывать и аппаратный фактор в виде нелинейности характеристик приемо-передающей аппаратуры и тепловых шумов входных цепей приемных устройств. Поэтому можно предложить классифицировать виды передаваемых сигналов по объему и варианту используемой избыточности [8], которая зависит от типа модуляции, разнесения, кодирования и др., поскольку именно избыточность в передаваемых сообщениях является одним из основных средств борьбы с мешающими воздействиями.

На сегодняшний день наиболее распространенным вариантом является использование частотной избыточности. Полоса частот сигнала Δf_c обычно (за исключением некоторых видов модуляции, например, ОБП) значительно больше полосы информационного сигнала Δf_u . Частотная избыточность в зависимости от вида модуляции может быть незначительной, например, при амплитудной модуляции около двух, так и принимать значения в сотни единиц при модуляции шумоподобными сигналами (ШПС).

Временная избыточность в современных системах связи обычно невелика и имеет ограниченное применение в силу непрерывности передачи информации. Организация временной избыточности требует определенных технических решений, например при кодировании цифровых сообщений это может быть изменением тактовой частоты, что в свою очередь ограничено возможностями аппаратуры в пределах 10%. В чистом виде временная избыточность существует в системах связи с дублированием информации, например в системах связи оповещения о чрезвычайных ситуациях.

Избыточность по уровню сигнала в цифровых системах передачи информации обусловлена количеством уровней квантования m_{max} ,

определяющими максимальную допустимую вероятность ошибки P_{max} . Однако в текущий момент времени вероятность ошибки P_m обычно меньше, что допускает возможность использования m_t уровней квантования. Разница $P_{max}-P_m$, $m_{max}-m_m$ и составляет избыточность по уровню. Для аналоговых сигналов избыточность по уровню можно представить минимальным уровнем мощности P_{cmin} , например для определенного уровня разборчивости при телефонии. Отношение текущего уровня $P_{ст}$ к уровню мешающих сигналов, как правило выше P_{cmin} . Поэтому избыточность по уровню можно определить как $H = \log(P_{ш} + P_{cm}/P_{ш} + P_{cmin})$, при мощности АБГШ равной $P_{ш}$. В отличие от избыточности по времени и частоте определяемых модуляцией и кодированием избыточность по уровню зависит от множества других факторов, которые определяются каналом связи. Так, например в каналах со слабыми флуктуациями (каналы прямой видимости без переотражений) избыточность невелика, а в каналах с сильными замираниями избыточность по уровню может принимать значения в десятки децибел.

Еще одним вариантом применения избыточности является разнесение. Частотное и временное разнесение пример непосредственного использования избыточности при передаче сообщений. Угловое, поляризационное или пространственное разнесение содержит потенциальную избыточность при обработке сообщения приемником. Так при пространственном разнесении сигнал можно представить в виде многомерной функции, включающей зависимость от места расположения приемника и угла поворота антенн. Эта многомерная функция дискретизируется по аргументам расположения r и угла θ . При правильно выбранных параметрах дискретизации возникает некоторая дополнительная избыточность по некоторому дополнительному параметру N , отражающему разнесение и имеющему дискретный характер. В этом случае совокупность разнесенных сигналов можно представить как N -мерный сигнал, каждая компонента которого дополняется независимым АБГШ. Так как конечной целью является формирование переданного сообщения, то дальнейшую обработку можно представить как компактификацию N -мерного объекта в одномерный [20].

Таким образом, совокупную избыточность в информационном сообщении можно представить в виде набора из четырех факторов $\{MF, MT, MA, N\}$, заключающий в себя соответственно избыточность по частоте, времени, уровню и разнесению.

1.5. Классификация мешающих воздействий в системах связи

Мешающие воздействия ухудшающие способность передавать информацию [21] можно описать как следствие уменьшения избыточности различного вида. Если уменьшение избыточности не достигает некоторого критического уровня, то ухудшение качества связи происходит сравнительно медленно и незначительно, а при превышении некоторого порогового значения качество начинает резко падать вплоть до полного срыва связи.

Поскольку избыточность является комплексным показателем, состоящим из нескольких параметров, то различные виды мешающих воздействий могут по-разному влиять на компоненты избыточности. Поэтому целесообразно классифицировать помеховые или мешающие воздействия с точки зрения влияния на различные компоненты избыточности [8].

Мешающие воздействия можно разделить на внутрисистемные и внесистемные. К внутрисистемным относятся тепловые шумы (как правило входных цепей приемных устройств) представляющие случайный процесс с гауссовым распределением и равномерной спектральной плотностью АБГШ. Внутри аппаратуры могут появляться также импульсные помехи, обусловленные различными коммутационными процессами. При этом в полосу сигнала попадает часть спектра переходных процессов сложной формы. Еще одним видом внутрисистемных мешающих помех являются узкополосные помехи, причиной появления которых являются наводки от различных цепей гетеродинов, тактовых генераторов и т.п. Но поскольку появление узкополосных помех в полосе информационных сообщений вызвано недостатками изготовления каналообразующей аппаратуры, то устранение узкополосных помех должно производиться техническими мерами не связанными с обработкой информационного сигнала. Поскольку по результату воздействия на информационный сигнал внутрисистемные помехи находят себе аналоги среди внешних мешающих воздействий, то и методы борьбы с ними имеют схожий характер, как и в случае внешних помех.

Внешние помехи в свою очередь можно разделить на две группы: природные помехи и помехи, вызванные деятельностью человека. Природные процессы и явления (космические помехи, вызванные активностью космических объектов и атмосферные являющиеся следствием движения электрических зарядов в атмосфере) могут порождать помехи двух видов, аддитивные, когда их присутствие не зависит от наличия сигнала и мультипликативные, возникающие только при наличии сигнала.

Еще одним этапом классификации является разделение на преднамеренные и непреднамеренные мешающие воздействия. Воздействие *непреднамеренных помех* относится к задаче электромагнитной совместимости. Различают промышленные мешающие воздействия, помехи от радиопередающих устройств, внутриканальные помехи в системах сотовой или трекинговой связи.

Суммарное воздействие промышленных помех создает по частотной оси равномерный фон, наиболее интенсивный в рабочее (дневное) время. Помехи от радиопередающих устройств вызывают возрастание уровня взаимных мешающих помех от средств различных служб и пользователей. Кроме того, в малонаселенных областях наблюдается концентрация всех служб в редких населенных пунктах, что дополнительно создает перегруженность эфира. Внутриканальные помехи в сотовых системах связи образуются за счет влияния других зон, где используются одинаковые или близкие рабочие частоты, а также обусловлены мешающим воздействием множества абонентских передатчиков внутри одной базовой станции.

Вид *преднамеренной помехи* определяется техническими возможностями постановщика помех. Различают заградительные, прицельные и сигналоподобные помехи.

Общая полоса спектра *заградительной помехи* много шире полосы сигнала, поэтому в полосу информационного сообщения попадает только малая часть общей мощности помехи. К заградительным помехам относятся:

-*прямошумовая помеха* (ПШП) представляющая собой шум с равномерным спектром и гауссовым распределением;

- *амплитудно-модулированная шумовая помеха (АМШП)* , получающаяся амплитудной модуляцией несущей с помощью "белого" шума;

-*частотно модулированная помеха*, которую получают с помощью частотной модуляции несущей "белым" шумом (ЧМШП);

-*хаотичная импульсная помеха (ХИП)*, представляющая собой хаотичные импульсы со случайными параметрами;

При *прицельной помехе* ее спектр в основном совпадает со спектром сигнала. Вид помехи может соответствовать одному из вариантов ПШП, АМШП, ЧМШП, ХИП. В качестве вариантов может являться частично заградительной помехой с неполным перекрытием спектра информационного сигнала или узкополосной помехой, когда спектр полезного сигнала шире чем спектр мешающего воздействия.

К *сигналоподобным помехам* относят помехи подобные по структуре полезным сигналам. Помеха имеет тот же или похожий вид модуляции, как и у полезного сигнала с близкими к нему параметрами. Эффективность таких помех еще выше, но и реализация постановщика помех значительно сложнее.

Таким образом, существует достаточное количество видов источников и причин возникновения помех, которые имеют сходные свойства. По результату воздействия на систему связи их можно объединить в следующие группы:

Помехи близкие по свойствам к "белому" гауссову шуму. В этой группе объединяются помехи занимающие всю или часть полосы полезного сигнала. К ним относится тепловой шум приемника, внешние помехи вызванные природными и атмосферными явлениями, заградительные или прицельные помехи от шумовых источников, а также совокупность промышленных помех.

Сосредоточенные помехи, включая узкополосные или синусоидальные. Полоса помехи в этом случае значительно меньше полосы полезного сигнала, поэтому существенное влияние на помехоустойчивость оказывают только достаточно мощные мешающие влияния. В эту группу входят внутрисистемные помехи вызванные работой гетеродинов и тактовых генераторов. Из внешних помех к этой группе относятся преднамеренные сосредоточенные помехи и

непреднамеренные помехи от различных комбинационных частот других радиопередающих средств [101].

Импульсные помехи. В эту группу включаются внутрисистемные и внешние помехи вызванные различными коммутационными процессами, например, преднамеренные ХИП помехи или непреднамеренные помехи создаваемые радиолокационным или радионавигационным оборудованием.

Помехи сложной структуры, которые можно по типу воздействия отнести сразу к нескольким предыдущим группам. К ним относятся внешние помехи преднамеренные сигналоподобные помехи или непреднамеренные помехи, которые образуются при работе других частей работы данной или сходных систем связи.

Мешающие сигналы в условиях разнесенного приема. При этом все виды мешающих воздействий будут различаться степенью корреляции в различных ветвях разнесения. Степень корреляции может быть малой, как при аддитивном тепловом шуме и сильной, когда компоненты помехи в разных ветвях разнесения различаются только по амплитуде и относительному фазовому сдвигу. Степень корреляции для внутрисистемных помех при этом зависит только от каналообразующей аппаратуры, а для внешних помех определяется местоположением излучателя.

Наличие на приемной стороне информации о помеховой обстановке и свойствах помеховых сигналов, а также возможность оперативного получения этой информации является дополнительным фактором при разработке помехоустойчивых систем связи. Причем помеховые сигналы можно рассматривать от полностью детерминированных, до случайных с неизвестными параметрами и даже видами. Этот фактор тоже определяет вид конкретной помеховой ситуации [22].

1.6. Выводы

1. На сегодняшний день из всего множества методов борьбы с помехами с точки зрения экономической эффективности следует выделить применение корректирующих помехоустойчивых кодов и использование разнесенного приема.

2. Причины вызывающие появление случайностей и нестационарностей в каналах связи близки для систем различного назначения: ионосферных, тропосферных, спутниковых, мобильных, что обуславливает сходство многих свойств и характеристик этих каналов.

3. Статистические особенности многомерного сигнала в точке приема определяются совокупностью особенностей исходного сообщения, модуляции, кодирования и канала связи.

4. Современные системы телекоммуникаций могут подвергаться исключительно разнообразным мешающим воздействиям различного вида, происхождения и структуры. Несмотря на различия, все мешающие воздействия обладают рядом похожих свойств, что позволяет отнести их к нескольким группам: флуктуационные, сосредоточенные, импульсные и сигналоподобные помехи, а также упорядочить по степени зависимости помеховых компонент в разнесенных сигналах и определить наиболее эффективный метод помехоустойчивого кодирования.

5. Для бурно развивающихся систем связи Республики Анголы представляется актуальным разработка алгоритмов комбинированных методов борьбы с помехами на основе использования разнесенного приема и корректирующих кодов с избыточностью.

2. ВОЗМОЖНОСТИ СОЗДАНИЯ СЕТИ СВЯЗИ АНГОЛЫ.

В данном разделе будут рассмотрены административно-географические особенности Анголы, определяющие потребности организации связи и особенности ее применения в различных районах страны. Проанализированы возможности различных видов линий связи, таких, как кабельные, волоконно-оптические и радиорелейные. Проведен расчет различных линий связи для различных трасс, связывающих населенные пункты.

2.1. Административно-географические особенности Анголы и возможности организации линий передачи информации.

Географическое расположение Анголы определяет климатические условия функционирования сетей связи, а также особенности рельефа, и размещения населения и экономических центров, являющихся основными потребителями услуг связи (рис. 2.1.).

Ангола расположена в южной части Африканского континента и граничит с такими странами, как Заир, Замбия и Намибия. С запада берега страны омываются Атлантическим океаном. Атлантическое побережье Анголы занято прибрежной низменностью, которая далее поднимается на возвышенные участки территории (до 1000-1500 м над уровнем моря). Плоскогорье занимает более 90% территории страны. Высшая точка страны – в центральной части плоскогорья (2620 м).

Колебания температуры в различные сезоны года составляет от 16-20 С° до 24-26 С° на побережье и от 13-23 С° до 17-28 С° в глубине страны. Наблюдается общая тенденция уменьшения количества осадков с севера на юг как внутри страны, так и в прибрежных районах (на юге – вплоть до пустыни Намиб), а также от внутренних районов к побережью.

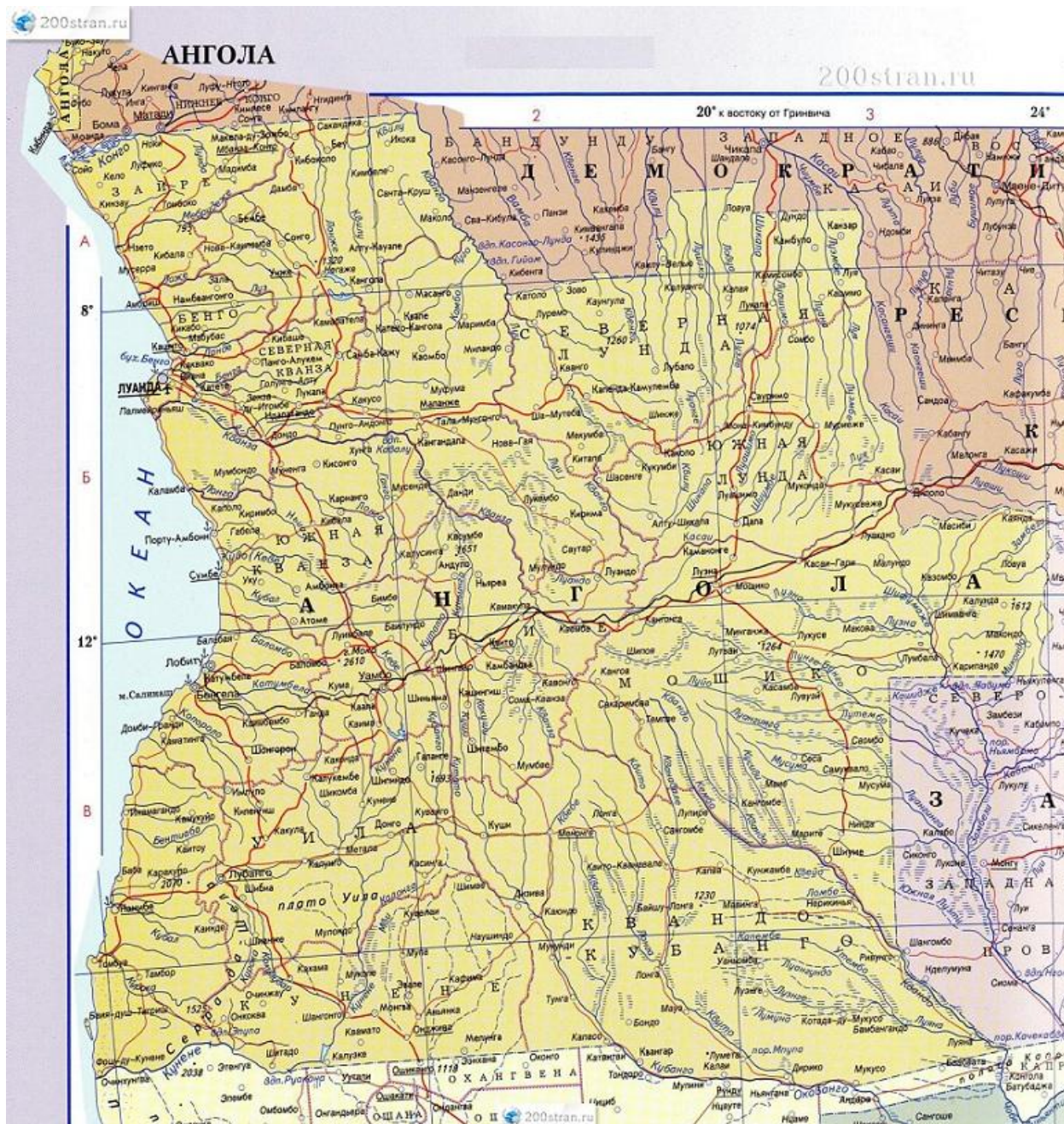


Рис. 2.1.

Более 80% населения занимается сельским хозяйством, т.е. достаточно рассредоточено по территории страны, однако наибольшая плотность населения наблюдается в районах побережья, а также тяготеет к центрам добычи полезных ископаемых, таких, как нефть, железная руда, золото, уран, алмазы. Основные города: Луанда (столица), Бенгела, Маланже, Луэна, Сауримо, Уамбо. Основные автомагистрали связывают столицу страны с железнодорожной сетью Заира

через Маланже и Сауримо и с прибрежной частью через Уамбо и Бенгелу. Железнодорожная магистраль связывает Бенгелу с Заиром.

Основные районы добычи полезных ископаемых тяготеют к побережью страны (провинции Северная и Южная Кванза) и к северо-восточной ее части (провинции Северная и Южная Лунда).

Вышесказанное позволяет сделать определенные рекомендации относительно преимущественного использования тех или иных видов систем связи в различных районах. Кроме этого необходимо учитывать, что, несмотря на тяжелое колониальное прошлое экономика страны является самой быстрорастущей среди всех африканских государств южнее Сахары. Это обусловлено большими природными богатствами страны. Кроме этого, население характеризуется очень быстрым ростом. Все это с учетом современных тенденций развития услуг связи в мире в скором времени потребует охвата ими также и глубинных территорий. Горный и холмистый рельеф дает возможность располагать антенны радиорелейных линий на значительных возвышенностях, увеличивая интервалы связи. В отдельных ограниченных территориях уже действуют локальные телекоммуникационные сети, в связи с чем определяются краткосрочные и долговременные задачи по развитию средств передачи информации. Они в первую очередь заключаются в расширении площади охвата участков территории, обслуживаемых локальными сетями с их последующими соединением между собой и надежным включением в общемировую сеть. Основное препятствие – это недостаточная пропускная способность имеющихся участков и трудности разного порядка при прокладке линий связи в новых участках. Рельеф и условия работы очень разнообразны, что требует гибкого адаптивного подхода к выбору и проектированию линий для отдельных участков с использованием разнообразных возможностей, предоставляемых в настоящее время техникой связи.

Несмотря на трудности, создание сети связи в Анголе – явление, необходимое для дальнейшего развития страны. Работы в этом направлении проводятся и расширяются. В диссертации будут рассчитаны параметры и

характеристики отдельных участков с использованием разных типов линий связи и предложены новые методы и решения для повышения надежности и устойчивости работы линий связи.

Естественно, что рельеф и условия работы в разных частях страны и в различной обстановке сильно различаются, поэтому единообразие предлагаемых линий невыгодно и невозможно. Чтобы в разных условиях эффективнее выполнять свою функцию, как части единого целого, они должны различаться. Следовательно, при создании общей сети связи необходимо комплексирование, т.е. использование различных типов линий связи и методов обработки в зависимости от конкретных условий работы. Для проектирования и разработки линий, связывающих различные населенные пункты в единую сеть, большое значение имеет характер местности, ее природно-климатические особенности и подстилающая поверхность. Эти особенности определяют предпочтительный вид линии на каждом интервале. Кроме расположения линий внутри страны, следует учесть возможность удобного выхода в сети пограничных зарубежных стран. В стране имеются значительные новые разведанные запасы нефти и газа, добыча которых в данный момент связана с определенными объективными трудностями. Однако в перспективе следует ожидать здесь значительное повышение деловой активности, следовательно, потребности в услугах различных видов связи будут только расти.

Приведенный анализ разнообразных условий в районах страны может служить основой для рекомендаций по размещению линий связи разных видов.

Таким образом, для создания общей сети связи Анголы локальные сети, в том числе сети сотовой связи могут быть связаны между собой различными видами линий связи. Современная телекоммуникационная техника предоставляет для этого широкие возможности. Можно выделить такие основные виды аппаратуры:

- Аппаратура для кабельной связи;
- Аппаратура для радиорелейной связи;
- Аппаратура для спутниковой связи.

В настоящее время общепризнано, что спутниковая связь является одним из перспективных видов мобильной связи. Имеется информация о том, что между правительствами Анголы и Российской Федерации ведутся переговоры о запуске космического спутника связи для обслуживания телекоммуникационных потребностей Анголы.

Однако в ее функционировании участвует как наземная аппаратура, так и аппаратура космического базирования. Пользовательский терминал осуществляет передачу сообщения по радиолинии, напрямую связывающий его с космическим аппаратом. Важная роль спутниковых систем состоит в распространении услуг мобильной связи там, где развертывание сплошных наземных сетей затруднительно, например, в малонаселенной местности (горной, пустынной, и т.д.). Этим условиям соответствуют внутренние и южные районы Анголы, удаленные от автомобильных трасс.

Однако следует учитывать, что в настоящее время стоимость услуг космической мобильной связи весьма высока и это положение, по-видимому, будет сохраняться еще достаточно долго. Как владение спутниковым терминалом, так и оплата его работы недоступно подавляющему большинству семей населения удаленных глубинных районов, поэтому массовое использование этого вида мобильной связи здесь невозможно. Тем не менее, спутниковый терминал может быть использован в качестве общего терминала, связывающего, например, локальную сеть муниципального центра и прилегающих к нему территорий с мировой сетью и применяться в достаточно важных, хотя и удаленных, административных центрах.

В прибрежных областях, а также вдоль магистралей со значительной плотностью населения и с достаточно близким взаиморасположением населенных пунктов применение спутниковой связи нецелесообразно. В связи с этим спутниковая связь в масштабах целой страны для организации общенациональной сети связи может играть по-видимому, пока ограниченную роль.

Организация радиорелейной линии связи требует цепочку приемо-передающих радиостанций, включая оконечные, промежуточные и узловые станции. На оконечных и узловых станциях всегда имеется обслуживающий персонал, поэтому они должны размещаться в населенных пунктах, в то же время, для промежуточных станций это не обязательно. Подобная цепочка радиорелейных станций должна размещаться на отдельных точках трассы на расстоянии прямой видимости. При этом расстояние между соседними станциями определяется рельефом местности и условиями распространения, включая наличие разнообразных помех на трассе распространения сигнала.

Как уже упоминалось, кабельные линии также могут быть использованы для передачи потока информации между отдельными зонами. Конструктивный выбор внутри класса кабельных линий между медными кабельными линиями и линиями, использующими оптическое волокно (волоконно-оптические линии связи – ВОЛС), должен осуществляться на основе анализа объемов информации, передаваемых по кабелю. В связи с тем, что комплекс оборудования, обслуживающий оптические кабельные линии, дороже, чем медные кабельные линии, то использование ВОЛС приобретает смысл только при больших объемах передаваемой информации.

Хотя во многих случаях одну и ту же функцию по передаче требуемых объемов информации могут выполнять оба вида линий, но при выработке рекомендаций по использованию того или иного типа линий в различных районах Анголы необходимо учитывать их сравнительные особенности, имеющие значения при разнообразных условиях работы.

Для удобства дальнейших расчетов выделим основные из упомянутых особенностей:

Для радиорелейных линий:

- Размещение станций организуется в отдельных точках всей трассы;
- Установка станций на возвышенностях позволят увеличить длину интервалов между ними, особенно в горных районах;

- Вид и характер поверхности между станциями (за исключением затеняющих препятствий) существенно не влияет на работу линии.

Для кабельных линий:

- Прокладка кабеля осуществляется вдоль всей трассы и требует либо земляных работ, либо использования имеющихся или вновь устанавливаемой системы опор;

- Конфигурация трассы может иметь любую форму, что ее отличает от радиорелейных линий, где между соседними станциями радиосигналы распространяются по прямой и трасса является ломаной линией, состоящей из отрезков прямых;

- Организация ответвлений сигнала возможна в любом месте трассы в отличие от радиорелейных линий, где ответвления могут реализовываться только на промежуточных или конечных станциях;

В случае наличия естественных препятствий на трассе (горы, реки, сильно пересеченная местность) прокладка кабельных линий затруднена и довольно дорогостоящая.

Таким образом, для отдельных районов Анголы можно порекомендовать следующие преимущественные типы линий связи:

1. Вдоль основных транспортных магистралей, связывающих столицу с другими государствами:

- Луанда-Маланже-Сауримо-Заир;

-Луанда-Уамбо-Луена-Заир;

-Луанда-Бенго-Заир;

-Луанда-Бенгела-Лубанго-Намибия,

а также крупных внутренних магистралей (таких, как Сауримо-Луена) имеет смысл применять кабельные линии передачи. Это обусловлено тем, что здесь имеются благоприятные условия для прокладки кабельных линий. Как правило, рельеф вдоль трассы выровнен, мешающие препятствия устранены. Для преодоления различных преград (ущелья, реки) можно использовать те же самые

инженерные сооружения, которые используются имеющейся трассой. Если требуется прокладка подземной линии кабеля, для этого имеется возможность удобного подъезда строительной техники. Контроль состояния линии при ее эксплуатации осуществляется также без особых затрат. Для воздушного расположения линии можно при их наличии на соответствующих участках использовать силовые опоры ЛЭП, проходящие вдоль трассы. Легко решаются вопросы электропитания оборудования линии.

2. Для организации линий связи с локальными сетями, обслуживающими муниципальные центры и значительные населенные пункты, расположенные вне главных транспортных магистралей, но имеющих определенное административное значение (таких, как, например, Менонгве, Шиуме, Лумбала, и др.), имеет смысл использовать радиорелейные линии. Такие населенные пункты расположены в горных или сильно пересеченных местностях, где прокладка кабельных линий затруднена, а радиорелейные линии здесь имеют преимущество по дальности интервалов. Это же касается населенных пунктов расположенных вдоль южной зоны страны. Здесь горный рельеф постепенно переходит в пустынный, поэтому отсутствие дорог, несмотря на равнинный рельеф, также дает преимущество радиорелейным линиям.

3. В изолированных населенных пунктах, пока расположенных далеко от крупных транспортных магистралей, но перспективных с точки зрения разведанных запасов полезных ископаемых, следует рассмотреть вопрос об использовании спутниковых терминалов для подсоединения к национальной и общемировой сетям.

Таким образом, географические и административные условия Анголы обладают значительным разнообразием в различных районах, что требует использования линий связи разных типов. Вдоль основных крупных магистралей, связывающих столицу с различными районами и зарубежными странами, имеет смысл использовать кабельные линии связи. Горные и

пустынные районы, прилегающие к основным магистралям, следует обслуживать с использованием радиорелейных линий связи. В районах, значительно удаленных от основной магистрали, но перспективных в отношении будущей разработки полезных ископаемых, имеет смысл использовать спутниковые терминалы для подключения локальных сетей к национальной и мировой сетям связи.

2.2. Расчет кабельных линий связи.

При выборе типа кабельной линии связи в конкретных условиях различают кабели дальней связи, городские телефонные кабели, кабели зонной и сельской связи ([23-25]). Кабели бывают предназначены для подземной и подводной прокладки, воздушной подвески, для прокладки внутри телефонной канализации и внутри помещений. В зависимости от диапазона передаваемых частот сигнала различаются низкочастотные и высокочастотные кабели. Низкочастотные кабели используются в местной связи (городские, пригородные, внутрирайонные, служебные и т.п.). Высокочастотные кабели используются в дальней и зонной связи.

Как известно, кабельные линии, в которых электрические сигналы или электромагнитные волны в ВОЛС распространяются вдоль непрерывной направляющей среды, подразделяются на два крупных класса: использующие медные кабели и оптические кабели. В целом, кабельные линии связи представляют собой совокупности оконечных и промежуточных усилительных пунктов, соединенных кабелями связи. В свою очередь, усилительные пункты подразделяются на обслуживаемые и необслуживаемые.

В данном разделе подробнее рассмотрим медные кабельные линии. В них в зависимости от расположения проводников кабели с медными проводниками подразделяются на симметричные и коаксиальные. Имеет значение материал влагозащитной оболочки кабеля. В соответствии с этим различают [26-33] кабели с металлической (свинцовой, алюминиевой, стальной гофрированной), пластмассовой (полиэтиленовой, полихлорвиниловой) и комбинированной (металло-пластмассовой) оболочками. Для предохранения кабеля от механических повреждений при прокладке в грунте или в воде, используется защитная броня, которая бывает стальная ленточная, проволоочная круглая или плоская.

В пределах небольшой территории (город и его ближайшие окрестности) число пар проводов в таких линиях может достигать нескольких тысяч. Такие кабели прокладываются, в основном, в кабельной канализации не имеют

защитных покровов поверх влагозащитной оболочки. Основными конструктивными особенностями являются малые диаметры токопроводящих жил (что объясняется небольшой длиной абонентских линий и стремлением разместить в одном кабеле возможно большее число цепей). Обычно число физических цепей достаточно велико и кратно определенному числу (обычно 10), что определяется структурой распределительных блоков. Изоляция может быть воздушно-бумажной или сплошной полиэтиленовой, для которой может применяться пластмассовая влагозащитная оболочка, тогда как воздушно-бумажная требует применения металлической оболочки.

На интервалах дальней связи применяются симметричные кабели с проводниками большего диаметра. Такое решение обусловлено необходимостью уменьшения затухания сигнала в линии при организации дальней высокочастотной связи и дает возможность обеспечить увеличение расстояний между усилительными пунктами по длине магистрали. Иногда используется скрутка изолированных проводников в четверку, что обеспечивает их защиту от взаимных влияний, при этом таких четверок в кабеле может быть несколько. При этом, чаще влагозащитная оболочка выполняется свинцовой, алюминиевой или стальной гофрированной.

В качестве примера произведем ориентировочный расчет кабельной линии связи между городами Луанда и Маланже. Эти пункты соединяются транспортной магистралью, естественный вариант – прокладка кабеля вдоль имеющейся дороги. Вдоль этой трассы расположено значительное количество населенных пунктов (Дондо, Лукапа, Кануса и др.) население которых может получать услуги системы связи.

Длина трассы - 340 км. По пути она пересекает несколько рек (притоки р. Кванзы), однако через них имеются мосты. Наличие частых населенных пунктов представляет удобство с точки зрения возможности размещения обслуживающего персонала.

Число каналов, связывающих, связывающих выбранные населенные пункты, определяется численностью населения конечных и промежуточных

пунктов и заинтересованностью отдельных групп населения в использовании услуг сотовой связи. По оценкам 2010 года численность населения Луанды составляет около 2,6 млн. человек, Маланже – около 200 тыс. человек. Плотность населения вдоль трассы достаточно велика и вместе с населением Маланже составляет около 500 тыс. человек. С учетом очень большого естественного прироста населения в Анголе можно прогнозировать в недалеком будущем количество населения в рассматриваемом регионе порядка 4 млн. человек.

Будем отталкиваться от того, что основная нагрузка на телекоммуникационную сеть в рассматриваемых условиях создается телефонной службой. В связи с широким распространением сотовой телефонной связи во всех регионах мира и развитием городской телефонной сети в крупных населенных пунктах принимаем коэффициент оснащения населения телефонными аппаратами (мобильными и стационарными) равным 0,3 (30 аппаратов обоих видов на 100 человек). Таким образом количество абонентов, обслуживаемых в зоне действия сети сотовой связи равно: $m=0,6N_0=1,2$ млн.чел. Из них в зоне сети Луанды находится $m_1=800$ тыс. человек, в зоне конечного и промежуточных пунктов $m_2=400$ тыс.чел.

Опыт эксплуатации сетей связи показывает, что степень заинтересованности отдельных групп населения в связи зависит от политических, экономических, культурных и социально-бытовых отношений между группами населения, районами и городами. При расчетах эти взаимосвязи выражают через коэффициент тяготения f , который, как показывают исследования [29], может колебаться в пределах от 0,1 до 0,2. Учитывая большие семьи в этих районах Африки, принимаем значение этого коэффициента равным 0,15 (в формуле – в процентах). Таким образом, необходимое количество телефонных каналов N_T определится, как:

$$N_T = \alpha f \gamma \frac{m_1 m_2}{m_1 + m_2} + \beta ,$$

где y – удельная нагрузка, т.е. средняя нагрузка, создаваемая одним абонентом (принимаемая, как правило, равной 0,05); α и β – коэффициенты фиксированной доступности, определяемые для конкретной величины потерь.

В соответствии с [29] обычно потери задаются в размере 5%, при этом $\alpha=7,3$; $\beta=5,6$. Таким образом, для организации канала проводной связи между Луандой и Маланже необходимы $N_T=1468$ каналов. Однако по кабельной магистрали могут организовываться каналы и других средств передачи информации: телеграфной связи; проводного вещания; передачи данных; факсимильной связи. Выделим для этих целей 200 телефонных каналов. Тогда общее число каналов на магистрали равно $N_{OB}=1668$ каналов.

Выбираем цифровые системы передачи с временным разделением каналов типа ИКМ-480×2 и кабель с четырьмя малогабаритными коаксиальными парами.

Характеристики системы ИКМ-480×2: линейный спектр частот 52000кГц; затухание кабельной секции 45-65 дБ; расстояние между обслуживаемыми регенерационными пунктами (ОРП) – до 200 км.

При четырехпроводной однокабельной схеме организации связи по четырем коаксиальным парам (две в прямом и две в обратном направлении) будут работать две системы передачи типа ИКМ-480×2. Таким образом, на основании требуемого числа каналов всего будет организовано 1920 каналов, 252 канала будут резервными. Далее определим длину регенерационного (усилительного) участка и схему размещения обслуживаемых и необслуживаемых регенерационных пунктов на линии связи.

В целом, линейный тракт, как правило, содержит передающее и приемное оборудование, регенерационные пункты и регенерационные участки линии, предназначенные для восстановления первоначальной формы, амплитуды и временных положений импульсов. Большая часть промежуточных регенерационных пунктов являются необслуживаемыми (НРП) и остальные пункты являются обслуживаемыми. Необслуживаемые пункты питаются по тем же цепям, по которым передаются линейные сигналы. Для удобства

обслуживания размещение ОРП осуществляется в населенных пунктах, где они могут быть обеспечены электроэнергией и персоналом.

Для расчета числа НРП на каждом из участков между ОРП необходимо учитывать параметры используемого коаксиального кабеля и условия его работы. Выбираем марку кабеля МКТАБп-4-1,2/4,6 – магистральный коаксиальный телефонный кабель в алюминиевой и полиэтиленовой оболочке с защитным покровом типа Бп – броня из стальных лент (для прокладки в грунте и на подвесах). Кабель содержит четыре коаксиальные пары, диаметр внутреннего проводника равен 2 мм, внутренний диаметр внешнего проводника равен 4,6 мм.

Для определения затухания первоначально необходимо рассчитать электрические параметры кабельной цепи. В соответствии с рекомендациями расчеты будем производить на максимальной рабочей частоте диапазона, где затухание максимально. Для систем с ИКМ принимаем за максимальную частоту – полутактовую частоту, соответствующую половинному значению скорости передачи ($f=26000$ кГц). В соответствии с [7] активное сопротивление коаксиальной цепи определяется как:

$$R = \frac{A_1 \sqrt{f}}{d} + \frac{A_2 \sqrt{f}}{D}, \text{ [Ом/км]}$$

где d и D соответственно диаметр внутреннего проводника и внутренний диаметр внешнего проводника, мм; $A_1=A_2=A$ – постоянные коэффициенты, зависящие от материала проводников, для медных проводников $A=0,0835$; f – частота, Гц. Таким образом, для максимальной частоты f значение активного сопротивления коаксиальной цепи будет равно 439 Ом/км.

Индуктивность коаксиальной цепи состоит из суммы внешней индуктивности между проводами $L_{\text{вн}}$ и внутренней индуктивности проводников L_A+L_B и определится формулой:

$$L = \left(2 \ln \frac{D}{d} + \frac{B_1}{d \sqrt{f}} + \frac{B_2}{D \sqrt{f}} \right) \cdot 10^{-4} \text{ [Гн/км]},$$

где B_1 и B_2 – постоянные коэффициенты для внутреннего и внешнего проводников, зависящие от материала проводников. Для медных проводников

$B_1=B_2=B=133,3$. Таким образом, для максимальной частоты f значение индуктивности коаксиальной цепи будет равно $2,78 \cdot 10^{-4}$ Гн/км.

Емкость коаксиальной цепи определяется, как емкость цилиндрического конденсатора по формуле:

$$C = \frac{\varepsilon_{\text{э}} \cdot 10^{-5}}{18 \ln \frac{D}{d}} \quad [\text{Ф/км}]$$

где $\varepsilon_{\text{э}}$ – эквивалентное значение относительной диэлектрической проницаемости изоляции, для выбранной марки кабеля $\varepsilon_{\text{э}} = 1,13$. В рабочем диапазоне частот величина емкости равна $C = 4,68 \cdot 10^{-7}$ Ф/км.

Проводимость изоляции коаксиальной цепи определяется по формуле:

$$G = 2\pi C \operatorname{tg} \delta_{\text{э}} \quad [\text{Ом/км}],$$

где значение тангенса угла потерь в рабочем диапазоне: $\operatorname{tg} \delta_{\text{э}} = 10^{-4}$. Таким образом, в рабочем диапазоне частот проводимость изоляции равна: $7,64 \cdot 10^{-3}$ Ом/км.

Для расчета значения коэффициента затухания в используемом диапазоне частот достаточно точное значение определяется формулой:

$$\alpha = \left(\frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \right) \cdot 8,69 \quad [\text{дБ/км}].$$

После расчетов, $\alpha = 23,3$ дБ/км. Кроме этого требуется найти α_{max} – коэффициент затухания кабельной цепи на наивысшей частоте при максимальной температуре грунта на глубине прокладки кабеля дБ/км. Он определяется по формуле:

$$\alpha_{\text{max}} = \alpha [1 + \alpha_a (t - 20)] \quad [\text{дБ/км}]$$

где t – максимальная температура грунта на глубине прокладки кабеля; $\alpha_a = 2 \cdot 10^{-3}$ 1/град – температурный коэффициент затухания на наивысшей частоте. Принимая максимальную температуру равной 25° , получаем $\alpha_{\text{max}} = 23,1$ дБ/км.

Размещение НРП определяется из допустимого затухания на элементарном кабельном участке (ЭКУ). ЭКУ состоит из участка кабельной линии совместно с смонтированными по концам кабельными оконечными устройствами. НРП размещаются в незатопляемых водой местах. Также требуется возможности организации подъезда к ним при минимальном наносимом экологическом

ущербе лесным массивам, плодородным землям и т.п. В случае размещения телекоммуникационной линии эти требования, как правило, выполняются автоматически.

Расстояние между соседними НУП определяется по формуле:

$$s_{\max} = \frac{\alpha_{\text{НОМ}} - 0,9}{\alpha_{\max}}, \text{ [км]},$$

где $\alpha_{\text{НОМ}}$ – номинальное затухание кабельного участка, в нашем случае берем среднее значение из интервала, приводимого справочными данными, $\alpha_{\text{НОМ}} = 55$ дБ; величиной 0,9 оценивается затухание конечных устройств.

Таким образом, для выбранного технического решения в соответствии с расчетами расстояние между соседними НУП должно быть не меньше, чем 2,34 км.

Таким образом, схема кабельной линии будет иметь линейную структуру. ОРП размещаются в населенных пунктах: Луанда, Китепе, Итомбе, Дондо, Лукапе, Канусо, Маланже. На соответствующих регенерационных участках с учетом запаса на расстоянии около 6,3 км размещено следующее количество необслуживаемых регенерационных пунктов:

- участок Луанда-Китепе – 22 НРП (50 км);
- участок Китепе-Итомбе – 22 НРП (50 км);
- участок Итомбе-Дондо – 19 НРП (44 км);
- участок Дондо-Лукапе – 27 НРП (62 км);
- участок Лукапе-Канусо – 28 НРП (64 км);
- участок Канусо-Маланже – 30 НРП (70 км);

Всего в составе кабельной линии связи находится 6 обслуживаемых регенерационных пункта и 148 необслуживаемых регенерационных пунктов.

Таким образом, был произведен ориентировочный расчет кабельной линии связи между столицей и центром одной из провинций. Расчет показал, что при расположении телекоммуникационной линии вдоль транспортной магистрали возможна эффективная организация связи с учетом потребностей населения

прилегающих к имеющейся дороге территорий с использованием кабельных линий.

2.3. Использование волоконно-оптических линий связи.

В данном разделе будут рассмотрены возможности использования в условиях Анголы волоконно-оптических кабельных линий.

Опережающее развитие и применение волоконно-оптических линий связи в настоящее время связано с их определенными техническими и эксплуатационными преимуществами ([34-39]), среди которых определяющими являются:

1. Полоса пропускания, зависящая от высокого значения несущей частоты, дает возможность передавать большие объемы информации и сегодня позволяет говорить о терабайтных объемах в секунду.
2. Качество материала и исполнения кабеля обуславливают малый уровень потерь, и при небольших размерах и стоимости аппаратуры возможна передача сигналов на расстояния более 100 км без пунктов усиления и регенерации сигналов.
3. Отсутствия влияния перекрестных помех и чувствительности к внешним помехам.
4. Пожаробезопасность и относительно невысокая стоимость используемых марок кабелей.

Следует также отметить современную тенденцию к росту ценности передаваемой информации и потерь в случае хищения. В этом отношении оптические линии также обладают высокими показателями. В связи с этим на магистральных участках, например, на участке, связывающем столицу страны Луанду с крупнейшим портом Бенгелой, или уходящем за рубеж в Заир, применение волоконно-оптических каналов весьма перспективно и может понадобиться при подсоединении к проектируемым в дальнейшем современным магистральным линиям связи

Рабочие частоты (длины волн) определяются положением окон прозрачности кварцевого волокна, где потери незначительны и составляют десятые доли децибела (и ниже) на километр длины кабеля. Для этих целей

могут быть использованы колебания с центральными длинами волн 850, 1300 и 1550 нм. В различных областях применяются разные типы структуры кабеля как для одномодовых, так и для многомодовых систем, сводящиеся к оптическим волокнам со ступенчатым профилям и волокнам с профилем с плавно изменяющимся показателем преломления. Однако поскольку одномодовые кабели по сравнению с другими видами имеют, как правило, меньшие потери мощности на поглощение и меньшую дисперсию сигнала, то для протяженных магистральных участков следует применять именно их.

При распространении сигнала по волокну потери его мощности описываются законом [37-39]:

$$P = P_0 \exp(-\alpha L), \quad (2.3.1)$$

где P и P_0 – мощности на выходе и на входе волокна соответственно; L – длина оптического волокна; α – постоянная затухания, значения которой могут составлять до 0,1-0,15 дБ/км и определяются используемым окном прозрачности и маркой кабеля.

Кабели для прокладки внутри зданий и помещений уровнем защиты отличаются от кабелей, предназначенных для наружной прокладки. В свою очередь, кабели для наружной прокладки подразделяются на те, что предназначены для подземного (подводного) расположения и для воздушной подвески. Конструкция оптического кабеля может быть полностью диэлектрической или содержать металлические элементы (медные жилы для дистанционного питания, стальные силовые элементы, алюминиевые, медные или стальные оболочки и броня из стальных проволок). При этом обеспечивается поперечная и продольная герметичность, эксплуатационная надежность и удовлетворяются требования прокладки и подвески ручным и механизированным способами.

В различных условиях эксплуатации и монтажа оптические кабели подвергаются разнообразным механическим воздействиям и должны их выдерживать без ухудшения электрофизических показателей. Среди типовых видов механических воздействий могут встретиться растягивающие и

раздавливающие усилия, динамические изгибы, осевые закручивания, удары, вибрационные нагрузки, избыточное гидростатическое давление

В условиях Анголы внимание при выборе марок оптических кабелей следует уделять климатическим воздействиям окружающей среды, что обусловлено особенностями страны. Должна учитываться многократная циклическая смена температур. В условиях открытой прокладки сильное воздействие оказывает солнечная радиация, а также воздействие тропических ливней и сильных ветров.

При выборе способа прокладки оптической линии чаще предпочтение оказывается воздушному способу расположения кабеля. При этом привлекает доступность и легкость ремонта и замены поврежденных участков, меньшая трудоемкость при прокладке новой линии, а также возможность использования опор и другого оборудования высоковольтных линий электропередач и других имеющихся опор, например, вдоль шоссе и дорог. В то же время прокладка подземных коммуникаций на большом протяжении, особенно в малонаселенных и ненаселенных территориях – весьма дорогостоящее предприятие. Крупные же населенные пункты, как правило, могут быть связаны ЛЭП, поэтому с использованием этих электролиний удобно прокладывать и линии связи.

Таким образом, при использовании опор ЛЭП необходимо брать во внимание следующие особенности: климатический режим; конструктивные особенности ЛЭП; рельеф местности и пересечение ЛЭП других крупных сооружений; структуру используемого кабеля и его долговечность.

Кабельная промышленность предлагает следующие типы оптических кабелей, предназначенных для воздушной прокладки [29-31]:

- кабели в грозозащитном тросе;
- кабели в фазном проводе;
- навивные кабели на грозовой трос (на фазный провод);
- присоединенные;
- самонесущие диэлектрические и механические.

Следует выделить такое преимущество оптических кабелей в грозовом тросе по сравнению с другими видами оптических кабелей, как весьма высокая надежность и длительный срок службы (достигающий 40-50 лет).

Кроме этого, рабочее напряжение ЛЭП, как правило, не оказывает влияния на характеристики передачи информации. И, несмотря на более сложную технологию монтажа и состава грозозащитного оборудования, этот вид оптических кабелей используется весьма широко и при строительстве новых линий, и при реконструкции уже эксплуатируемых. В условиях Анголы возможности применения высоконадежных кабелей, особенно в нерезервируемых участках, имеет большое значение. Однако следует учитывать специфические природные особенности страны, в частности, при воздушной прокладке кабелей в местностях расположения тропического леса они могут быть повреждены животными, привыкшими лазать по деревьям (разными видами обезьян) или крупными хищными птицами.

Конструкция кабеля в грозозащитном тросе состоит из сердечника (оптического модуля), содержащего оптические волокна, обвитого внешним одинарным или двойным проволочным слоем. Этот слой состоит из комбинации стальных и алюминиевых проволок и обеспечивает прохождение токов короткого замыкания при попадании разряда, а также служит одновременно механическим защитным слоем для оптоволокну. Также применяется размещение оптического модуля в пазах профилированного сердечника, выполненного из алюминия или алюминиевого сплава. Поверх профилированного сердечника часто накладывается герметизирующая алюминиевая трубка, при этом некоторые марки кабелей имеют полное внешнее сходство с обыкновенным грозотросом и позволяют использовать стандартную арматуру для установки.

На рынке предлагается продукция различных производителей. Так известны оптические кабели финской фирмы Pirelli Cabels марок AACSR/AWSS, имеющих различное число волокон (16, 32 и т.д.) и выдерживающих значительные токи короткого замыкания (до сотен ампер) и механические

воздействия. Схожие по характеристикам оптические кабели выпускаются фирмами Alcatel (Швейцария), AFL Focas Inc. (США) и Fujikura (Япония).

В определенных ситуациях имеют преимущества самонесущие кабели. Даже при совместной воздушной прокладке оптический кабель не включается в энергосистему, вследствие чего при коротком замыкании в ней или попадании молнии он не повреждается. Погонная масса этого типа кабелей сравнительно невелика, что может облегчить монтаж системы связи на уже функционирующих ЛЭП. Однако при прочих равных условиях их надежность ниже.

Диэлектрические кабели требуют соблюдения определенных правил монтажа по отношению к проводами ЛЭП с целью уменьшения наведенных токов и напряжений от соседних фазных проводов. Для этого их размещают, как правило, ниже электрических проводов, или же в точке опоры, близкой к нулевому потенциалу вводов ЛЭП. Следует рассмотреть распределение электрического поля по поперечному сечению энерголинии в целом, чтобы уменьшить ее влияние. Однако неоправданное приближение оптического кабеля к земной поверхности также нежелательно. В связи с меньшей прочностью кабелей подобного типа они используются в линиях с относительно небольшими пролетами между опорами.

С точки зрения экономичности вариант с применением навивных тросов считается наиболее приемлемым для воздушных линий. Монтаж кабеля производится достаточно быстро в разнообразных условиях. Нагрузки на провода ЛЭП или грозотрос довольно незначительные в связи с небольшой погонной массой кабеля. Однако в недостатках необходимо указать необходимость учета состояния несущего провода (износ, другие виды повреждений), на которые навивается кабель. Кроме этого, для того, чтобы обеспечивать малую погонную массу кабеля количество оптических волокон в кабеле является относительно небольшим (редко превышающим 64 волокна).

Оптические присоединенные кабели распространены реже, хотя также характеризуются относительно небольшой стоимостью установки и малыми

нагрузками на оборудование ЛЭП. В качестве основного недостатка считается пониженная устойчивость к внешним воздействиям механического характера.

Стоимость использования волоконно-оптической складывается как из ее проектирования и строительства, так и эксплуатации. При использовании опор совместно с линией электропередачи необходимо учитывать и интересы соответствующей энергетической компании. Необходимо, чтобы монтаж и наладка оборудования связи не приводила к перебоям в энергоснабжении соответствующих участков, приводящих к экономическим потерям. С другой стороны, перерывы в связи, обусловленные действиями служб, эксплуатирующих энергетическое оборудование, также крайне нежелательны. Поэтому при выборе типа кабелей дополнительно учитывается время эксплуатации данного участка ЛЭП. Если оно достаточно велико, то грозотросы и провода могут оказаться заметно изношенными и стоит выбирать тип кабеля в грозозащитном тросе. Кроме этого, имеет значение расстояние между опорами, если оно достаточно велико, то вес интервала кабеля между ними может оказаться весьма существенным.

При пересечении линией прочих сооружений, таких, как автодороги, другие транспортные строения, может заметно снижаться расстояние кабеля до сооружений на земной поверхности. Это особенно относится к самонесущим диэлектрическим кабелям, располагаемым обычно ниже кабелей других типов, и требует дополнительных мер защиты.

Сложный горный и холмистый рельеф между опорами также уменьшает расстояние до земной поверхности, особенно с учетом провисания кабелей. Близость к поверхности увеличивает возможность вандализма, от которого, как следует из литературы, наблюдается заметная часть повреждений даже в спокойных регионах мира. Поскольку в Анголе политическая обстановка стабилизировалась относительно недавно, то данный фактор также необходимо учитывать. В этом смысле кабели, навиваемые на тросы и маскируемые ими, имеют меньшую вероятность повреждения.

Конечной целью применения систем передачи информации является ее своевременное и полное доведение до потребителя. Рост ценности передаваемых сведений одновременно повышает цену ее потерь при ненадежной связи. В связи с этим надежности функционирования линий уделяется все большее внимание.

Чтобы соответствовать современным требованиям, при проектировании использования оптических линий передачи необходимо учитывать ряд факторов и правил. В основном, они сводятся к следующим. На практике различные отрезки линии функционируют в различных условиях, следовательно, правильным решением является использование разных типов кабелей в разных частях линии в целом, несмотря на то, что это иногда повышает ее стоимость. При этом возможно обеспечение условия, чтобы средние показатели вдоль линии не отклонялись от намеченных нормативов.

В некоторых случаях при сложных условиях работы допускается снижение нормативов надежности при обязательном требовании, чтобы они компенсировались другими участками. Если изменением типа кабеля не удастся обеспечить приемлемые надежность показатели, то рекомендуется использовать резервирование каналов дублированием передачи дополнительными оптическими волокнами или применением каналов передачи другого типа. Также срок службы и долговечность должны быть более 25 лет, а окупаемость линии в целом должна быть меньше этого срока.

Комплексным применением названных мер должна обеспечиваться вероятность исправного функционирования линии не меньше, чем 99,5% времени в любой произвольный временной интервал.

Таким образом, трассу расположения оптоволоконной связи между Луандой и Бенгелой можно расположить вдоль соответствующей автомобильной дороги. Промежуточные пункты, где расположены пункты усиления и регенерации сигналов и где от линии могут ответвляться местные линии, располагаются в населенных пунктах вдоль трассы. Участки всей линии состоят из следующих интервалов:

- участок Луанда-Дондо (150 км, один промежуточный пункт усиления и регенерации сигналов);

- участок Дондо-Муненга (50 км);

- участок Муненга-Кибила (100 км);

- участок Кибила-Амбонва (100 км);

- участок Амбонва-Лукибале (100 км);

- участок Лукибале-Баломбо (200 км, один промежуточный пункт усиления и регенерации сигналов);

- участок Маломбо-Лобиту (200 км, один промежуточный пункт усиления и регенерации сигналов);

- участок Лобиту-Бенгела (50 км).

На протяжении всей трассы расположено 8 пунктов усиления и регенерации сигналов в населенных пунктах и три промежуточных пункта по линии трассы.

Таким образом, показана структура организации линии волоконно-оптической связи между указанными хозяйственно-административными центрами Анголы.

2.4. Применение и расчет радиорелейных линий связи

В данном разделе будет рассмотрена возможность использования радиорелейных линий передачи информации в условиях Анголы и осуществлен пример расчета радиорелейной линии (РРЛ) в одном из ее регионов.

При принятии решения о проектировании и создании радиорелейной линии связи одними из основных вопросов являются стоимость строительства в выбранном районе, а также затраты, связанные с ее последующей эксплуатацией ([40-42]). Эти факторы в большой мере зависят от правильного выбора траектории прохождения трассы. В рамках предварительной подготовки производится обоснование выбранного оптимального варианта траектории. Анализируются собранные материалы, характеризующие экономические и природно-географические условия районов прохождения проектируемой РРЛ, пути сообщения в регионе, местные строительные и электроэнергетические ресурсы, и т.д.

По топографическим картам крупного масштаба необходимо выбрать предварительную конфигурацию направления линии, далее по более мелкомасштабным картам отмечаются места расположения радиорелейных станций. Для каждого пролета строятся профили, представляющие собой вертикальные разрезы местности, на которых отмечаются места расположения холмов, леса, возможных строений, которые могут оказаться препятствием для распространения радиоволн между станциями.

Рекомендуется рассмотрение нескольких вариантов трассы проектируемой радиорелейной линии. Для каждого из них строятся профили и производятся прикидочные расчеты. Оптимальным считается наиболее дешевый и удобный вариант с точки зрения эксплуатации. Принимается во внимание наименьшее число станций и наименьшие высоты антенных опор, а также наибольшая средняя длина пролета и наибольшее число станций, расположенных вблизи крупных населенных пунктов.

Важным условием, которое требуется соблюдать при выборе трассы РРЛ, является зигзагообразный вид линии трассы. При этом прямые, соединяющие

соседние пары станций, оказываются непараллельными. Это позволяет исключить помехи от станций, расположенных через три – пять пролетов, поскольку при некоторых планах распределения рабочих радиочастот на каждой четвертой станции возможен прием сигналов не только от соседней станции, но и от первой, если ее рабочая частота совпадает с частотой приема четвертой станции. А при зигзагообразном расположении станций ослабление мешающего сигнала достигается за счет направленного действия антенн, но необходимо, чтобы угол между направлением на соседнюю станцию и на станцию, отстоящую на три пролета от данной, был больше ширины диаграммы направленности антенны. Однако условие зигзагообразности рекомендуется соблюдать, если в перспективе количество рабочих стволов линии будет расширяться. Если по объективным причинам условие зигзагообразности расположения станций выполнить не удастся, то необходимую развязку приходится обеспечивать при составлении частотного плана.

Исходя из принципов расчета РРЛ в качестве примера произведем ориентировочный расчет радиорелейной линии в условиях района Анголы с неразветвленной сетью коммуникаций. Линия будет располагаться в северо-восточных провинциях Анголы (Северная и Южная Лунда) и соединять населенные пункты Саурино и Лубало. Пункт Саурино располагается на крупонной автомобильной линии, соединяющей столицу Луанду с Заиром. В Лубало, являющимся достаточно заметным населенным пунктом региона, имеются только автомобильные дороги среднего качества. Однако вся северо-восточная область Анголы богата полезными ископаемыми (алмазы). Они располагаются как в кимберлитовых трубках, так и в россыпях. Поэтому район характеризуется большим количеством отдельных разработок, расположенных на достаточно обширной территории. Потребности добычи и бытовые нужды персонала требуют наличия связи с общей сетью страны. В то же время, при истощении конкретного месторождения добыча перемещается на новое месторождение, возможно, достаточно удаленное от прежнего, поэтому капитальная транспортная сеть, охватывающая данный район, в обозримом

времени, вряд ли будет проложена. Транспортные потребности удовлетворяются сетью автодорог, зачастую носящей временный характер. В связи с этим линию коммуникационные потребности между Сауримо и Лубало удобно осуществить с использованием радиорелейной линии.

Результатом расчета является определение основных энергетических соотношений. Ориентировочный вид профиля между пунктами Сауримо и Лубало представлен на рис.2.1. Несмотря на то, что оба пункта расположены на высоте около 1200 м над уровнем моря, сравнительно гладкий характер поверхности плоскогорья приводит к отсутствию между ними холмистых гряд. На трассе присутствуют три понижения, в которых расположены русла значительных рек, а между ними имеются небольшие возвышенности (относительная высота – порядка 15-20 м).

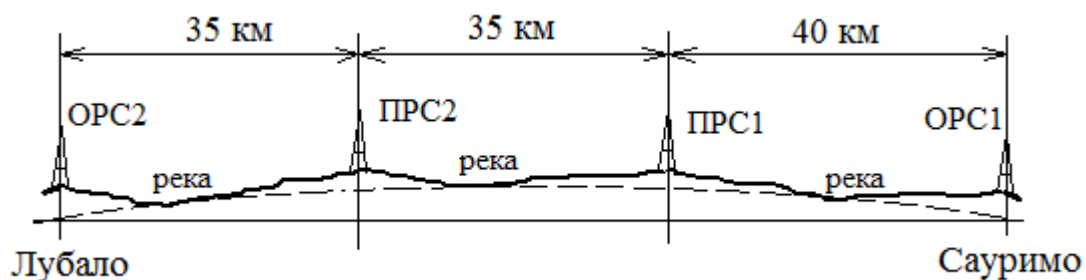


Рис. 2.1.

Таким образом, вся трасса может быть разбита на три интервала. Оконечные радиорелейные станции (ОРС1 и ОРС2) располагаются в пунктах Сауримо и Лубало. Две промежуточные радиорелейные станции (ПРС1 и ПРС2) располагаются на холмистых возвышенностях на водоразделах рек. Длина первого пролета составляет 40 км, длина двух других пролетов составляет по 35 км.

Рассчитаем пролет между ОРС1 и ПРС1. Ослабление сигнала в свободном пространстве W_0 определяется по формуле:

$$W_0 = 20 \lg(\lambda / 4\pi R_0),$$

где λ – длина волны; R_0 – расстояние между рассматриваемыми пунктами. В качестве рабочей частоты принимаем частоту $f=1,8$ ГГц, тогда для первого пролета $W_0=-129,7$ дБ.

Мощность сигнала P_{np} на входе приемника (в децибелах) складывается из следующих составляющих:

$$P_{np} = P_{пер} + G_{пер} + G_{np} + \eta_{пер} + \eta_{np} + W_0 + V, \quad (2.4.1)$$

где $P_{пер}$ – мощность на выходе передатчика; G_{np} и $G_{пер}$ – коэффициенты усиления приемной и передающей антенн; $\eta_{пер}$ и η_{np} – потери в антенно-фидерных трактах передатчика и приемника (герметизирующих вставках, волноводных переходах и пр.); V – множитель ослабления, который зависит от протяженности трассы, длины волны, высот антенн, рельефа местности, метеорологических параметров тропосферы. Составляющие G_{np} , $G_{пер}$, $\eta_{пер}$ и η_{np} образуют постоянную часть общего коэффициента передачи. Исходя из распространенных типовых технических решений ([40-42]) их можно принять равными $G_{np}=G_{пер}=30$ дБ, $\eta_{пер}=\eta_{np}=-2$ дБ.

Проанализируем величину множителя ослабления V . Наличие возможных препятствий на пролете трассы могут привести к тому, что она станет относиться к полукрытому или к закрытому типам. Для проверки определим допустимую величину просвета H_0 :

$$H_0 = \sqrt{\frac{1}{3} R_0 \lambda k(1-k)},$$

где k – относительная координата точки на трассе, в которой определяется величина просвета. Исходя из профиля трассы, на ней отсутствуют выраженные препятствия. Форма первой зоны Френеля, в которой происходит передача основной части электромагнитной волны, имеет форму, близкую к эллипсоиду вращения, ее ширина максимальна в середине, поэтому вследствие отсутствия препятствий значение k выбирается равным 0,5. При этом допустимая минимальная величина просвета $H_0=24$ м.

Кроме нежелательности затенения зоны Френеля необходимо учесть кривизну земной поверхности. За счет этого фактора при одинаковой высоте антенн в середине трассы уровень поверхности выше на величину:

$$\Delta H = \frac{r^2}{2R_3},$$

где r – половина расстояния между станциями; R_3 – радиус земного шара. Для данного пролета величина $\Delta H \approx 4$ м. Таким образом, величина подвесов антенн не должна быть меньше, чем $H_1 = 28$ м.

Неоднородное строение приземного слоя атмосферы (тропосферы) обуславливает дополнительные особенности при расчете радиорелейной линии. Неоднородность тропосферы, выражающаяся в неоднородности значения диэлектрической проницаемости в вертикальном направлении, искривляет форму траектории радиоволн.

Величина рефракции и ее вид определяются значением вертикального градиента диэлектрической проницаемости $g = d\varepsilon/dh$. Если он имеет отрицательное значение (субрефракция), то траектория радиоволн между точками передачи и приема искривляется вниз и чтобы не происходило затенения необходимо увеличивать высоту подвеса. Субрефракция появляется при возрастании влажности воздуха с высотой. Изменение значения диэлектрической проницаемости с высотой и по длине трассы носит нелинейный характер и для его учета в реальных условиях используется понятие эффективного вертикального градиента диэлектрической проницаемости воздуха g . Под этим понимается постоянный по высоте градиент диэлектрической проницаемости, при котором напряженность в точке приема будет такой же, как и в случае реального его изменения на трассе.

Значение эффективного вертикального градиента может меняться, для тропических регионов оно составляет около $-11 \cdot 10^{-8}$ 1/м ([40,41]).

Присутствие рефракции деформирует профиль трассы РРЛ, в результате чего меняется величина просвета. Ее изменение можно учесть дополнительной величиной приращения $\Delta H(g)$, которая определяется формулой:

$$\Delta H(g) = -\frac{R_0^2}{4} gk(1-k).$$

Для параметров проектируемого пролета это приращение $\Delta H(g)=11\text{ м}$, Таким образом, общая высота подвеса должна быть не менее $H(g)=39\text{ м}$.

На рассматриваемом пролете трасса представляет собой открытый интервал, в результате чего множитель ослабления приобретает интерференционный характер, так как в точку приема кроме прямой волны могут приходить одна или несколько волн, отраженных от земной поверхности. Точки отражения волн определяются условием равенства углов скольжения между касательной к профилю трассы в каждой точке и направлениями на передатчик и приемник. Принимаем, что на рассматриваемом пролете имеется одна точка отражения, расположенная в середине трассы, касательная к профилю в которой направлена горизонтально. Величина угла скольжения при этом определится формулой:

$$\theta = \frac{H(g)}{2R_0 k(1-k)},$$

где $H(g)$ – просвет на трассе с учетом рефракции, и будет равна $\theta=1,95 \cdot 10^{-3}$.

При наличии одной отраженной волны множитель ослабления будет равен:

$$V = \sqrt{1 + \Phi^2 + 2\Phi \cos \gamma},$$

$$\gamma = \frac{\pi H^2(g)}{\lambda R_0 k(1-k)} + \beta,$$

где Φ – модуль коэффициента отражения о земной поверхности, зависящий от угла скольжения γ ; β – фаза коэффициента отражения, которая при малых углах скольжения приблизительно равна π . Также при этих условиях

$$V = \sqrt{1 + \Phi^2 - 2\Phi \cos \frac{\pi p^2(g)}{3}},$$

где $p(g) = H(g)/H_1$ – относительный просвет на трассе при заданном g . Для $p(g)=1,39$ величина множителя ослабления определяется из номограммы ([40]) и равна 3 дБ.

Принимаем мощность передатчика равной 10 Вт и приведенной к 1 ватту составляющей значение 10 дБ. Подставляя все полученные результаты в (2.4.1), получаем, что чувствительность приемника к ватту должна быть не хуже

$$P_{np}=10\text{дБ}+30\text{дБ}+30\text{дБ}-2\text{ дБ}-2\text{дБ}-129,7\text{дБ}-3\text{дБ}=-66,7\text{дБ}.$$

Современные приемники данного диапазона имеют существенно более высокую чувствительность, которая могла бы дать возможность снизить некоторые из рассчитанных показателей. Однако для увеличения надежности работы линии и повышения ее помехоустойчивости в условиях редких глубоких замираний, вызванных существенным ухудшением условий распространения (например, по причине погодных явлений) имеет смысл оставить значения рассчитанных показателей в качестве запаса на надежность.

Протяженность второго пролета равна 35 км, остальные условия работы сходные с первым пролетом. Выполнение аналогичных расчетов приводит к тому, что для второго пролета ослабление в свободном пространстве равно $W_0 = 128,5\text{дБ}$; допустимая величина просвета $H_0 = 22,5\text{м}$; изменение в середине трассы за счет кривизны земной поверхности $\Delta H = 3\text{м}$; приращение в результате рефракции $\Delta H(g) = 9\text{м}$; общая высота подвеса $H(g) = 34,5\text{м}$; множитель ослабления за счет интерференции $V = 3\text{дБ}$. Чувствительность приемника должна быть не хуже 65,5 дБ.

Параметры второго пролета близки к параметрам первого пролета. Требуемая минимальная высота подвеса снизилась, однако на одной стороне пролета используемая опора является общей с первым пролетом, и ее минимальная высота также остается прежней. Вторая опора является общей с третьим пролетом. Условия работы аппаратуры третьего пролета такие же, как и второго пролета, и результаты расчетов также будут аналогичными. Поэтому высоту опоры, общей для второго и третьего пролета можно снизить для уменьшения ее стоимости. Однако, если потребности унификации являются преобладающими, то для всех пролетов можно использовать одинаковые опоры.

Таким образом, показана возможность организации линии радиорелейной связи между пунктами Саурино и Лубало в местности с ограниченным развитием транспортной инфраструктуры.

2.5. Выводы

1. Проанализированы различные типы линий связи применительно к условиям Анголы.
2. Проведены ориентировочные расчеты кабельной линии, оптической линии и радиорелейной линии связи для различных районов Анголы.
3. Расчеты показали, что вдоль крупных автомобильных дорог и железной дороги могут быть использованы кабельные и оптические линии связи, при ограниченности транспортного сообщения – радиорелейные линии связи.

3. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДОВ КОДИРОВАНИЯ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СЕТЕЙ СВЯЗИ

3.1. Выбор помехоустойчивого кода для защиты информации в системах связи

Непрерывное и ускоренное освоение информационного пространства привело к скачкообразному росту производства оборудования систем связи во всем мире. На освоенных участках частотного диапазона используется более 200 различных по типу РРС и даже в миллиметровом диапазоне волн оборудование представлено уже не одним десятком станций.

Сейчас создание глобальных информационных сетей передачи информации невозможно без радиорелейных наземных и спутниковых линий связи. Важность задач, выполняемых РРЛ и спутниковыми системами связи, привела к непрерывному росту количества радиосредств, действующих в этих диапазонах частот. Общее ухудшение электромагнитной обстановки связанное с неуклонным развитием промышленных технологий и наблюдающимся бумом по освоению информационного пространства, привело к проблеме снижения достоверности передачи информации в цифровых системах связи.

В значительной степени исправить ошибки, возникающие при распространении сигналов в канале передачи информации можно путем применения избыточных корректирующих кодов [43, 49]. Это позволит увеличить помехоустойчивость при использовании, как старого, так и нового радиорелейного оборудования. На рис. 1 приведена структурная схема РРС с добавлением в него кодера, кодирующего групповой сигнал и вносящим избыточность на передающей стороне РРЛ и декодером, исправляющим ошибки на приемной стороне. В этом случае расходы по модернизации парка РРС будут минимальными, т.к. кодер-декодер сравнительно недорогие и компактные устройства.

В современных РРС обязательно используют устройства перемежения данных [43, 63], с целью борьбы с возможными мощными импульсными, как

правило, промышленными помехами. Метод перемежения заключается в том, что символы, входящие в одну кодовую комбинацию, передаются не непосредственно друг за другом, а перемежаются символами других кодовых комбинаций. Если интервал между символами, входящими в одну комбинацию, сделать больше максимально возможной длины пачки ошибок, то в пределах комбинации группирования ошибок не будет. Пачка ошибок распределится в виде одиночных ошибок на группу комбинаций. Одиночные ошибки будут легко обнаружены (исправлены) декодером.

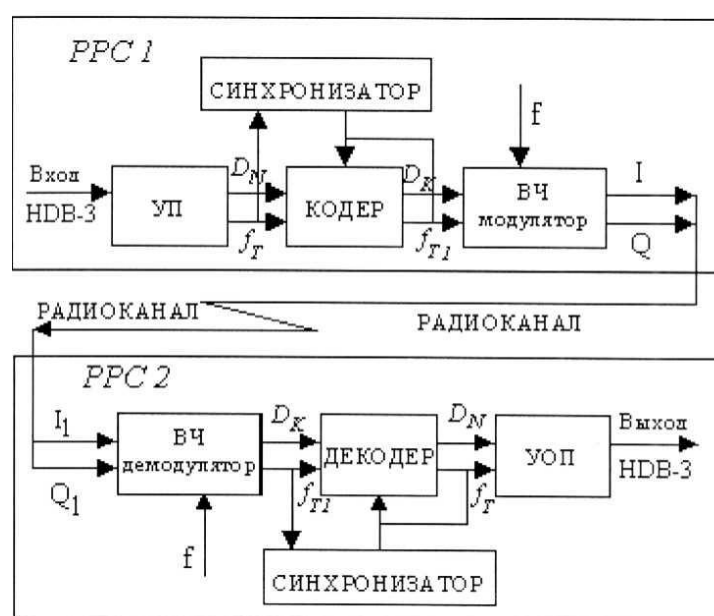


Рис. 1. Оборудование интервала РРЛ для одного направления с включенным кодеком

Известно множество помехоустойчивых кодов отличающихся: различными корректирующими способностями, величиной вносимой избыточности, алгоритмами кодирования и декодирования и так далее. В ряде работ (Р. К. Боуза, Д. К. Рой-Чоудхури, Б. Склера, Д. Прокиса, У. Питерсона, Р. Блейхута, К. Шеннона, Е. Берлекэмпа, Р. Хэмминга, М. С. Блоха, В. В. Зяблова, В. И. Коржика, Д. Д. Кловского, Б. Б. Самсонова и др.) показан выигрыш в помехоустойчивости от использования этих кодов. Корректирующие коды

вносят избыточность в информационные потоки, что приводит к увеличению скорости передачи и, конечно же, к расширению полосы пропускания.

Существующие помехоустойчивые коды, как правило, предназначены для пакетных режимов работы систем. Следовательно, для непрерывных цифровых информационных потоков требуется разработка кодека с двойным преобразованием потока. Эти преобразования должны обеспечить внедрение в информационный поток избыточности, за счет чего появится возможность защиты и увеличения достоверности передаваемой информации без снижения первоначальной скорости потока.

На практике применяется относительно небольшая группа алгебраических помехоустойчивых кодов: коды Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ), коды Рида-Соломона (РС) [48, 50, 61, 109], сверточные коды и каскадные коды (турбокодирование). Наиболее широко применяются циклические коды с обнаружением ошибок, которые являются частным случаем кодов БЧХ. Такие как коды РС, которые находят широкое применение в каналах радиосвязи. В каналах спутниковой связи, характеризующихся независимым характером ошибок, широко применяются сверточные коды.

В настоящее время широко применяются коды с обнаружением ошибок. Переход от кодов с исправлением к кодам с обнаружением ошибок можно объяснить несколькими основными причинами: во-первых, большой вычислительной сложностью реализации кодека, исправляющего ошибки; во-вторых, необходимостью согласования типа и параметров исправляющего ошибки кода с условиями передачи информации, и, в-третьих, применением, как правило, каналов высокого качества, высокой степенью отработки необходимых технических решений по реализации циклического кода в разработанных микросхемах сопряжения с каналами связи и стандартизацией протоколов канального уровня, в которые вписана реализация циклического кода.

Сформулируем свойства помехоустойчивого кода с исправлением ошибок:

1. Код имеет режимы обнаружения и исправления ошибок с обеспечением в обоих режимах гарантированной (наперед заданной) вероятности

декодирования с ошибкой в произвольном канале связи и надежным отказом от декодирования при невозможности исправления ошибки.

2. Код имеет такую корректирующую способность и позволяет выбрать такие параметры n и k , что использующий их алгоритм передачи информации характеризуется не худшими вероятностно-временными характеристиками по сравнению с применением альтернативных кодов.

3. Код обеспечивает в режиме исправления ошибок выделение с заданной точностью части правильно принятых символов даже при кратности ошибки, превышающей исправляющую способность кода.

4. Код позволяет декодировать несколько копий (одинаковых по содержанию информации кодовых блоков) блока с эффективностью, превышающей эффективность декодирования исходного кода с обнаружением или исправлением ошибок. Это свойство может применяться для работы по параллельным каналам, при многократной передаче сообщения по одному каналу или в канале с обратной связью при обработке копий после приема повторенного блока.

5. Метод кодирования должен обладать свойствами случайности сигналов на выходе кодера, обеспечивающими совместное решение задач обеспечения помехоустойчивости в постановке К. Шеннона. Реализация такой постановки задачи позволит:

а) Расширить спектр используемых каналов связи по допустимому уровню качества каналов за счет использования каналов пониженного качества;

б) Обеспечить новый уровень информационного сервиса за счет гарантированной достоверности заданного потребителем уровня, при любом виде искажений в канале связи;

в) Снять проблему достоверности передачи информации по любым цифровым каналам связи.

К настоящему времени разработано много различных помехоустойчивых кодов, отличающихся друг от друга основанием, расстоянием, избыточностью, структурой и функциональным назначением,

энергетической эффективностью, корреляционными свойствами, алгоритмами кодирования и декодирования, формой частотного спектра.

Наиболее важный подкласс непрерывных кодов образуют сверточные коды, отличающиеся от других непрерывных кодов методом построения и более широкой областью применения.

В общем случае, чем длиннее код при фиксированной избыточности, тем больше расстояние и тем выше помехоустойчивость кода. Однако длинные коды сложно реализуются. Составные коды дают компромиссное решение задачи; из них основное значение имеют каскадные коды и коды произведения. Как правило, каскадный код состоит из двух ступеней (каскадов); внутренней и внешней [43, 49]. По линии связи сигналы передают внутренним кодом, символьные слова которого являются символами внешнего кода длины. Коды произведения строят в виде матрицы, в которой строки суть слова одного кода, а столбцы - того же или другого кода.

Ошибки в каналах связи имеют самое различное распределение [51, 52, 60], однако для выбора помехоустойчивого кода целесообразно разделить все возможные конфигурации ошибок на независимые (некоррелированные) и пакеты (коррелированные ошибки). На практике приходится учитывать качество интервалов между пакетами: они могут быть свободными от ошибок или же содержать случайные независимые ошибки.

Под корреляционными подразумевают коды, обладающие хорошими корреляционными свойствами, важными при передаче сигналов вхождения в связь, для повышения защищенности от некоторых видов помех, извлечения сигналов из интенсивных шумов, обеспечения многостанционного доступа, построения асинхронно-адресных систем связи. Корреляционные коды включают в себя пары противоположных сигналов с хорошей функцией автокорреляции (метод внутриимпульсной модуляции), импульсно-интервальные коды, имеющие на фиксированном интервале времени постоянное для всех слов кода число импульсов с неперекрывающимися (при любом

взаимном сдвиге слов во времени) значениями интервалов между импульсами, ансамбли сигналов с хорошими взаимокорреляционными свойствами.

Особый класс образуют частотно - компактные коды, предназначенные для сосредоточения энергии сигнала в возможно более узкой полосе частот. Столь общая постановка задачи понимается в различных системах связи по-разному: в проводных линиях и линейных трактах, содержащих пополено-ограничивающие фильтры с крутыми фронтами, необходимо основную энергию сигнала "отодвинуть" от крайних частот к центру полосы пропускания целью уменьшения межсимвольных искажений [105]; в сетях радиосвязи с жесткими ограничениями по электромагнитной совместимости радиосредств от кода требуется значительно (на десятки децибел) уменьшить уровень внеполосных излучений. Кодирование и декодирование частотно-компактных кодов существенно зависят от метода модуляции [49, 63].

Важными параметрами блочного кода являются n , k , $v = n/k$, $d_{\min}$. На практике значения k лежат между 3 и несколькими сотнями, а $v = 0,3... 0,9$. Значения, лежащие вне этих пределов, являются возможными, но часто приводят к некоторым практическим трудностям. Входные и выходные последовательности обычно состоят из двоичных символов, но иногда могут состоять из элементов некоторого алфавита большего объема. Кодер для древовидного кода является устройством с памятью, в которое (поступают наборы из m двоичных входных символов, а на выходе появляются наборы из n двоичных выходных символов. Каждый набор n выходных символов зависит от текущего входного набора и от w предыдущих входных символов. Таким образом, память кодера должна содержать $w+m$ входных символов.

Кроме того, коды можно разбить на коды, исправляющие случайные ошибки и коды, исправляющие пакеты ошибок. Для исправления пакетов ошибок было создано много кодов, имеющих хорошие параметры. Однако при наличии пачек ошибок часто оказывается более выгодным использовать коды, исправляющие случайные ошибки, вместе с устройством перемежения восстановления. Такой подход включает в себя процедуру перемешивания

порядка символов в закодированной последовательности перед передачей и восстановлением исходного порядка символов после приема с тем, чтобы рандомизировать ошибки, объединенные в пакеты [43, 49].

Из выше изложенного можно определиться с выбором помехоустойчивого кода. Так как коды Рида-Соломона (РС) являются циклическими, то они наиболее просто реализуются на практике, вследствие чего они большим разнообразием представлены в каталогах серийной продукции фирм Xilinx, АНА, Analog Devices и многих других крупных фирм-производителей специализированных микропроцессоров.

Коды РС являются максимальными, т.е. при заданной длине n и размерности k они обладают наибольшим кодовым расстоянием $d=n-k+1$ по сравнению с другими кодами, что объясняет широкое применение данного вида кодов в телекоммуникационных системах. Любой набор из k позиций кодового слова является информационным, т.е. позволяет восстанавливать все кодовое слово.

Класс РС - кодов используется в конструкциях альтернативных кодов, обобщенных каскадных кодов, равновесных кодов и т. д, а также имеет эффективный алгебраический метод декодирования [50]. Т.к. коды РС относительно легко реализуются на практике, то они наиболее дешевы, что является экономическим обоснованием выбора данного кода.

По критерию цена - качество, наибольший интерес представляет продукция фирмы АНА, т.к. эти микропроцессоры поставляются в вариантах с инициализацией и не требуют дополнительного программирования на фирмах производителях. В каталогах серийной продукции [64] фирмой АНА представлен ряд микропроцессоров, в которых реализованы алгоритмы кодирования и декодирования по методу Рида-Соломона.

Микропроцессоры АНА работают с байтовыми комбинациями сигнала, поступающими в параллельном коде, поэтому для РРС, работающих с потоками ЕЗ, потребуются устройства со скоростью более 4296 Кбайт/с, допускающие тактовую частоту 34,368 МГц [109]. Этим условиям удовлетворяет

микропроцессор АНА411С, который обеспечивает скорость до 10Мбайт/с кодирования и декодирования по методу Рида-Соломона, имеет восьмиразрядные шины данных на входе и выходе и работает с тактовыми частотами до 40 МГц. Микропроцессор является программируемым, и позволяет программировать размеры входного блока данных от 1 до 255 байтов; и избыточной информации (проверочных символов) от 2 до 20 байтов, при условии, что выходной блок данных не превышает размера 255 байт.

3.2. Оценка и анализ эффективности кодера Рида-Соломона

Расчеты помехоустойчивого кодирования по методу Рида-Соломона предполагают, что код должен исправлять случайные независимые ошибки. Замирания сигнала чаще всего возникают по причине многолучевого распространения, когда сигнал поступает на приемник по нескольким путям различной длины. Следствием является различная фаза сигналов, и в итоге, суммарный сигнал оказывается искаженным. Таким свойством обладают каналы мобильной беспроводной связи, ионосферные и тропосферные каналы [51]. В каналах связи присутствуют коммутационные и другие помехи. Все эти ухудшения свойств радиоканала коррелируют во времени и в результате появляются не отдельные одиночные ошибки, а пакеты ошибок.

Чередование битов кодированного сообщения перед передачей и обратная операция после приема приводят к рассеиванию пакета ошибок во времени: таким образом, они становятся для декодера случайно распределенными. Идея, лежащая в основе метода чередования битов, заключается в разнесении символов кодовых слов во времени. Получаемые промежутки времени точно также заполняются символами других кодируемых слов.

При построении кодов Рида-Соломона должно [43, 44, 49] выполняться условие

$$0 < k, n < 2^m + 2,$$

где m - количество бит в символе, k - входное число информационных символов, а n - общее число кодируемых символов в блоке. Далее рассматривается наиболее часто используемый на практике (из-за более удобной и простой реализации) РС - код с параметрами

$$(n, k) = (2^m - 1, 2^m - 1 - 2t),$$

где t - количество исправляемых ошибок кодом.

Пусть мощность передатчика равна S , а длительность сообщения, содержащего k символов, равна T_w . Тогда энергия сигнала, приходящегося на слово сообщения, равна $S T_w$, а энергия передаваемого символа - $S T_w / k$. В случае

кодирования с избыточностью сообщение длительностью T_w содержит $n=k+2t$ символов, следовательно, энергия передаваемого символа определится как

$$\frac{ST_w}{k+2t} = \frac{ST_w}{n}.$$

Так как $n > k$, то при использовании кодирования энергия передаваемого символа будет меньше, чем без использования кодирования. В результате в системах использующих кодирование с избыточностью вероятность возникновения ошибочного бита оказывается выше, чем в системах не использующих избыточное кодирование.

Если код обладает достаточно высокой корректирующей способностью, то $(n - k)$ проверочных символов «отыгрывают» эти потери и обеспечивают дополнительный выигрыш, который принято называть энергетическим выигрышем кодирования (ЭВК). ЭВК является количественной мерой эффективности кодирования [44, 54].

Таким образом, проигрыш в энергии передаваемого символа можно рассчитать через вероятность возникновения ошибочного бита, при приеме сигналов различных видов цифровой модуляции которые имеют различную битовую ошибку. Вероятность принятия детектором неверного решения называется вероятностью символьной ошибки. Ограничимся когерентным детектированием сигналов *BPSK*, в этом случае вероятность символьной ошибки будет иметь то же значение, что и вероятность битовой ошибки.

Как известно [49], формула

$$P_b = \int_{u=\frac{a_1-a_2}{2\sigma_0}}^{u=\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du = \xi\left(\frac{a_1-a_2}{2\sigma_0}\right), \quad (1)$$

описывающая вероятность битовой ошибки P_b для детектора, работающего по принципу минимальной вероятности ошибки. Здесь σ_0 -среднеквадратическое отклонение шума вне коррелятора, а a_1 и a_2 -сигнальные компоненты. Функция $\xi(x)$, называемая гауссовым интегралом ошибок, подробно описывается в [49, 51, 54] и определяется следующим образом:

$$\xi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp(-\frac{u^2}{2}) du. \quad (2)$$

При передаче сигналов в формате *BPSK* на выход приемника поступают следующие компоненты: $a_1 = \sqrt{E_b}$, $a_2 = -\sqrt{E_b}$ где E_b - энергия сигнала, приходящаяся на двоичный символ [44, 49]. Для процесса АБГШ (аддитивный белый гауссовский шум) дисперсию σ_0^2 шума вне коррелятора можно заменить на $N_0/2$ (N_0 - спектральная плотность мощности шума) и формулу (1) можно переписать следующим образом:

$$P_b = \int_{\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}}^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-\frac{u^2}{2}) du = \xi(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}). \quad (3)$$

В большинстве видов модуляции для обеспечения высокой достоверности передачи информации требуется превышение уровня сигнала над уровнем шума на входе приемника. Поэтому введем условие, $x > 3$ и выражение (3) тогда можно упростить [49]:

$$\xi(x) = \frac{1}{x\sqrt{2\pi}} \exp(-\frac{x^2}{2}). \quad (4)$$

Можно построить график зависимости битовой ошибки отношения сигнал/шум для некодированной передачи цифровой информации. Для кодированной цифровой информации без исправления ошибок, ввод избыточных символов эквивалентен увеличению длительности сообщения и поэтому выражение (3) примет вид:

$$P_b = \int_{\sqrt{\frac{k}{n} \cdot \frac{2E_b}{N_0}}}^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-\frac{u^2}{2}) du = \xi(\sqrt{\frac{k}{n} \cdot \frac{2E_b}{N_0}}), \quad (5)$$

где $v=k/n$ - относительная скорость передачи информации на выходе кодера называемая кодовой скоростью. При кодовой скорости $v=1$, выражение (5) будет соответствовать выражению (3), то есть описывать битовую ошибку без кодирования с избыточностью. Подобным образом можно определить вероятности появления ошибочного бита для других видов модуляции [43, 44, 49, 109].

Так как код Рида-Соломона работает со словами состоящими из m бит, а ошибка в канале связи оценивается в битах за единицу времени, то необходимо перейти от битовой ошибки к ошибке слова. Вероятность появления ошибки в бите равна P_b , а вероятность не появления ошибки в бите равна $1 - P_b$, тогда вероятность появления ошибки в слове из m бит будет равна:

$$P_{se} = 1 - (1 - P_b)^m. \quad (10)$$

В блоке состоящем из n байтов возникает случайная ошибка и вероятность ее появления одинакова для всех байт и равна P_{se} . Вероятность не появления ошибки в блоке состоящем из n байтов, т.е. вероятность противоположного события, равна $q = 1 - P_{se}$. Любой порядок появления ошибки ровно t раз, в блоке состоящем из n байт является равновероятным. Число возможных вариантов, связанных с появлением ошибки, равно числу сочетаний из n байт по t . Эта величина равна

$$\binom{n}{t} = \frac{n!}{t!(n-t)!}. \quad (11)$$

По формуле полной вероятности можно найти вероятность исправленного блока

$$P_{ce} = \sum_{i=0}^t \frac{n!}{i!(n-i)!} \cdot P_{se}^i \cdot (1 - P_{se})^{n-i}. \quad (12)$$

Далее, для удобства представления ошибки перейдем к вероятности появления некорректируемого блока.

$$P_{ue} = \sum_{i=t+1}^n \frac{n!}{i!(n-i)!} \cdot P_{se}^i \cdot (1 - P_{se})^{n-i}. \quad (13)$$

Также можно выражение (10) представить в следующем виде:

$$P_{se} = \sum_{j=0}^m \frac{m!}{j!(m-j)!} \cdot P_b^j \cdot (1 - P_b)^{m-j}. \quad (14)$$

Вероятность появления ошибки в символе после декодирования может быть представлена следующим образом [44, 49]:

$$P_{ues} = \frac{1}{n} \sum_{i=t+1}^n i \frac{n!}{i!(n-i)!} \cdot P_{se}^i \cdot (1-P_{se})^{n-i}. \quad (15)$$

Если предположить равновероятность появления символов РС - кода, то ошибка в канале будет преобразовывать с равной вероятностью истинный символ в любой из $(n-1)$ оставшихся ошибочных символов. Поэтому вероятность ошибки на бит $\{BER\}$ после декодирования можно оценить с помощью выражений [44, 49]:

$$BER = \frac{2^{m-1}}{2^m - 1} P_{ues}, \quad (16)$$

$$BER = \frac{P_{ues}}{m}, \quad (17)$$

в зависимости от используемого вида модуляции.

Объединив выражения (14), (15) и (16) получим зависимость вероятности ошибки BER после декодирования от вероятности P_b принятия детектором неверного решения:

$$BER = \frac{1}{n} \cdot \frac{2^{m-1}}{2^m - 1} \cdot \sum_{i=t+1}^n \left(i \cdot \frac{n!}{i!(n-i)!} \right) \cdot \left(\sum_{j=1}^m \frac{m!}{j!(m-j)!} \cdot P_b^j \cdot (1-P_b)^{m-j} \right)^i \cdot \left[1 - \left(\sum_{j=1}^m \frac{m!}{j!(m-j)!} \cdot P_b^j \cdot (1-P_b)^{m-j} \right) \right]^{n-i}, \quad (18)$$

где P_b определяется в зависимости от выбранного вида модуляции, например для BPSK из выражения (5).

Найденная зависимость позволяет построить графики: битовой ошибки P_b от отношения сигнал/шум для различных видов модуляции; битовой ошибки BER после декодирования от отношения сигнал/шум для различных видов модуляции; битовой ошибки BER после декодирования от вероятности P_b принятия детектором неверного решения (рис.2). Все графики построены для кодов с кодовой скоростью $v=k/n=0.92$ и длиной слова $m = 8$ бит.

На рис. 3 построены два графика вероятности появления битовой ошибки от отношения сигнал/шум для кодовых скоростей $v=1$ и $v=0,92$ при определенном виде модуляции. Кодовая скорость $v= 0.92$ является наиболее

удобной для цифровых радиорелейных станций, так как полосу модулирующих частот [62] сравнительно просто перестраивать. В пределах до 10%.

На рис. 3 приведены также графики для когерентного детектирования сигналов *BPSK*, где можно увидеть, что при отношении сигнал/шум $\frac{E_B}{N_0} = 12 \text{ дБ}$, вероятность появления битовой ошибки без кодирования будет равна $P_b = 10^{-8}$, а с использованием кодирования без исправления ошибок, при кодовой скорости $v=0.92$ составит $P_{bc} = 3 \cdot 10^{-8}$, то есть в три раза хуже из-за уменьшения энергии на бит.

При использовании кодов с исправлением ошибок этот энергетический проигрыш с лихвой окупается [109]. Представленные на рис. 2 и рис. 3 результаты расчетов позволяют определить выигрыш, обеспечиваемый использованием кодирования с избыточностью по методу Рида-Соломона. Этот выигрыш от использования кодирования можно трактовать двояко:

1. Увеличение достоверности передаваемых цифровых информационных потоков (уменьшение вероятности возникновения битовой ошибки) при одних и тех же значениях сигнал/шум.

2. Допустимое при расчете линии связи снижение отношения сигнал/шум для обеспечения требуемого значения вероятности возникновения битовой ошибки.

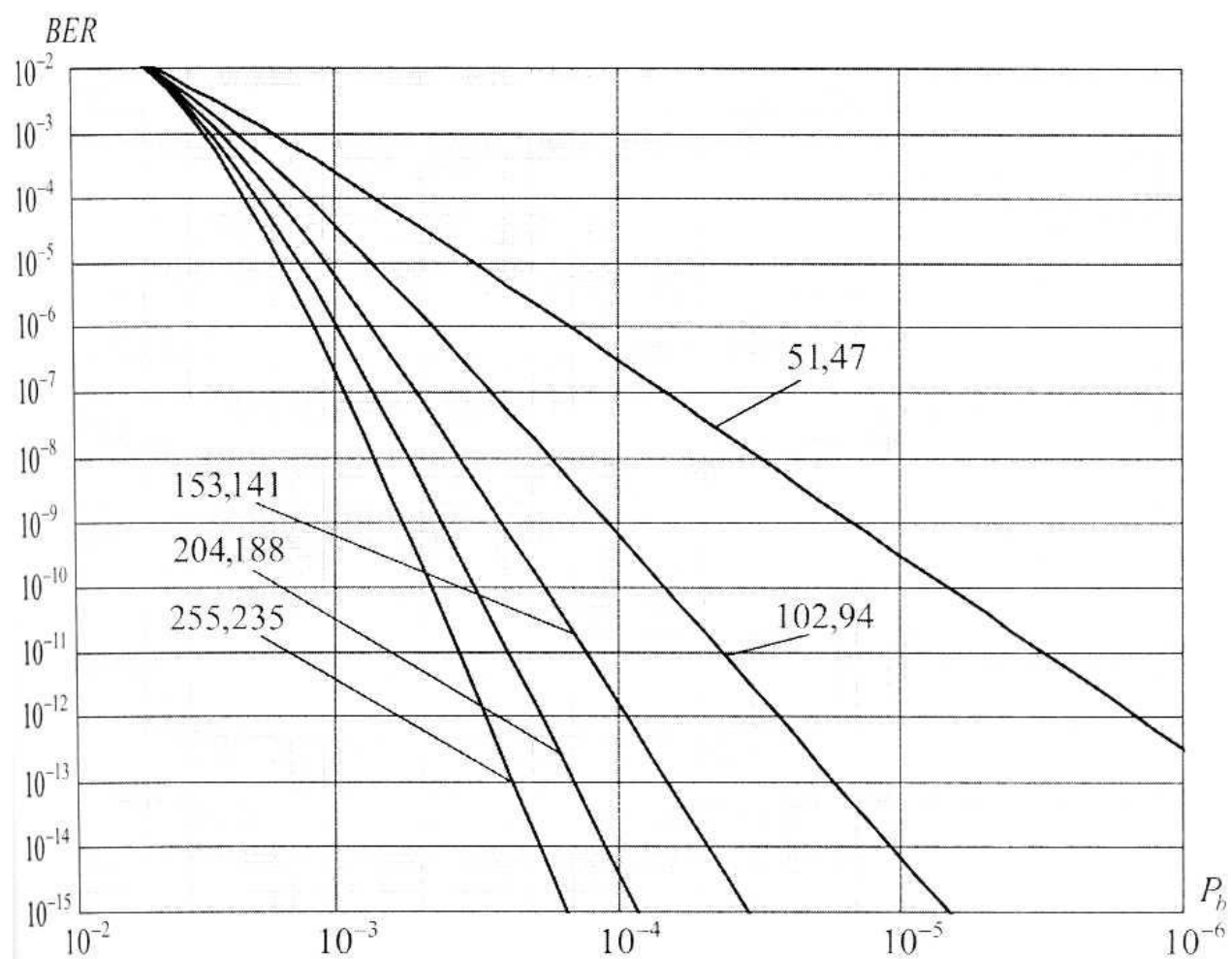


Рис.2.

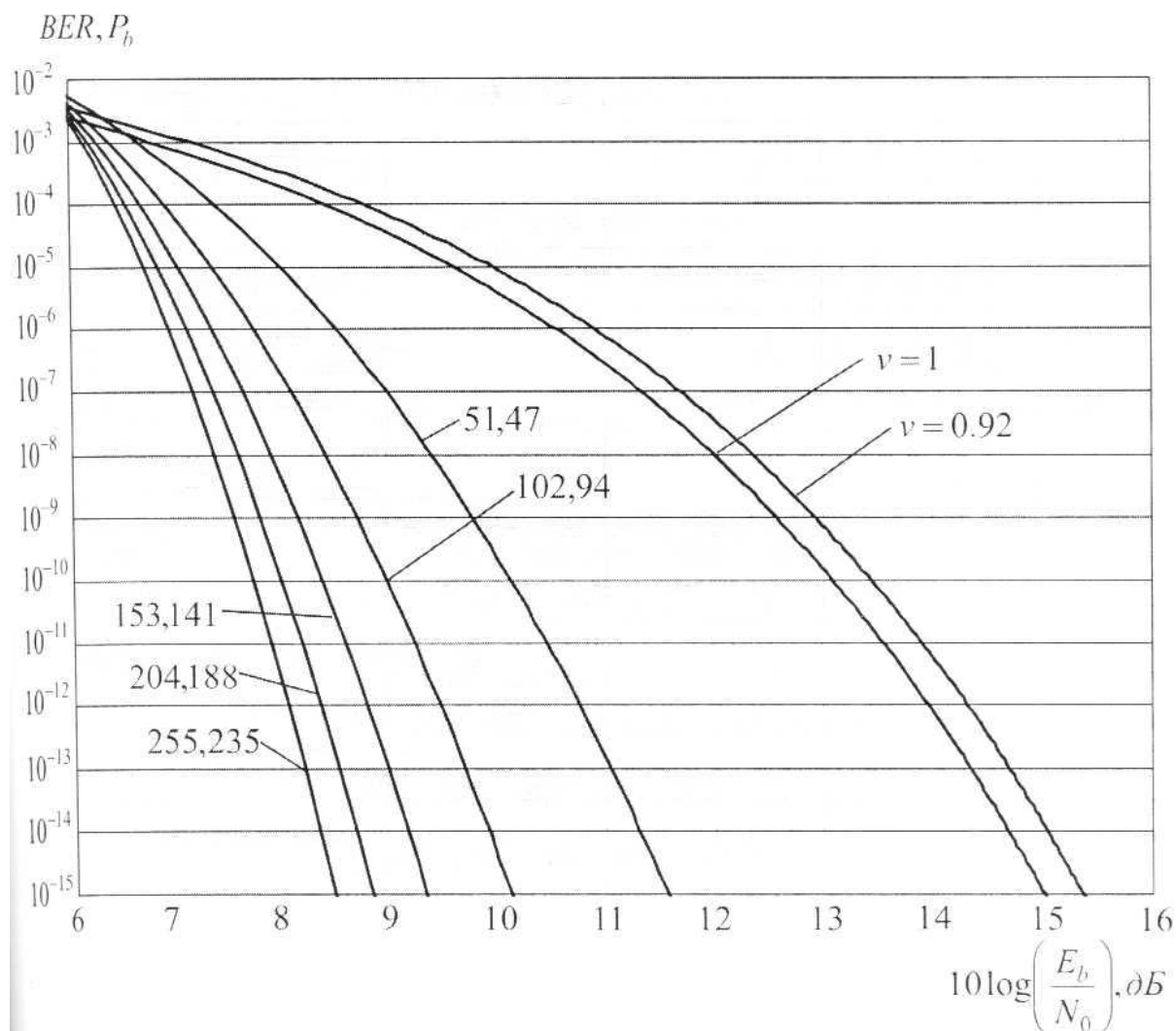


Рис.3.

Величина выигрыша для различных длин блоков при кодовой скорости $v=0,92$ показана в табл.1

На рис. 3 приведены графики, которые наглядно показывают связь между кодированными и не кодированными вероятностями ошибки. Графики с кодированными и не кодированными вероятностями ошибки пересекаются при низких значениях $\left(\frac{E_b}{N_0} \right)$. Смысл этого пересечения порога в том, что у всех систем кодирования имеется ограниченная способность к коррекции ошибок. При вероятностях ошибки хуже чем 10^{-3} коды с исправлением ошибки не справляются с потоком ошибок и не могут значительно улучшить достоверность

передачи информации. Поэтому в этой области графиков особенно проявляется энергетический выигрыш от введения избыточности в информационный поток.

Таблица 1.

	Выигрыш в $\left(\frac{E_b}{N_0}\right), \text{дБ}$				
	$n=51$	$n=102$	$n=153$	$n=204$	$n=255$
Когерентное детектирование сигнала в	1,6	2,2	2,5	2,7	2,9
Когерентное детектирование сигнала в бинарной	1,4	1,9	2,2	2,3	2,4

По мере увеличения избыточности кода (и снижения его скорости кодирования) сложность реализации кодека повышается. При этом для систем связи, таких как цифровые радиорелейные станции, должна увеличиться ширина полосы пропускания частот. Увеличение избыточности приводит к уменьшению вероятности появления битовых ошибок, как можно видеть на приведенных выше графиках.

На рис. 2 показан график зависимости выходной вероятности появления битовой ошибки BER , зависящей от входной вероятности появления битовой ошибки P_b гипотетических кодеков. Здесь не имеется в виду определенная система или канал (лишь вход - выход декодера). В [49] показано, что при

фиксированном отношении $\left(\frac{E_b}{N_0}\right)$ оптимум скоростей кодирования находится

для различных каналов связи в пределах 0,3 – 0,8. При очень высоких скоростях кодирования (малой избыточности) и при очень низких (значительной избыточности) наблюдается снижение достоверности приема информации [109].

Код Рида - Соломона обеспечивает все преимущества помехоустойчивого кодирования, однако есть и особенности.

Ухудшение характеристик, наблюдаемое при низких скоростях кодирования можно увидеть на графиках (рис. 4) построенных при $P_b=10^{-3}$. Эти ухудшения объясняются двумя причинами. Первая причина является следствием снижения вероятности появления ошибок при помехоустойчивом кодировании, так как, чем больше избыточность, тем выше корректирующие способности кода. Вторая причина увеличения вероятности появления битовой ошибки, является следствием снижения энергии приходящейся на канальный бит, что следует из увеличения избыточности. При малых скоростях кодирования первая причина подавляет вторую [43, 44].

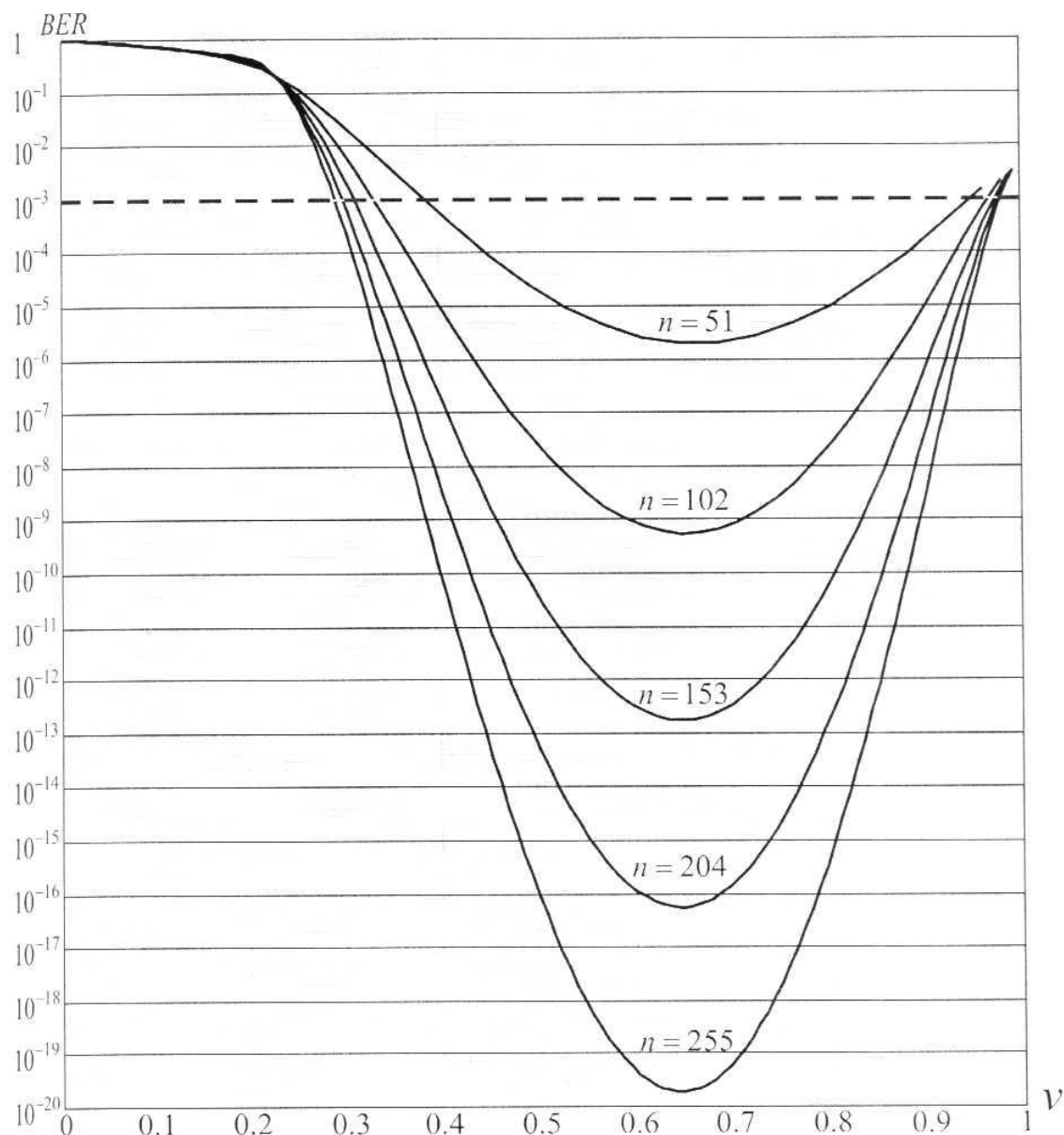


Рис.4.

Выбор оптимально кода [49] определяется следующими пунктами:

1. Выходная вероятность появления битовой ошибки в комбинированной системе модуляции/кодирования должна удовлетворять требованиям достоверности передачи цифровых информационных потоков.
2. Скорость кодирования кода не должна требовать увеличения полосы пропускания до значения, больше допустимого.
3. Код должен быть максимально простым, так как чем короче код, тем проще его реализовать.

В последнее десятилетие отмечен резкий рост числа радиосредств вследствие чего является ухудшение электромагнитной совместимости и в результате растут потери информации. Большинство новых цифровых РРС рассчитаны на эти ухудшения и обеспечивают необходимую достоверность передачи информационных потоков. Более старые, цифровые РРС, которые уже установлены и работают, не справляются с ухудшением электромагнитной совместимости и не могут обеспечивать необходимый уровень достоверности передачи информационных потоков.

Рост ухудшения достоверности передачи информации неоднократно отмечался [52, 54, 62] и битовая ошибка на некоторых трассах возрастает до $P_b = 10^{-3}$, при минимальных требованиях не хуже чем $P_b = 10^{-5}$. Поэтому, при выборе параметров и корректирующей способности кода необходимо учитывать, что входная битовая ошибка $P_b = 10^{-3}$, после декодирования должна быть не выше чем $BER = 10^{-5}$, то есть код должен иметь возможность обеспечивать минимальные требования к помехоустойчивости системы.

Ранее было оговорено, что кодовая скорость V должна быть не менее 0,9, что является порогом для наиболее удобной перестройки полосы модулирующих частот цифровых радиорелейных станций, так как их сравнительно просто без модернизаций станций перестраивать в этих пределах.

3.3. «Мягкое» декодирование кода Рида-Соломона

Дополнительным повышением достоверности передачи информации в системах связи с помехоустойчивым кодированием, является применение «мягких» алгоритмов декодирования. Такие алгоритмы основаны на получении с демодулятора не бинарных сигналов в виде единиц и нулей, а в получении вероятности приема единицы или нуля. Применительно к коду Рида-Соломона, алгоритм «мягкого» декодирования может выглядеть, как показано на рис.5.

На первом этапе оценивается достоверность принятия каждого символа, путем перемножения вероятностей появления в нем единиц и нулей. Далее, принятые символы ранжируются по убыванию достоверности их приема. Поскольку код Рида-Соломона позволяет исправлять «стирания», в количестве равном используемой избыточности, декодеру предлагаются такие варианты кодовых слов, когда несколько символов с наименьшей достоверностью приема отмечены как стирания. При этом, количество вариантов кодовых слов, которые можно отправить на декодер равно $t+1$, где t -половина избыточности. Эти варианты различаются количеством отмеченных «стираний», соответствующих символам с наихудшей достоверностью приема.

В результате обработки декодером всех вариантов, получится M декодированных вариантов информации, причем $M > 1$ и $M \leq t+1$. Эти варианты могут, как совпадать, так и не совпадать. Существует несколько алгоритмов выбора окончательного варианта декодированной информации. Это может быть голосование по большинству, как между вариантами кодовых слов в целом, так и между символами и даже битами информации. Можно предложить и алгоритм вычисления метрики по принципу наибольшего правдоподобия (корреляции) в принятой не декодированной последовательности.

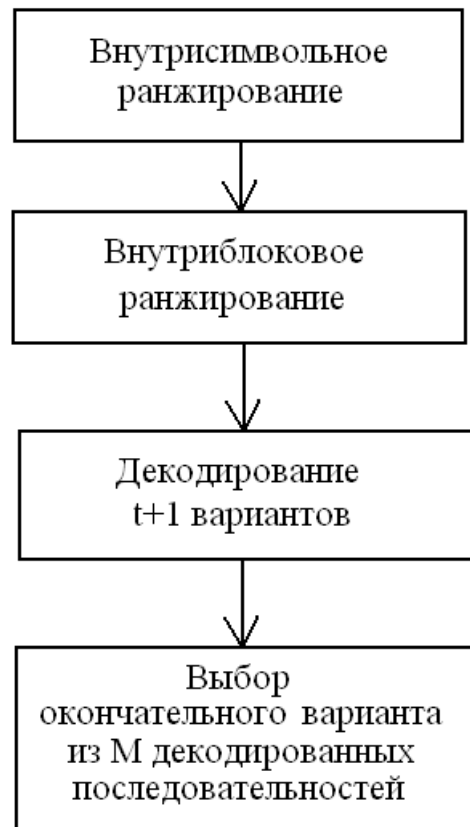


Рис.5.

Применение алгоритмов «мягкого» декодирования позволяет повысить помехоустойчивость систем связи порядка 1-1.5дб по соотношению сигнал/шум [49]. Однако использование подобных алгоритмов имеет несколько недостатков. Во-первых, резко увеличиваются вычислительные затраты. Например, при избыточности $2t=20$, вариантов кодовых слов одиннадцать и декодеру необходимо провести одиннадцать ресурсоемких процедур декодирования, а при «жестком» декодировании таких процедур всегда одна. Во-вторых, возрастают требования к объему оперативной памяти декодера, поскольку необходимо обрабатывать все варианты декодированной информации. В-третьих, возрастает сложность системы, поскольку необходимо проводить несколько процедур выбора и сортировки больших массивов данных. В-четвертых, не всегда удастся однозначно определить наилучший алгоритм окончательного выбора варианта декодированной информации.

Для оптимизации «мягкого» алгоритма декодирования Рида-Соломона [100,102,104], были проведены экспериментальные исследования. Цель

исследований заключалась в определении в алгоритме «мягкого» декодирования, такого количества «стираний», указанных декодеру, при котором достигается наивысший процент правильного распознавания информации.

План экспериментов состоял в следующем:

1. Выбирались размерность символов m , длина информационного блока K и избыточность $2t$. Длина блока $N=K+2t$.
2. Генерировались информационные блоки случайным образом.
3. Задаваясь соотношением сигнал/шум, генерировались «мягкие» решения демодулятора, таким образом, чтобы они не являлись ошибками в случае использования «жестких решений».
4. В «мягкие» решения демодулятора корректировались таким образом, чтобы в случае использования «жесткого» декодера, число ошибок было больше исправляющей способности кода Рида-Соломона при заданных N и K .
5. Согласно «мягкому» алгоритму декодирования, проводилось ранжирование символов по достоверности их приема.
6. Декодеру предлагалось $t+1$ вариантов кодовых слов, с различным количеством «стираний» от 0 до $2t$.
7. Для каждого варианта кодового слова, с различным числом стираний, фиксировались правильные результаты декодирования согласно заданному блоку информации.

Результаты модельных экспериментов приведены на гистограммах на рис.6 при количестве ошибок больше исправляющей способности «жесткого» алгоритма декодирования. Из графиков видно, что существует оптимальное количество стираний, при котором наблюдается низкий процент ошибочно декодированных блоков. Однако следует учитывать и тот факт, что оптимизированный алгоритм «мягкого» декодирования может допускать ошибки и при числе ошибок ниже исправляющей способности «жесткого» декодера. Соответствующая гистограмма приведена на рис.7. В этом случае можно

предложить комбинированный алгоритм декодирования, при котором на первой стадии осуществляется «жесткое» декодирования, а в случае невозможности исправления ошибок, использовать «мягкое» декодирование, при фиксированном оптимальном количестве стираний.

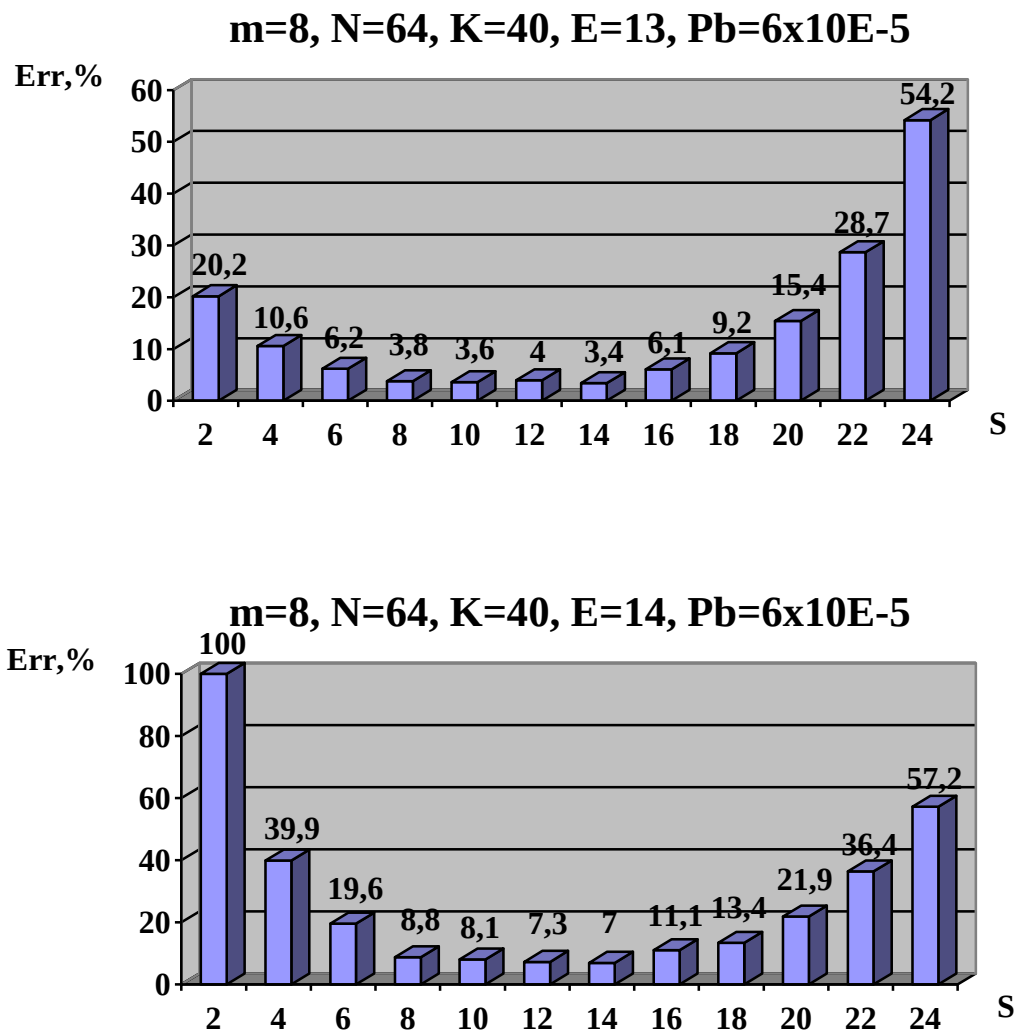


Рис.6.

В результате анализа экспериментальных данных, можно сделать вывод, о целесообразности оптимизации алгоритма «мягкого» декодирования. Оптимизация заключается в определении такого количества символов с наихудшей достоверностью приема, при котором достигается наивысший

процент правильного распознавания информации. Таким образом, декодер будет обрабатывать не $t+1$ вариантов кодовых слов, а всего один вариант, в котором отмечено n стираний, соответствующих наиболее достоверному распознаванию информации. Это позволит значительно снизить как вычислительные затраты, так и аппаратные, поскольку снижается как объем вычислений, так и объем требуемой дорогостоящей оперативной памяти. Кроме того, снижается временная задержка при декодировании, за счет значительного уменьшения многократных процедур декодирования.

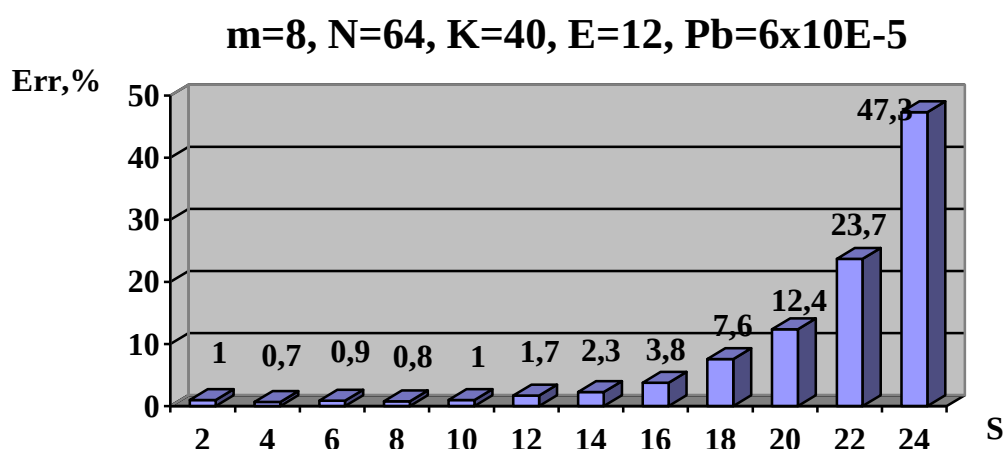


Рис.7.

Аппаратно, «жесткие» кодеки представляют собой бинарный демодулятор, специализированные микросхемы кодирования и декодирования, микросхемы оперативной памяти и микросхемы управления, чаще всего представляющие собой микросхемы ПЛИС. Оптимизированный алгоритм «мягкого» декодирования потребует лишь аппаратной перестройки демодулятора, который будет выдавать не логические единицы и нули, а вероятности их появления в двоичном коде. В работе [49] показано, что достаточно 16-ти градаций вероятности принятия логической единицы, для организации алгоритма «мягкого» декодирования, т.е. для демодулятора достаточно четырехзначного двоичного кода. В остальном аппаратная перестройка будет заключаться в

изменении алгоритма управления, т.е. в иной прошивке микросхемы ПЛИС, что не скажется на экономических затратах по производству кодеков.

Таким образом, повышение достоверности передачи информации возможно за счет применения оптимизированных алгоритмов «мягкого» декодирования путем незначительного изменения демодуляторов в приемных устройствах и видоизмененном алгоритме обработки данных «жестких» декодеров. Что безусловно является экономически оправданным, поскольку подобный оптимизированный «мягкий» декодер повысит достоверность передачи информации по соотношению сигнал/шум в пределах 0,5-1дБ.

3.4. Реализационные основы кодека с исправлением ошибок

Устройства, реализующие кодирование и декодирование цифровых потоков по методу Рида-Соломона большим разнообразием представлены в каталогах серийной продукции фирм Xilinx, АНА, Analog Devices и многих других крупных фирм - производителей специализированных микропроцессоров. По критерию цена - качество, наибольший интерес представляет продукция фирмы АНА, т.к. эти микропроцессоры поставляются в вариантах с инициализацией и не требуют дополнительного программирования на фирмах производителей. В каталогах серийной продукции фирмой АНА представлен ряд микропроцессоров, в которых реализованы алгоритмы кодирования и декодирования по методу Рида-Соломона. Часть микропроцессоров являются узкоспециализированными, остальные предназначены для широкого применения в телекоммуникационных системах, и в основном различаются скоростными характеристиками.

Микропроцессоры фирмы АНА, например, микропроцессор АНА411С обеспечивает кодирование и декодирование по методу Рида-Соломона, имеет восьмиразрядные шины данных на входе и выходе и работает с тактовыми частотами до 40 МГц. Микропроцессор является программируемым, и позволяет программировать размеры входного блока данных от 1 до 255 байтов; и избыточной информации (проверочных символов) от 2 до 20 байтов, при условии, что выходной блок данных не превышает размера 255 байт.

На рис. 8 предложена обобщенная структурная схема устройства кодирования по методу Рида-Соломона на основе микропроцессора АНА4011С. Устройство кодирования работает следующим образом:

Непрерывный информационный поток в виде "жестких" или "мягких" решений демодулятора поступает на вход формирователя параллельной шины данных, где происходит формирование восьмиразрядной шины данных. Далее, данные по параллельной восьмиразрядной шине поступают на блок ПРО, где происходит преобразование непрерывного информационного потока в пакетный режим. Пакеты данных поступают на микропроцессор и

кодируются, при этом в информационный поток добавляется избыточность. Устройство инициализации, в начале работы кодирующего устройства программирует микропроцессор, задавая необходимые для правильной работы параметры. Устройство кадровой синхронизации, используя заложенную в информационный поток избыточность, добавляет в закодированный информационный поток информацию о начале блока. После чего информационный поток, несущий в себе информационные данные, содержащий избыточность и данные синхронизации поступает на формирователь последовательного потока данных, где происходит формирование данных в последовательный информационный поток, подаваемый на вход модулятора РРС.

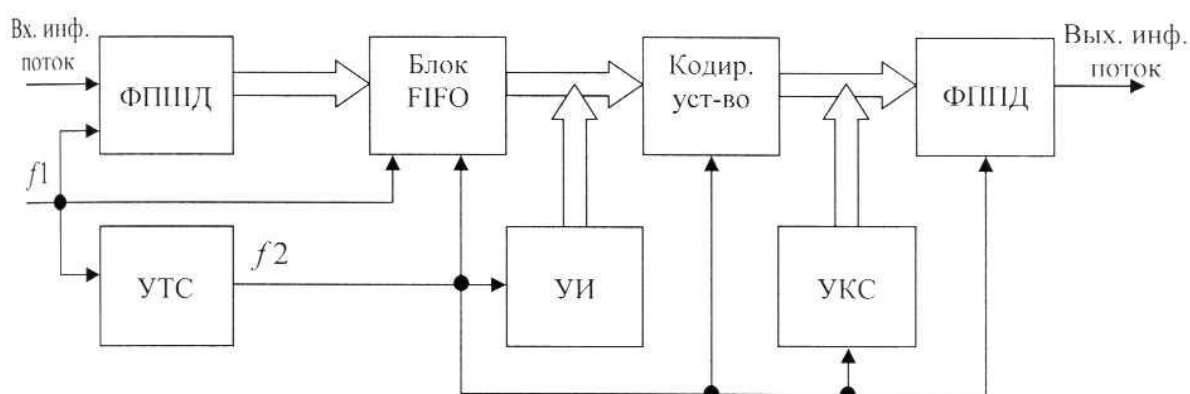


Рис.8. Структурная схема устройства кодирования

где: ФППД-формирователь параллельной шины данных; ФППД- формирователь последовательного потока данных; УИ-устройство инициализации; УТС - устройство тактовой синхронизации; УКС- устройство кадровой синхронизации; блок FIFO - память магазинного типа.

На рис.9. представлена укрупненная структурная схема "мягкого" декодера Рида-Соломона. Входной информационный поток представляющий собой вероятности демодуляции логических единиц в 3-х или 4-х разрядном коде поступает на вход формирователя параллельной шины данных, где происходит формирование многоразрядной шины данных. Далее, данные по

исключается уже ненужная избыточность. После чего данные поступают на формирователь последовательного потока данных, где происходит преобразование из параллельного информационного потока данных в последовательный. Необходимо отметить, что все блоки рассмотренных структурных схем кодера и декодера, за исключением блоков памяти FIFO и микропроцессора декодирования, целесообразно реализовывать на микросхемах ПЛИС.

В то же время цифровой информационный поток РРС непрерывен и не имеет соответствующих пробелов для включения вспомогательных кодирующих областей [109]. Выходной информационный поток РРС также должен быть непрерывным. В связи с этим требуемая дополнительная обработка на передающей стороне заключается в том, что принимаемый с частотой f_1 цифровой поток должен преобразовываться в такой же цифровой поток, но с частотой $f_2 > f_1$. Пусть за время T , выбранное в качестве продолжительности пакета в потоке будет N_1 бит, а N_2 количество вспомогательных кодирующих бит в этом блоке. Тогда, выбирая интервал времени T из условия $Tf_1 = N_1$ (длительность группы входных информационных бит, организуемой в блок), и частоту f_2 из условия $N_2 = T(f_2 - f_1)$, можно в цифровом потоке получить требуемый размер временных «окон» для помещения туда вспомогательных бит. На приемной стороне производится обратная операция, путем отбрасывания после декодирования уже ненужных вспомогательных (избыточных) бит.

После обработки в декодере по методу Рида-Соломона и восстановления возможных поврежденных байт ранее введенные в поток временные окна устраняются и получившиеся отдельные группы информационных бит вновь «считываются» при пониженной до f_1 частоты, что позволяет снова реализовать непрерывный информационный поток. Технические трудности при реализации подобной обработки заключаются в достаточно больших размерах блоков, требующихся для обеспечения выигрыша в помехоустойчивости по данному методу. При этом необходимы цифровые устройства памяти, позволяющие вести одновременную независимую запись и считывание

(желательно побайтно) с различными частотами. Анализируя задачу можно предложить структурную схему устройства, имеющую вид, показанный на рис. 10. Схема работает следующим образом:

Входной информационный непрерывный поток с частотой f_1 поступает на устройство памяти. Входящие биты заносятся в ячейки памяти последовательно по адресам, задаваемым генератором адреса записи, также работающим с частотой f_1 . Первый бит будущего блока заносится в ячейку с нулевым адресом.

Адреса записи вырабатываются циклически. Если устройство памяти содержит N_n ячеек, то после адреса N_n в следующем такте вновь вырабатывается нулевой адрес, далее первый и т.д. Генератор каждый раз через N_1 такт вновь запускается внешним сигналом, обозначающим начало блока. Этот же сигнал после задержки на N бит запускает генератор адреса считывания.

Генератор адреса считывания начинает с частотой f_2 вырабатывать последовательно адреса ячеек с нулевого и после выработки N_1 адресов самостоятельно останавливается до следующего запуска. При следующем запуске цикл вновь начинается с нулевого адреса.

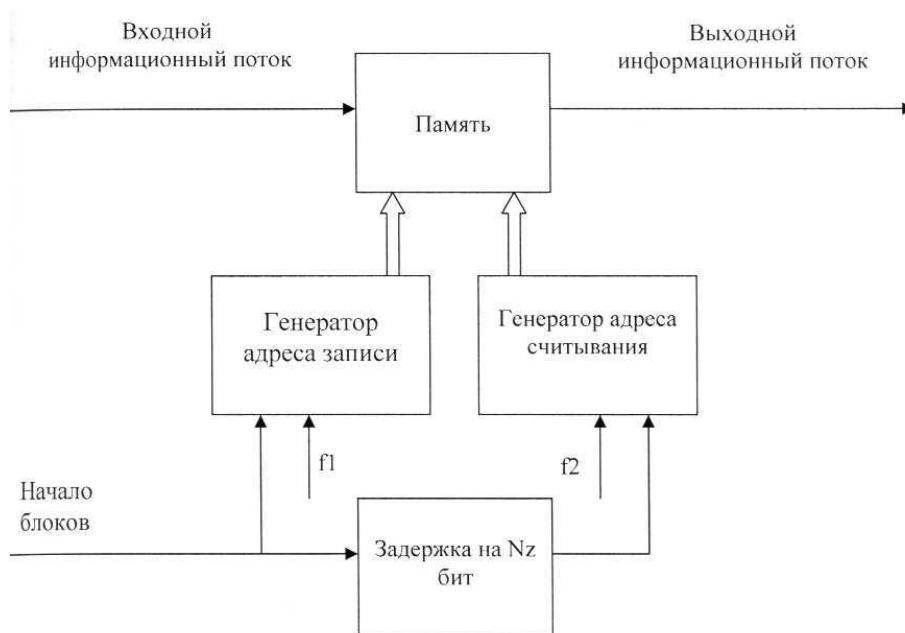


Рис.10.

Таким образом, два генератора, тактируемые частотами f_1 и f_2 , позволяют организовать низкоскоростную запись и высокоскоростное считывание

информационных данных. Структуры входного и выходного информационных пакетов приведены на рис.11.

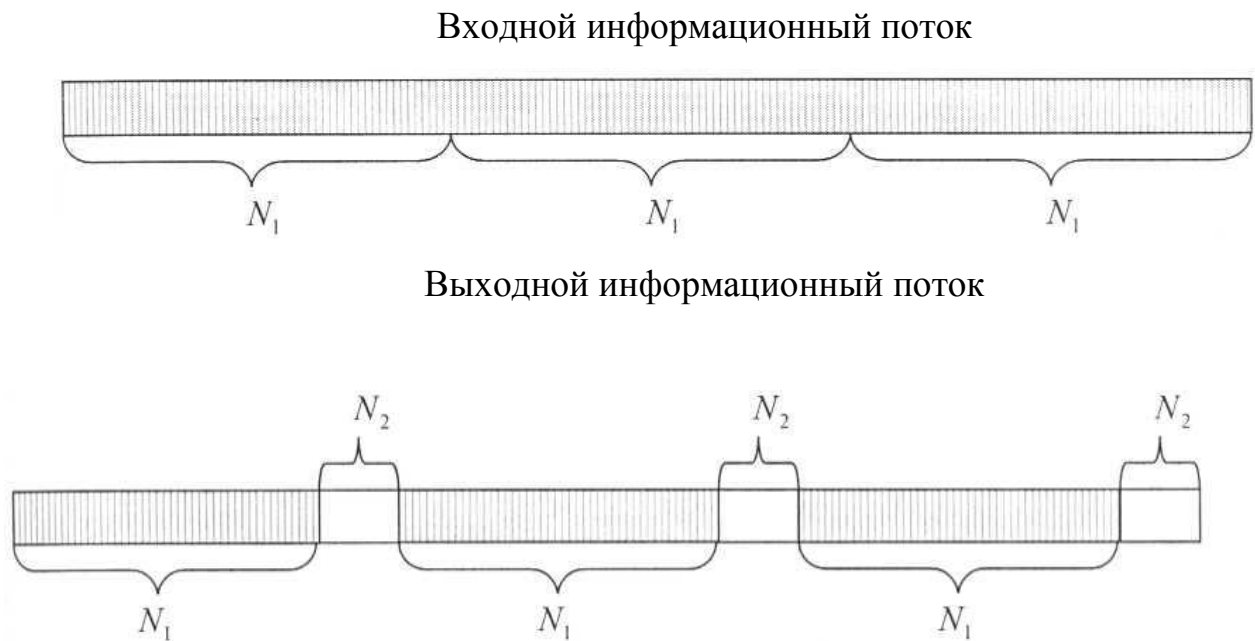


Рис.11. Структуры входного и выходного информационных пакетов

В зависимости от выбранных параметров n и k , частота f_2 для кодирующего устройства примет значения

$$f_2 = \frac{n}{k} \cdot f_1, \quad f_2 > f_1.$$

Существуют две системы автоматической подстройки частоты (АПЧ) - фазовая и частотная [47]. В нашем случае требуется автоматическая подстройка частоты с точностью до фазы, поэтому частоту f_2 следует получить с помощью генератора, синхронизированного системой ФАПЧ от опорной частоты f_1 . Структурная схема устройства тактовой синхронизации приведена на рис. 12 где: ЭГ - эталонный генератор; ГУН - генератор управляемый напряжением; ДЧ1, ДЧ2 - делители частоты; ИФД - импульсно-фазовый дискриминатор; ФНЧ - фильтр нижних частот.

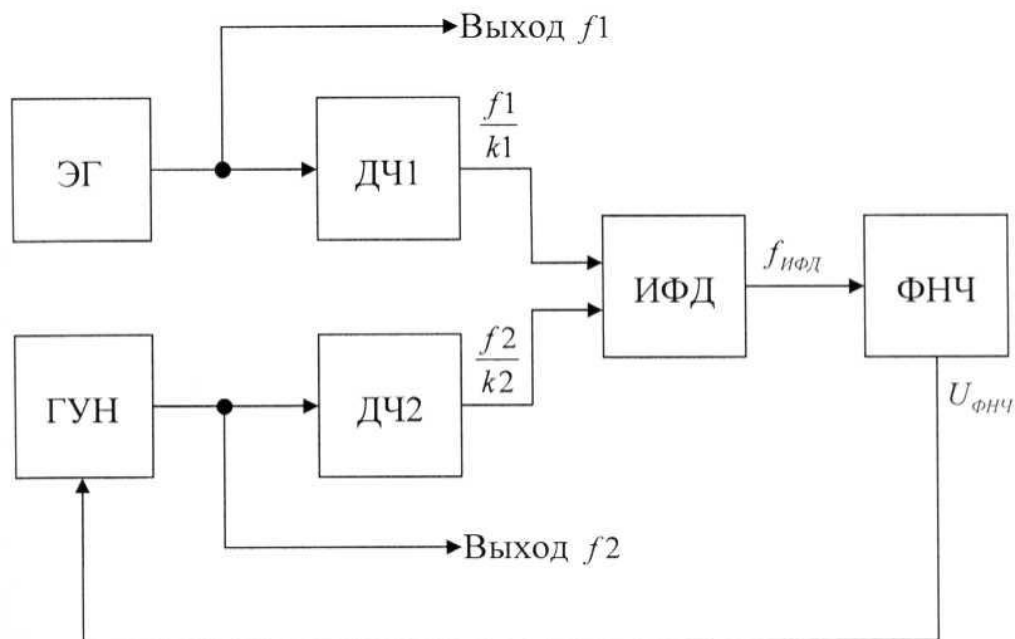


Рис.12.

На первый и второй делители частоты, с различными коэффициентами деления поступают импульсы с частотой следования f_1 и f_2 , от эталонного генератора и генератора управляемого напряжением. Частоты следования импульсных потоков f_1 и f_2 делятся на коэффициенты k_1 и k_2 , соответственно, и поступают на входы импульсно-фазового дискриминатора. Для правильной работы системы ФАПЧ, коэффициенты деления делителей ДЧ1 и ДЧ2 выбираются из условия $\frac{f_1}{k_1} = \frac{f_2}{k_2}$.

Принцип работы импульсно-фазового дискриминатора заключается в преобразовании взаимного временного (фазового) рассогласования двух равных по частоте импульсных последовательностей в широтно-импульсную модуляцию выходных импульсов; среднее значение напряжения которых пропорционально фазовому рассогласованию. На выходе импульсно-фазового дискриминатора фильтр нижних частот усредняет поток выходных импульсов, выделяет низкочастотную составляющую и подает ее на управляющий вход ГУН.

Поскольку информационный поток после кодирования непрерывен и разбит на блоки, длиной n , следующие друг за другом, как показано на рис. 13, то представляется необходимой задача создания дополнительной системы синхронизации в линии связи, определяющей начало каждого информационного пакета или иными словами создание блочной синхронизации. Одним из наиболее простых вариантов решения такой задачи, является добавление кодером к каждому блоку синхробайтов. В декодере устройство синхронизации должно с помощью согласованного фильтра выделять синхробайты и по их наличию определить начало каждого блока.

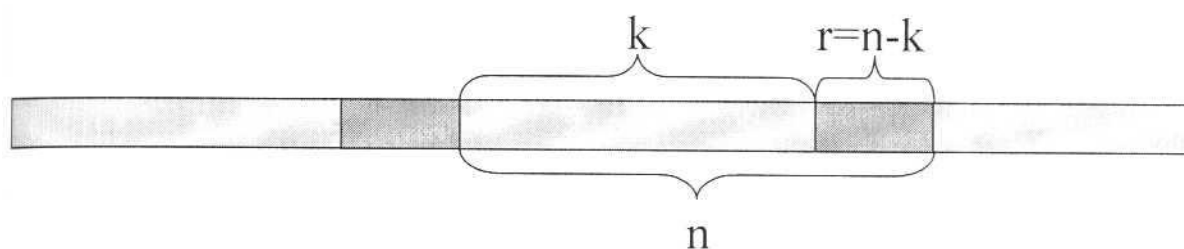


Рис. 13. Непрерывный информационный поток разбитый на блоки.

Существует два варианта расположения синхробайтов: внутри блока и вне его. В первом случае (рис. 14), согласно алгоритму Рида-Соломона максимально возможное число исправленных ошибок определяется как $t=(r-s)/2$, где $r=n-k$ - избыточность, s - количество синхробайтов.

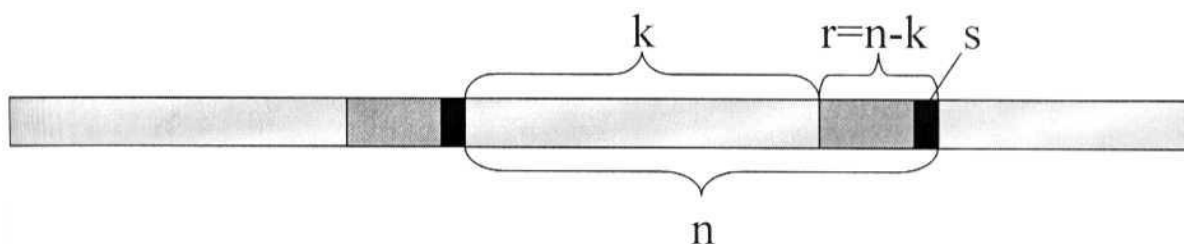


Рис. 14. Расположение синхробайтов внутри блока.

При втором варианте, показанном на рис. 15, максимально возможное количество исправляемых ошибок останется равным $r/2$, но при этом увеличится избыточность при кодировании информации. Надо отметить, что при использовании первого варианта необходимо указывать декодеру РС место

расположения синхробайтов для повышения помехоустойчивости, так как для декодера Рида-Соломона они воспринимаются как поврежденные байты. Если не выполнять данное условие, то максимально возможное число исправленных ошибок станет меньше и равно $t=r/2-s$.

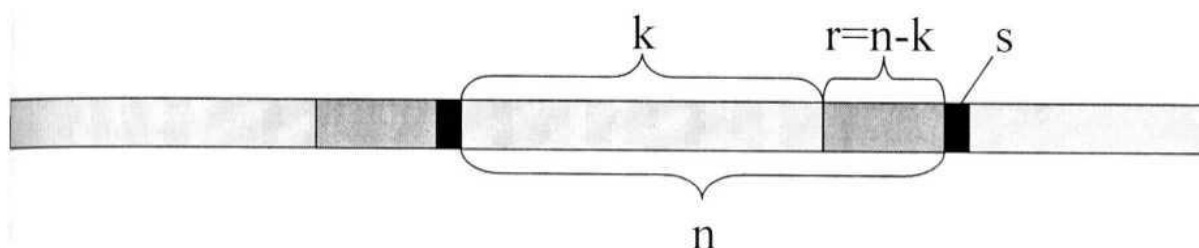


Рис. 15. Расположение синхробайтов вне блока.

Поскольку синхробайты тоже подвержены воздействию помех, целесообразным будет определять наличие синхронизации по нескольким группам синхробайтов. Пример структурной схемы устройства блочной синхронизации предложен на рис. 16, где: СФ - согласованный фильтр; СР- сдвиговый регистр; УС - устройство сравнения (компаратор).

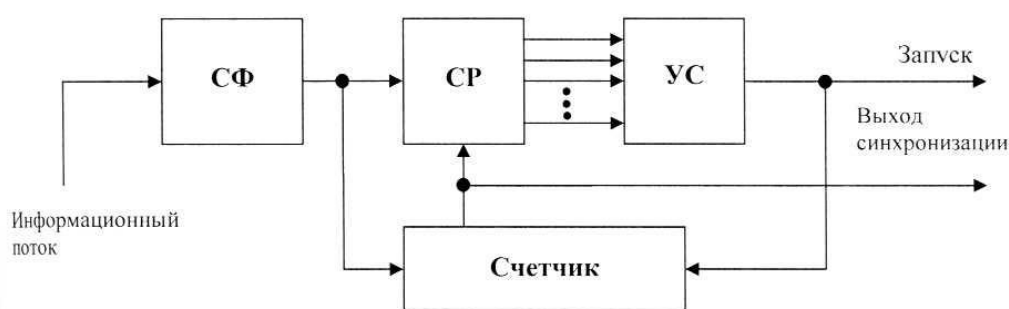


Рис. 16.

Устройство работает следующим образом: согласованный фильтр настроен на информацию, записанную в синхробайтах. При наличии первого импульса на выходе согласованного фильтра запускается счетчик (Счетчик), который выдает счетный импульс на каждый k -ый такт. В сдвиговый регистр, тактируемый счетными импульсами, попадают данные с согласованного фильтра

соответствующие наличию или отсутствию синхробайтов в каждом блоке. Устройство сравнения определяет наличие или отсутствие синхронизации. Режиму синхронизации соответствуют логические единицы на всех выходах сдвигового регистра, а о срыве синхронизации сигнализирует наличие логических нулей на его выходах.

При срыве синхронизации счетчик обнуляется и останавливается, а процесс синхронизации начинается снова. Перепад сигнала запуска из «0» в «1» говорит о появлении синхронизации, а перепад из «1» в «0» сигнализирует о срыве или отсутствии синхронизации.

Разрядность сдвигового регистра определяется требованиями помехоустойчивости. Необходимо заметить, что значения синхробайтов следует выбирать из соображений наименьшей вероятности повторения их в информационном потоке и непосредственно рядом с синхробайтами. Так, например, нулевые синхробайты использовать нецелесообразно, поскольку наличие одного нулевого бита перед ними приведет к неверной синхронизации и время синхронизации увеличится на m блоков, где m -разрядность сдвигового регистра [57, 58, 109].

Также необходимо отметить, что при увеличении разрядности m сдвигового, система кодирования и декодирования становится более инерционной в случае потери кадровой синхронизации, что в свою очередь приведет к потере информации. Например, если $m=10$, и потеря синхронизации произойдет на пятом блоке данных, то устройство синхронизации еще пять блоков будет считать, что синхронизация не потеряна, и данные этих блоков будут частично утеряны. Выбор числа синхробайтов влияет на максимально возможное число исправляемых ошибок, поэтому их количество должно быть равно одному или двум. Из выражения $t = \frac{r-s}{2}$, где $r = n - k$, следует, что при значениях $s=1$ или $s=2$ величина t будет иметь одно и тоже значение, из-за того, что декодер может исправлять только целое число ошибочных байт. Из этого следует, что использование двух синхробайтов не повлияет на максимально

возможное число исправляемых ошибок t , по сравнению с использованием одного синхробайта.

В заключение остается добавить, что для реализации описанных выше алгоритмов тактовой и кадровой синхронизации, для инициализации микросхемы кодека, для алгоритмов преобразования потока, целесообразно использовать программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС). Применение микросхем ПЛИС, наряду с применением упоминавшихся микросхем FIFO и кодеров фирм АНА или Xilinx позволит значительно удешевить и минимизировать кодеки для скоростных телекоммуникационных систем связи. В свою очередь, применение подобных кодеров с исправлением ошибок позволит повысить достоверность и степень защищенности информации в неблагоприятной помеховой обстановке.

3.5. Выводы

1. Одним из эффективных методов борьбы с помехами в современных цифровых каналах связи, является помехоустойчивое кодирование.

2. С точки зрения исправляющей способности, экономической эффективности и простоты реализации оптимальным является использование помехоустойчивого кода Рида-Соломона.

3. Выбор оптимальных параметров кода Рида-Соломона зависит от помеховой обстановки в канале связи, типа модуляции в системе передачи информации, а также технических возможностей используемого оборудования.

4. Дополнительной возможностью увеличить помехоустойчивость кода Рида-Соломона при минимальных вычислительных затратах является использование оптимизированного «мягкого» алгоритма декодирования кода Рида-Соломона.

5. Практическая реализация кодеков Рида-Соломона легко реализуема на практике и возможна с помощью, представленного на рынке микропроцессоров, широкого ассортимента специализированных микросхем различных производителей.

4. ПРИМЕНЕНИЕ КОДИРОВАНИЯ В МЕТОДАХ РАЗНЕСЕНИЯ

Раздел посвящен вопросам повышения помехоустойчивости передачи кодированных сигналов при одновременном применении разнесенного приема. Предложен и описан ряд алгоритмов, комплексно учитывающих особенности обоих методов.

4.1. Возможности блочного кодирования при использовании разнесенного приема

При наличии разнесенного приема/передачи сигналов возникают дополнительные возможности повышения эффективности алгоритмов блочного кодирования ([49,65]).

Метод разнесения заключается в организации дублирования передачи сигналов сразу по нескольким каналам передачи и приема. При этом дублирование может осуществляться как по отдельности при передаче и при приеме, так и одновременно ([19, 66-69]). Кратность дублирования может быть одинаковой или различной на обеих сторонах. Каналы разнесения (или ветви разнесения) организуются таким образом, чтобы изменения сигналов в них были максимально независимы ([70-84]).

Разнесенный прием используется, как правило, для борьбы с замираниями, однако при этом при объединении разнесенных сигналов также повышается отношение «сигнал/шум» ([43, 76-78,99]). Это объясняется тем, что перед комбинированием сигналов производится подстройка фаз информационных составляющих, в результате они складываются синфазно (по напряжению). Тепловые шумы же в различных ветвях представляют собой взаимно независимые случайные процессы, поэтому при объединении они складываются с произвольным взаимным фазовым сдвигом – «по мощности». В определенных ситуациях при использовании разнесенного приема появляется возможность устранять воздействие помеховых сигналов от внешних источников ([78-84]).

Разнесение может производиться по различным параметрам передаваемых сигналов. В случае борьбы с замираниями метод разнесения тем более

эффективен, чем меньше коррелированы замирания в различных ветвях. Например, если замирания в различных разнесенных сигналах декоррелированы, то повреждение замиранием в какой-то момент времени принимаемого сигнала одной ветви (при этом падает уровень сигнала ниже предельно допустимого нормами на качество связи) отнюдь не означает, что в этот момент и в сигнале другой ветви наблюдается замирание. Соответственно, срыв связи будет наблюдаться только тогда, когда случаются одновременные замирания сигналов всех ветвей разнесения. В случае некоррелированности замираний вероятность такого события существенно ниже, чем вероятность замирания в каждой ветви.

Для функционирования разнесенного приема необходимо, чтобы на передающей стороне сигналы достаточно различались по какому-либо параметру, чтобы на приемной стороне их можно было успешно разделять. Кроме этого, на приемной стороне их необходимо комбинировать целью формирования результирующего сигнала лучшего качества. (С меньшей глубиной замираний, с большим отношением «сигнал/шум», с меньшим уровнем внешней помехи, и т.п.)).

В качестве параметра, по которому производится разнесение, наибольшее распространение получили частотное, пространственное и угловое разнесение.

Для реализации частотного разнесения необходимо, чтобы система связи располагала соответствующим частотным ресурсом. Одинаковый информационный сигнал передается в нескольких участках частотного спектра. Практически установлено, что если между ними имеется достаточный интервал по частотной оси, то на приемной стороне замирания уровня сигнала в этих участках будут некоррелированы. Данный способ разнесения достаточно эффективен, однако требует широкого частотного диапазона, особенно при большой кратности разнесения. Кроме этого, как правило, используются несколько передатчиков, каждый на свой диапазон.

Пространственное разнесение может применяться как на передающей, так и на приемной сторонах. Оно состоит в использовании передачи/приема на две (или несколько) пространственно-разнесенных антенн. Необходимая величина

пространственного разноса определяется тем, что входной сигнал в каждой антенне образуется в результате суммирования большого числа отдельных сигналов, пришедших от передатчика к приемнику по путям разной длины. Фазовые набегі всех путей различаются, как различаются коэффициенты передачи на каждом пути, и изменение точки приема вызывает одновременное изменение этих показателей у всех сигналов, формирующих такую сумму. Изменения случайны, в результате, это приведет к независимости замираний в точках приема, взаимно удаленных на соответствующее расстояние.

Места расположения антенн, в которых замирания независимы, зависят от условий работы станции связи ([85-91]). При использовании протяженных трасс траектории возможных путей распространения сигнала от передатчика к приемнику не сильно отклоняются от линии, соединяющей передатчик и приемник, поэтому здесь более эффективно поперечное разнесение приемных антенн, чем продольное. При горизонтальном разнесении общая конструкция антенной системы проще, чем при вертикальном, поэтому применяется в основном горизонтальное разнесение. Чаще всего величина разнесения составляет несколько десятков длин волн. Если же антенны расположены вдоль трассы, то требуется значительно большее расстояние между ними, чем при разнесении поперек трассы, поэтому продольное разнесение практически не используется.

Угловой метод разнесения организуется в основном на приемной стороне, хотя при определенных условиях возможно и на передающей. Метод эффективен, если декорреляция замираний имеет место при изменении угла прихода сигналов. На протяженных трассах сильное различие углов прихода лучей не наблюдается, поэтому угловое разнесение заметной эффективности не обеспечивает. А при работе в городских условиях углы прихода лучей с достаточной энергией сильно различаются, что может использоваться. Однако при этом чаще применяются широконаправленные антенны, а для углового разнесения необходимы достаточно узконаправленные.

Временное разнесение реализуется в цифровых системах. При этом одинаковые символы передаются на нескольких временных отрезках. Интервал разноса по времени между ними должен быть не менее квазипериода замираний. Метод используется при пакетных способах передачи цифровой информации, а также иногда при разделении многолучевых сигналов. Это сопровождается некоторой задержкой при приеме сигналов, что в условиях телефонной связи может не всегда быть желательным.

Замирания горизонтально и вертикально поляризованных радиоволн, как правило, сильно коррелированы, поэтому в чистом виде поляризационное разнесение не используется.

При совместном использовании разнесенной передачи/приема и кодирования можно получить дополнительный выигрыш по помехоустойчивости с учетом особенностей другого метода по сравнению с их одновременным, но независимым применением. Возможность для этого предоставляет метод блочного кодирования.

Как уже упоминалось, использование блочного кодирования в классическом виде позволяет уменьшить вероятность ошибок, возникающих из-за воздействия теплового шума, а также в определенных случаях и импульсных помех. Это возможно, когда при блочном кодировании число пораженных символов в блоке не превышает некоторого количества, определяемого величиной проверочной части блока. Если положение поврежденных символов в блоке неизвестно, то декодер может исправить максимальное общее количество ошибок в блоке, расположенных любым образом, равное половине количества символов проверочной части. Однако, если же положение поврежденных символов известно, то может быть исправлено количество ошибочных символов, равное всей длине проверочной части.

В условиях замираний без дополнительных мер (например, перемежения символов, которое не всегда можно использовать), кодирование может оказаться неэффективным. Поражается большое число идущих подряд символов, много

большее длины блока, и исправляющей способности кода оказывается недостаточно для их коррекции.

В значительной степени применение разнесенного приема (в частности, частотного разнесения) позволяет бороться с воздействием замираний в случае их некоррелированности в разных ветвях разнесения. Различные методы разнесения и последующего комбинирования принятых разнесенных сигналов позволяют также несколько снизить влияние тепловых шумов, однако они неэффективны при воздействии внешних импульсных помех, поражающих одновременно все разнесенные сигналы. По этой причине в системах передачи информации зачастую применяются одновременно как метод разнесения, так и метод кодирования. Это призвано обеспечить устойчивость и к воздействию и замираний, и помех. Однако при этом оба метода применяются хоть и одновременно, но по отдельности и совершенно независимо друг от друга.

Существует возможность значительно повысить в таких ситуациях общую помехоустойчивость с использованием объединяющего алгоритма обработки сигналов.

Сущность подобного объединяющего алгоритма заключается в следующем. Будем рассматривать блочные коды в общем виде, содержащие в одном блоке k информационных символов и b проверочных символов, длина блока равна $n=k+b$. Первоначально проанализируем ситуацию двукратного частотного разнесения $N=2$.

При классическом частотном разнесении в каждом из каналов передается одинаковый сигнал, содержащий k информационных и b проверочных символов. Теперь двукратное разнесение можно рассматривать, как некоторое расширенное в два раза общее поле для размещения и информационных, и проверочных символов, то есть за тот интервал времени, когда ранее передавалось n символов, теперь может передаться $2n$ символов. Такое расширение можно использовать для значительного увеличения количества проверочных символов, т.е. в размерах общего блока размером $2n$ значительно увеличивается доля проверочных символов. Это, согласно свойствам блочных

кодов, также значительно увеличит исправляющую способность кода и повысит помехоустойчивость передачи сигналов при той же скорости передачи информации.

В рассматриваемом примере вместо обычно небольшого для блочных кодов числа проверочных символов по сравнению с информационными, их количество в одном блоке теперь равно количеству информационных символов. То есть за то же время, когда раньше передавалось всего n символов (k информационных и b проверочных) теперь передается n информационных и n проверочных.

После предварительного формирования подобного расширенного блока он передается не целиком по конкретному каналу разнесения, но его отдельные фрагменты передаются в разных каналах разнесения. В частности, в рассматриваемом двукратном разнесении в одном разнесенном канале передается только информационная часть блока, в другом канале разнесения одновременно с ней (или с определенным временным сдвигом) передается проверочная часть блока.

В работе подобного объединяющего алгоритма проявляются следующие особенности при воздействии замираний, теплового шума и внешних помех. Первоначально рассмотрим воздействие замираний.

Если в результате воздействия замираний оказался полностью пораженным один из каналов разнесения и все символы в нем оказались поврежденными, то при рассмотрении соответствующего расширенного блока в целом, в нем оказываются поврежденными половина символов от общего числа символов этого блока. Кроме того, положение их всех в блоке известно (поскольку положение в блоке символов, передаваемых по каждому из каналов разнесения известно заранее).

Но из теории кодирования следует, что блочные коды могут исправлять число поврежденных символов блока, расположенных в известном любом месте блока, равное количеству символов проверочной части. А поскольку в поврежденном разнесенном канале передается число символов, равное длине

проверочной части (независимо от того, который из двух каналов поврежден), то все поврежденные символы в результате декодирования будут исправлены и воздействие замираний будет, таким образом, устранено. Следовательно, описываемый алгоритм может устранять последствия замираний не менее эффективно, чем классический разнесенный прием.

Далее рассмотрим воздействие теплового шума.

Первоначально будем считать, что положение поврежденных символов в некотором блоке общей длиной n символов неизвестно, $k=b=n/2$. Тогда при декодировании может быть восстановлено до четверти общей длины блока, $n/4=b/2$. В случае же, если количество поврежденных символов в блоке будет больше, чем $b/2$ (это фиксируется современными микросхемами-декодерами), то весь блок без изменений подается на выход микросхемы.

Если вероятность повреждения одного символа равна P_1 , то вероятность, что в блоке окажутся поврежденными ровно i произвольно расположенных символов окажется равной

$$P_i = C_i^n P_1^i (1 - P_1)^{n-i},$$

где $n=k+b$; $C_i^n = n! / i!(n-i)!$.

Декодер не может исправить поврежденные символы в блоке, если $i > b/2$. Просуммировав по всем ситуациям, когда символы не исправляются, с учетом вероятности этих ситуаций, будем иметь среднюю по блоку вероятность P_C повреждения одного символа при использовании кодирования

$$P_C = \frac{1}{n} \sum_{i=b/2+1}^n i P_i = \frac{1}{n} \sum_{i=b/2+1}^n i C_i^n P_1^i (1 - P_1)^{n-i}. \quad (4.1.1.)$$

Графики зависимости P_C от P_1 при различной длине блоков приведены на рис. 4.1.1. Они рассчитаны для ситуаций: $k=4; 6; 8; 10; 14; 20; 30$, что обозначено этими цифрами рядом с графиками. Соотношение информационной и проверочной частей блока: $k = b$.

Далее будем считать, что используются простейшие противоположные бинарные сигналы с относительным фазовым сдвигом 180° (BPSK) и когерентное детектирование. В этом случае, как известно, для аддитивного белого гауссова шума зависимость вероятности битовой ошибки P_1 от отношения q «сигнал/шум» по напряжению (понимаемому, как квадратный корень из отношения средней мощности сигнала к мощности шума) определяется формулой

$$P_1 = 1 - F(q) = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^q \exp\left\{-\frac{x^2}{2}\right\} dx. \quad (4.1.2.)$$

Имеет смысл сравнивать выигрыш от использования описываемого объединяющего алгоритма в двух возможных ситуациях:

- В системе связи кодирование не применяется вообще.
- В системе связи кодирование применялось с небольшим, как обычно для блочного метода, количеством проверочных символов, $b \ll k$.

Исследование второй ситуации можно производить на основе результатов исследования первой ситуации. Для этого ту величину выигрыша по отношению «сигнал/шум», который будет получен в первой ситуации, надо уменьшить на величину выигрыша от применения кодирования с упомянутым небольшим значением отношения k/b .

Для первой ситуации пусть q_1 – это отношение «сигнал/шум», соответствующее исходному значению вероятности P_1 ошибки символа. В результате применения описываемого метода вместо вероятности ошибки P_1 реализуется значительно меньшая средняя по блоку вероятность ошибки P_C . Она соответствует другому отношению «сигнал/шум» равному q_2 , которое можно определить из рассмотренных зависимостей.

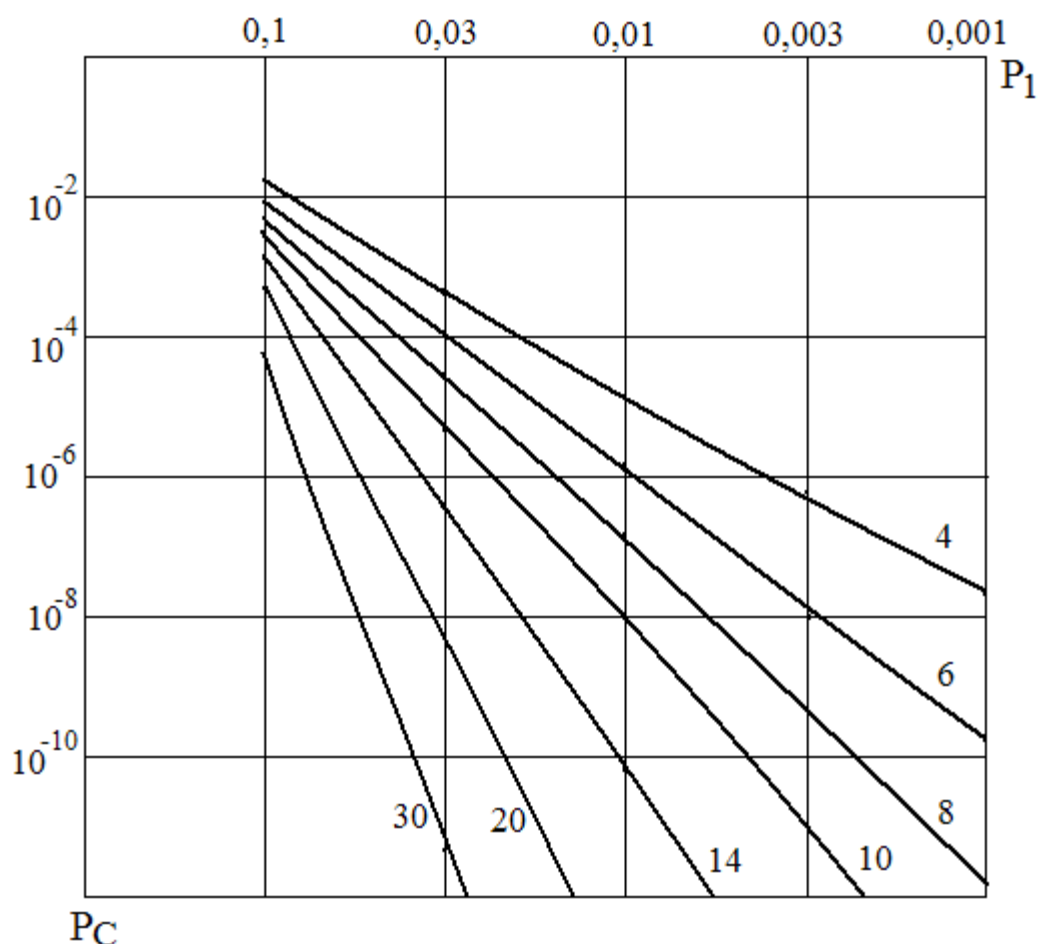


Рис. 4.1.1.

Для этого на рис. 4.1.2 для каждого значения вероятности ошибки исходного символа на основе выражения (4.1.2.) построен график P_1 . При различных значениях k для этого P_1 по вертикали отложены полученные на основе формулы (4.1.1) и графиков 4.1.1 соответствующие ему значения P_C , (их точки располагаются существенно ниже по вертикальному направлению), которые образуют остальные графики этого рисунка. Цифры рядом с каждым графиком указывают соответствующее ему значение k .

Выигрыш от использования метода можно легко определить на основе рис. 4.1.2, используя его, как номограмму. Рассмотрим пример. Пусть исходное значение отношения «сигнал/шум» равно q_1 , что соответствует точке А на рисунке. Следуя от нее вверх по вертикальной линии, определяем исходную вероятность ошибки одного символа (точка В на графике P_1). Далее, спускаемся вертикально вниз по той же линии до пересечения с одним из графиков (в

качестве примера выбран график, соответствующий значению $k=6$, пересечение в точке С). Она укажет среднюю вероятность ошибки при использовании метода.

Далее движемся горизонтально до пересечения вновь с графиком P_1 (в точке D). Эта точка соответствует значению q_2 отношения «сигнал/шум» требуемому для обеспечения такой вероятности ошибки. Для его определения из точки D движемся вертикально вниз до пересечения с осью абсцисс (в точке E). Она укажет значение q_2 .

Выигрыш от использования описываемого объединяющего алгоритма рассматривается, как необходимое увеличение отношения «сигнал/шум», которое при отсутствии кодирования сможет обеспечить такую же вероятность ошибки. Промежуточное значение выигрыша при выбранном значении отношения «сигнал/шум» и параметре кода k определяется разностью Δq между q_1 и q_2 . (В данном примере $q_1=3$ дБ, $q_2=9,5$ дБ, $\Delta q=6,5$ дБ). Из рисунка видно, что оно растёт с ростом k .

Однако после этого необходимо произвести коррекцию на истинное значение выигрыша. Необходимость этого определяется тем, что при классическом разнесении, когда описываемый алгоритм не применяется, два разнесенных сигнала комбинируются обычным методом. При комбинировании полезные сигналы складываются синфазно, а шумы складываются по мощности. В результате при равных мощностях шумов и одинаковой амплитуде принятых сигналов отношение «сигнал/шум» повышается на 3 дБ.

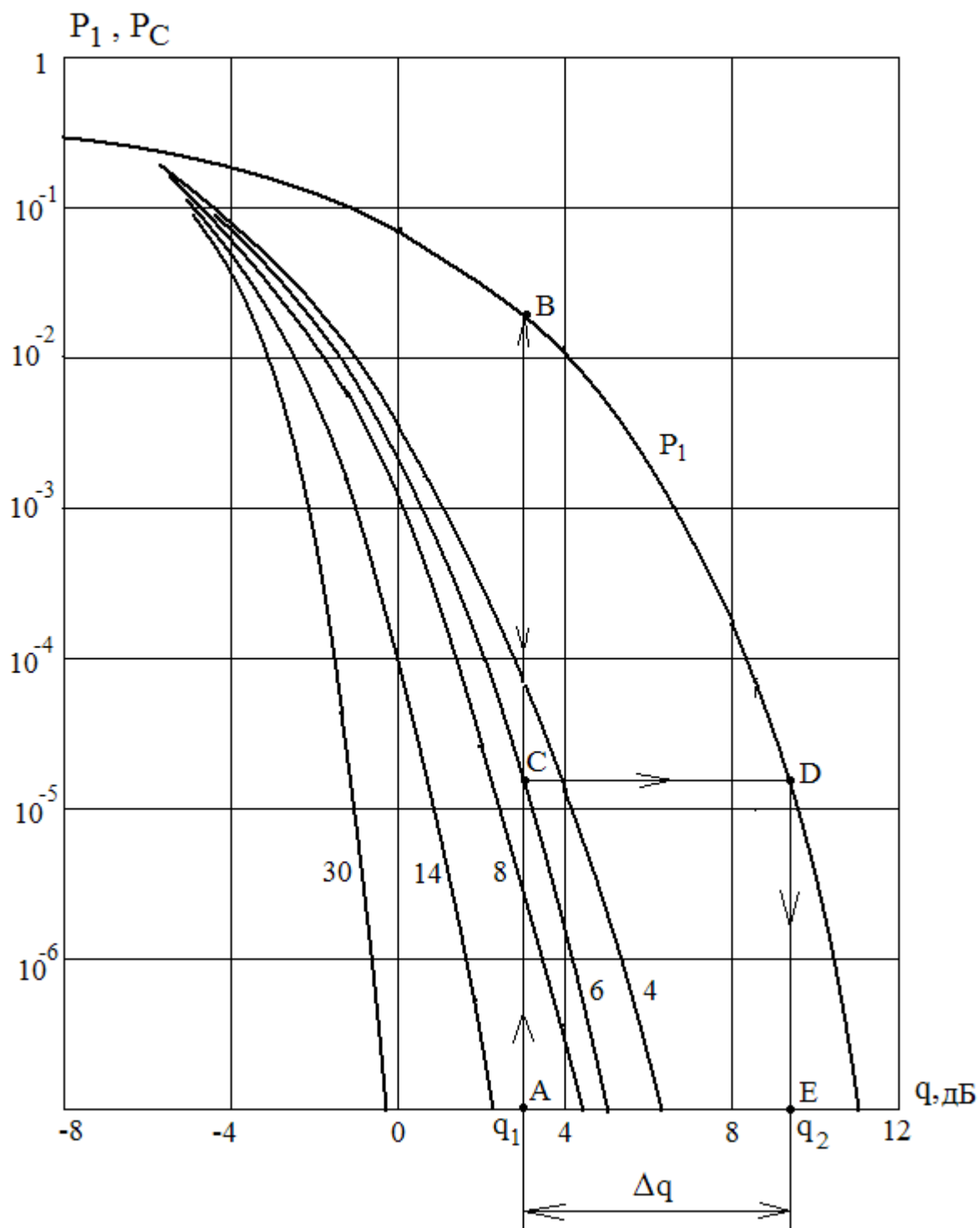


Рис. 4.1.2.

Следовательно, полученное промежуточное значение выигрыша Δq необходимо уменьшить на эту величину. Но это – максимально возможное значение уменьшающей поправки, которое из-за замираний наблюдается редко. В основном уровни обоих принятых разнесенных сигналов могут различаться, зачастую, на заметную величину. В этом случае среднее вычитаемое значение

поправки будет заметно меньше и зависит от применяемого метода комбинирования и статистики замираний.

Перейдем к рассмотрению воздействия внешних помех. Когда внешняя импульсная помеха поражает только один из каналов разнесения, свойства аналогичны ситуации независимого применения разнесения и кодирования и близки случаю воздействия замирания на один из каналов.

Ситуация меняется, когда помеха поражает одновременно оба канала разнесения. При «классическом» разнесении даже кратковременная помеха, поразившая оба канала, приводит к необратимой потере информации. А в случае использования объединяющего алгоритма будет устранена помеха с длительностью, равной половине длине информационной части блока, если появление помехи фиксируется, и четверти ее длины, если фиксация не производится. Если же передача информационной и проверочной частей производится по разнесенным каналам не одновременно, а с необходимым временным сдвигом, то длительность импульсной помехи, которую можно устранить, возрастает в два раза.

Некоторым дополнительным преимуществом алгоритма по сравнению с кодированием в классическом варианте выступает небольшое повышение скорости передачи (в $1+b/k$) раз, поскольку теперь в канале разнесения, где передается информационная часть, проверочные символы не передаются, и их место могут занять информационные символы.

Для реализации предложенного объединяющего алгоритма может быть предложена укрупненная структурная схема, приведенная на рис. 4.1.3.

Исходный цифровой поток, поступающий на вход передатчика, представляет собой последовательность символов, объединенных в блоки длиной k . Далее поток идет непосредственно на передачу по одному из частотно-разнесенных каналов (ЧРК1), но также он подается на коммутатор Комм1, управляемый сигналом блочной синхронизации из блока управления (БУ), разделяющим границы блоков. Этот управляющий сигнал поочередно направляет информационный цифровой поток на один из двух кодеров. Кодеры

заранее соответствующим образом инициализированы, и на основе поступивших в них информационных последовательностей вырабатывают проверочные цифровые последовательности такой же длины.

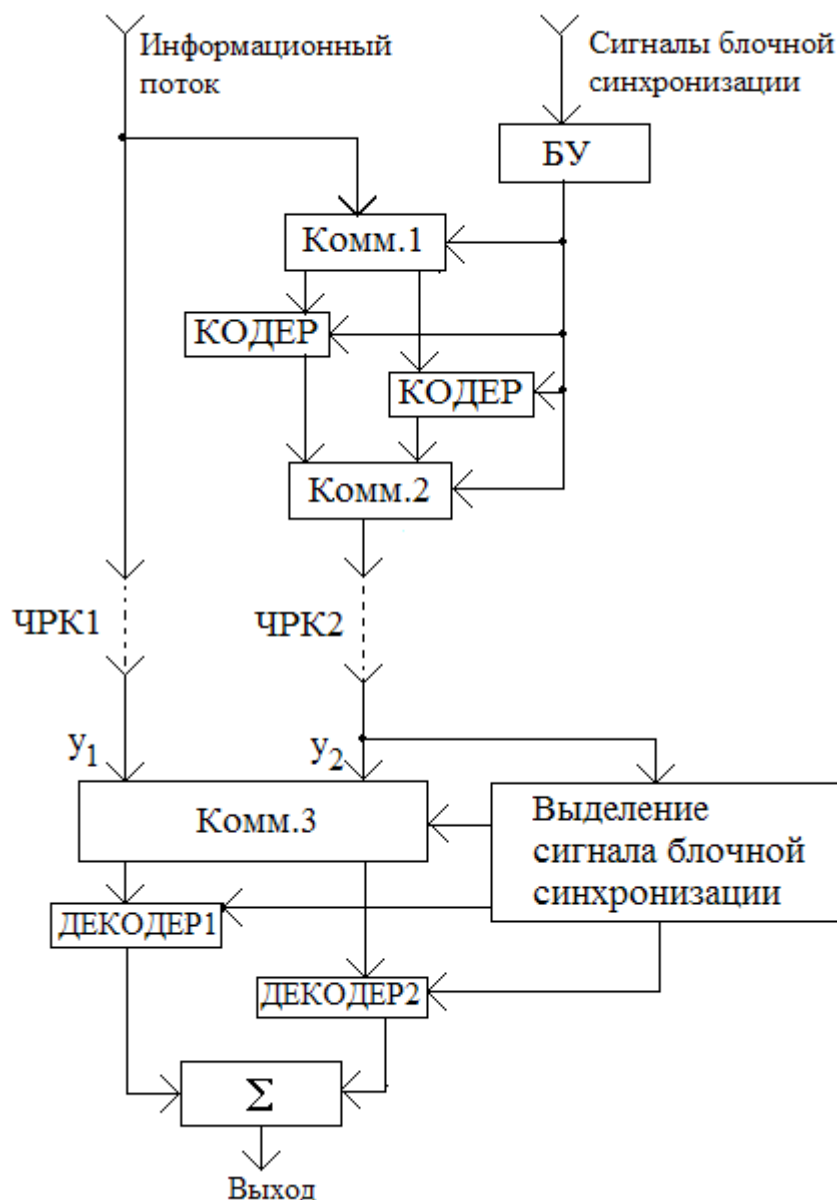


Рис. 4.1.3.

Вычисление проверочных символов начинается сразу же после поступления всей информационной части. Запись информационной части в кодер и выдача из него проверочных символов чередуются в соответствии с сигналами блока управления таким образом, что пока в один из кодеров вводится информационная последовательность, другой кодер выдает проверочную

последовательность. Коммутатор Комм.2 поочередно подключает выходы кодеров к передаче по второму каналу разнесения (ЧРК2). При этом по второму разнесенному каналу непрерывно передаются проверочные части с некоторым временным сдвигом по отношению к соответствующим им информационным частям.

В приемнике коммутатор Комм.3 подключает принятые сигналы y_1 и y_2 к декодерам таким образом, что в течение одного интервала времени сигнал y_1 подключен к декодеру 1, а сигнал y_2 подключен к декодеру 2. В течение последующего интервала времени сигнал y_2 подключается к первому декодеру, а сигнал y_1 – ко второму. Эти интервалы времени равны длительности по времени информационной (проверочной) частей. Таким образом, к каждому декодеру поочередно подключается информационная часть и вслед за ней соответствующая ей проверочная часть всего блока.

В декодерах восстанавливаются поврежденные символы и поочередно подают их на сумматор (Σ), на выходе которого образуется непрерывный информационный поток.

Как уже отмечалось, если раньше от простого сложения двух разнесенных сигналов наблюдался выигрыш до 3 дБ, то теперь этого выигрыша нет. Однако получаемый теперь выигрыш от применения объединяющего алгоритма существенно выше и значительно перекрывает проигрыш от отсутствия сложения.

Таким образом, использование объединяющего алгоритма, когда методы разнесения и кодирования применяются не отдельно и самостоятельно, а образуют единый метод, дает возможность значительно увеличить помехоустойчивость при передаче информации.

Принцип работы алгоритма может быть распространен на системы с кратностью разнесения, большей двух, ($N > 2$). В этом случае величина поля для размещения символов блока равна nN . Для передачи исходных информационных символов блока может также быть использовано $k = n$ символов расширенного блока, т.е. один из разнесенных каналов. Но число проверочных символов теперь

будет равно $n(N-1)$, т.е. значительно превышать количество информационных символов. Для их передачи используются остальные $N-1$ каналов разнесения. В такой системе выигрыш от применения алгоритма еще более возрастает.

Выводы:

1. Совместное использование блочного кодирования и частотного разнесения с объединением их свойств позволяет заметно увеличить помехоустойчивость передачи информации.
2. Предложенный объединенный алгоритм может быть применен при любой кратности разнесения.

4.2. Свойства объединяющего алгоритма при различных методах комбинирования.

В предыдущем разделе был описан алгоритм, объединяющий особенности комбинирования и блочного кодирования. Однако при практическом использовании необходимо учесть определенные особенности этих методов.

В системах связи, использующих метод разнесения, могут применяться различные методы комбинирования принятых разнесенных сигналов ([19,66,67,77]). Методы характеризуются разной эффективностью, однако менее эффективные методы, как правило, и менее сложны в практической реализации.

В то же время известно, что эффективность кодирования уменьшается при малых отношениях «сигнал/шум» ([49,93,94]). Эффективность же комбинирования не зависит от значений этого отношения. Таким образом, при малых значениях отношения «сигнал/шум» эффективнее оказывается классическое комбинирование без применения объединяющего алгоритма, а при больших значениях – эффективнее использование описываемого алгоритма. Подобные «конкурирующие» свойства обуславливают необходимость определения областей, где один из этих методов имеет преимущества перед другим. Поскольку характеристики применяемых методов комбинирования различаются, то и границы областей, где один из упомянутых методов имеет преимущества перед другим, также имеют свои различные формы.

Знание этих особенностей позволит использовать систему передачи, адаптирующую свою структуру в зависимости от текущих свойств канала передачи. Для того чтобы определить правила ее работы, необходимо получить соответствующие сравнительные зависимости.

Рассмотрим подробнее известные применяемые методы комбинирования.

Один из часто применяемых методов – автовыбор наилучшего из сигналов.

Автовыбор может осуществляться на основе различных стратегий ([19,68]). Одна из них заключается в непрерывном сравнении качества всех

доступных вариантов сигнала, и выборе наилучшего из них в соответствии с принятым критерием. (Метод иллюстрируется структурой на рисунке 4.2.1.)

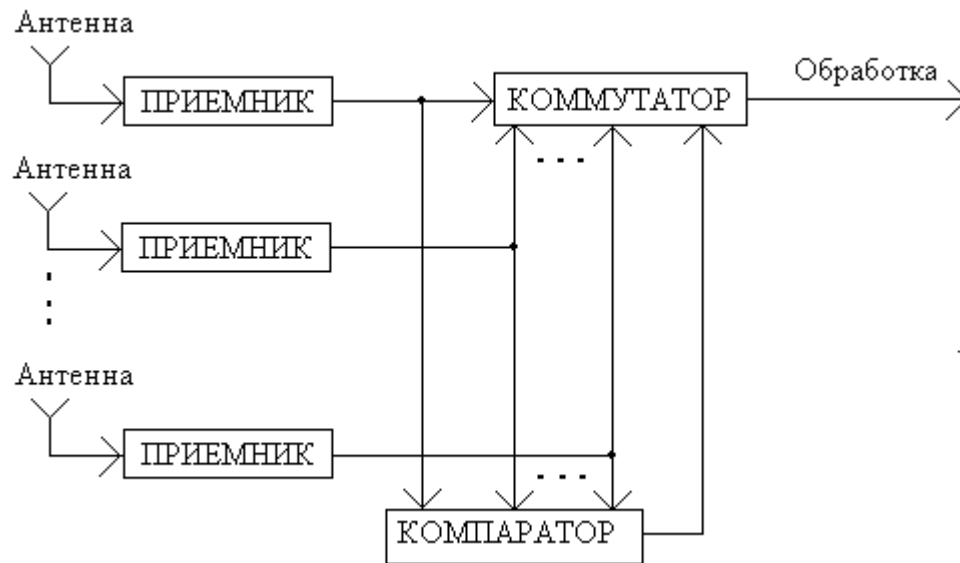


Рис. 4.2.1.

В случае пространственного разнесения несколько антенн принимают копии сигнала. После приемников качество копий сравнивается, и на дальнейшую обработку поступает наилучшая копия. Уровень сигнала на выходе равен:

$$u_{\text{ВЫХ}} = \max_{i \in 1 \div N} \{u_i\}, \quad (4.2.1)$$

где u_i – уровни сигналов в ветвях разнесения; N – кратность разнесения. Если уровень шумов в каждом канале разнесения одинаков, то отношения «сигнал/шум» пропорциональны уровням полезного сигнала в каналах. Если же уровень шумов может различаться, то необходимо выбирать наилучший канал, сравнивая уже сами эти отношения, т.е. в формуле (4.2.1.) величины u_i должны быть соответственно откорректированы.

Возможна другая стратегия, которая заключается в непрерывном сравнении принимаемого сигнала с некоторым пороговым уровнем, определяемом требуемыми нормами на данную линию. Когда сигнал используемой в данный момент времени ветви разнесения не удовлетворяет этим показателям, то производится переключение на другую ветвь разнесения с

лучшими показателями. (На рисунке 4.2.2. сигналы с антенн сравниваются в блоке сравнения, и сигнал на дальнейшую обработку подключается коммутатором).

Эта стратегия сопровождается меньшими аппаратными затратами, однако обладает худшими показателями. Это иллюстрируется графиками на рисунке 4.2.3. для двукратного разнесения.

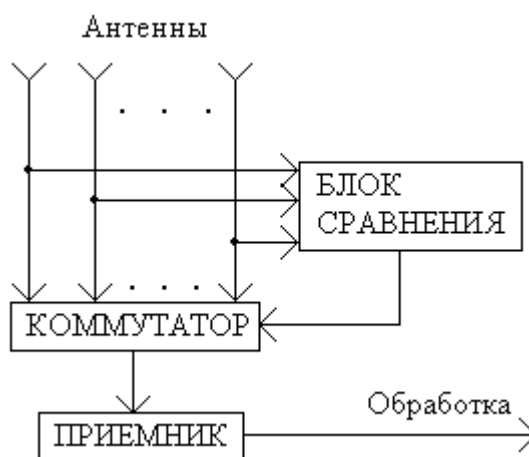


Рис. 4.2.2.

Линиями 1 и 2 показаны изменяющиеся по времени уровни сигналов в обеих ветвях разнесения. Линией 3 показан текущий уровень сигнала при использовании первой стратегии, линией 4 – при использовании второй стратегии. Средний уровень сигнала при использовании второй стратегии ниже.

Другой метод комбинирования заключается в линейном сложении принятых разнесенных сигналов. При линейном сложении сигналы всех ветвей складываются с равными весовыми коэффициентами независимо от их уровня. Но наиболее эффективным методом является оптимальное сложение сигналов. При оптимальном сложении сигналы ветвей разнесения суммируются с изменяющимися весовыми коэффициентами, зависящими от качества сигналов в каждой ветви.

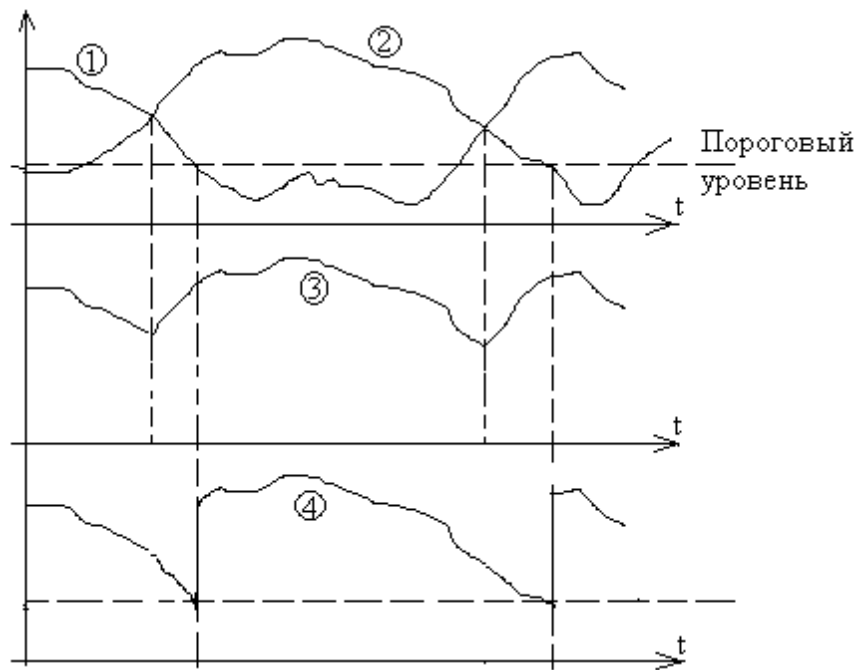


Рис. 4.2.3.

Наибольшее отношение «сигнал/шум» обеспечивается, когда весовые коэффициенты равны $a_i = u_i / P_i$, где P_i – мощность шумов в i -й ветви разнесения. Система, в которой обеспечиваются подобные плавающие весовые коэффициенты, осуществляет оптимальное сложение.

В подобные системы необходимо не только производить текущую регулировку коэффициентов усиления в каналах обработки разнесенных сигналов, но и отдельно измерять уровень полезного и уровень шумового компонентов в разнесенных сигналах. Это требует определенного усложнения аппаратуры, поэтому вместо оптимального сложения зачастую применяют квадратичное сложение. Тогда весовые коэффициенты пропорциональны средним уровням сигналов в ветвях разнесения, т.е.

$$a_i = \sqrt{\overline{u_i^2 + n_i^2}},$$

где n_i – напряжение шума i -й ветви; верхняя черта означает усреднение по соответствующему интервалу времени. Квадратичное сложение проигрывает по помехоустойчивости оптимальному, однако этот проигрыш заметен лишь при

малых отношениях «сигнал/шум» и при сильно различающихся уровнях сигналов.

Линейное сложение и автовыбор по помехоустойчивости проигрывают оптимальному сложению. В то же время их сравнительные преимущества в долговременном плане определяются свойствами распределения замираний, как случайных процессов ([66,67,77]). При релеевском законе распределения замираний преимуществами обладает линейное сложение. Однако в ряде работ ([72-74]) показано, что на различных трассах могут наблюдаться существенно более глубокие замирания, чем описываемые релеевским законом. В таких ситуациях преимущество может получить метод автовыбора.

Дополнительной усложнением методов оптимального и линейного сложения выступает необходимость фазирования разнесенных сигналов перед их сложением. (Эта трудность в методе автовыбора отсутствует). Это обусловлено тем, что лишь при достаточно точном совпадении начальных фаз полезных компонентов складываемых разнесенных сигналов будет происходить уменьшение результирующей глубины замираний и увеличение уровня полезной составляющей в выходном сигнале по отношению к шумам.

Для осуществления подобного фазирования используются различные методы ([68,70]). Они основаны на сравнении в приемнике фазы каждого входного сигнала с фазой некоторого опорного генератора. Для этого используется как непосредственное вычитание фазового набег в каждой ветви с применением смесителей, так и использование управляемых генераторов с подстройкой фазы. Скорость изменения фазовых набегов в каналах разнесения соизмерима со скоростью изменения амплитуды сигналов при замираниях и, обычно, существенно меньше нижних частот спектра полезных составляющих. При этом возникает возможность в достаточной степени убирать влияние информационных сигналов на результаты измерения фазовых сдвигов. В то же время шумовые компоненты в ветвях разнесения взаимно независимы, и при усреднении заметного влияния на результаты измерения фазовых сдвигов они не оказывают.

Таким образом, если уровни принимаемых полезных сигналов равны $u_1 \div u_N$, где N – кратность частотного разнесения, то отношение «сигнал/шум» при одинаковой мощности шумов во всех каналах разнесения, равной $P_n = \sigma^2$, после комбинирования будет определяться следующими выражениями:

- для автовыбора:

$$\rho_{AB} = \max_i \{u_i\} / \sigma, \quad (4.2.1)$$

- для линейного сложения :

$$\rho_{LC} = \sqrt{N} \left(\sum_{i=1}^N u_i \right) / \sigma, \quad (4.2.3)$$

- для оптимального сложения:

$$\rho_{OC} = \sqrt{\sum_{i=1}^N u_i^2} / \sigma. \quad (4.2.4)$$

Рассмотрим различные виды цифровой модуляции, в частности: бинарную фазовую манипуляцию (BPSK); дифференциальную бинарную фазовую манипуляцию (DPSK); ортогональную бинарную частотную манипуляцию при когерентном (FSK1) и некогерентном (FSK2) детектировании. Вероятность ошибки P_C при приеме сигнала с использованием этих видов модуляции, в соответствии с ([49]) в зависимости от текущего отношения «сигнал/шум» ρ будет равна

$$\text{- для BPSK : } P_C = 0,5[1 - \text{erf}(\rho/\sqrt{2})], \quad (4.2.5)$$

$$\text{- для DPSK : } P_C = 0,5 \exp[-\rho^2/2], \quad (4.2.6)$$

$$\text{- для FSK1 : } P_C = 0,5[1 - \text{erf}(\rho/2)], \quad (4.2.7)$$

$$\text{- для FSK2 : } P_C = 0,5 \exp[-\rho^2/4]. \quad (4.2.8)$$

Для определения вероятности ошибки при различных типах модуляции и методах комбинирования необходимо выражения из (4.2.2)–(4.2.4) подставить в соответствующие формулы (4.2.5)–(4.2.8).

При использовании объединяющего алгоритма по разнесенным каналам передаются не одинаковые копии информационного сигнала, а части блока символов, предварительно полученного из информационного сигнала

дополнительным блочным кодированием, для чего формируются b дополнительных проверочных символов, для $N=2$ их количество $b=k$. Разные части сформированного таким образом блока закодированного сигнала размером $n=k+b$ передаются одновременно, но по отдельности по разным каналам разнесения.

Формулу (4.1.1), приведенную в предыдущем разделе, можно преобразовать следующим образом. Уровень сигналов в каждом канале разнесения независимо меняется в каждый момент времени, соответственно меняются текущие вероятности ошибки (P_k и P_b) в передаваемых информационной и проверочной частях блока, определяемые формулами (4.2.5)–(4.2.8). Так как эти значения пропорциональны среднему количеству ошибок в соответствующих частях блока, то вероятность ошибки по блоку в целом, определяющаяся средним количеством ошибок в нем, будет равна $P_1=(P_k+P_b)/2$. Отсюда в результате декодирования блочного кода средняя по блоку вероятность ошибки за счет исправления их части уменьшается с P_1 до P_C и становится равной:

$$P_C = \frac{1}{b+k} \sum_{i=b/2+1}^{b+k} i \frac{(b+k)!}{i!(b+k-i)!} P_1^i (1-P_1)^{b+k-i}$$

Величина P_C определяется также выбранным размером группы, в которую объединяются последовательно расположенные символы информационной последовательности. Для кратности разнесения $N=2$, для различных методов комбинирования и видов модуляции были произведены расчеты сравнительной помехоустойчивости комбинирования и разнесенного кодирования и получены «границы», определяющие, где преимущества имеет один или другой метод.

Результаты расчетов приведены на рисунках 4.2.4–4.2.12. Все рисунки организованы по одинаковому принципу. Области определения значений двух принятых разнесенных сигналов u_1 и u_2 выбраны в интервале от -10 дБ до $+10$ дБ. Для каждого сочетания этих двух значений определялась вероятность

ошибки, которую можно получить, используя один из классических видов комбинирования и используя объединяющий алгоритм. Результаты расчетов показали, что для одних сочетаний наблюдается преимущество одного метода, для других сочетаний – другого. Получены графики границ, отделяющие преимущественные области обоих методов. Темные области на рисунках обозначают сочетания значений u_1 и u_2 , где наблюдается преимущество в помехоустойчивости у методов комбинирования, светлые области – у объединяющего алгоритма.

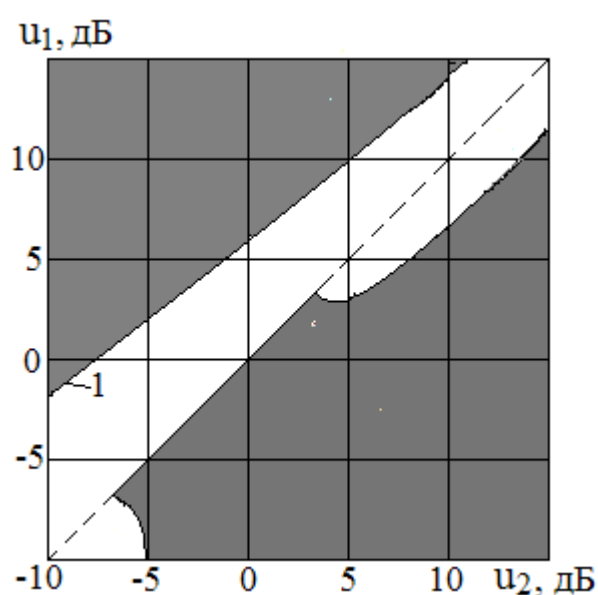


Рис. 4.2.4.

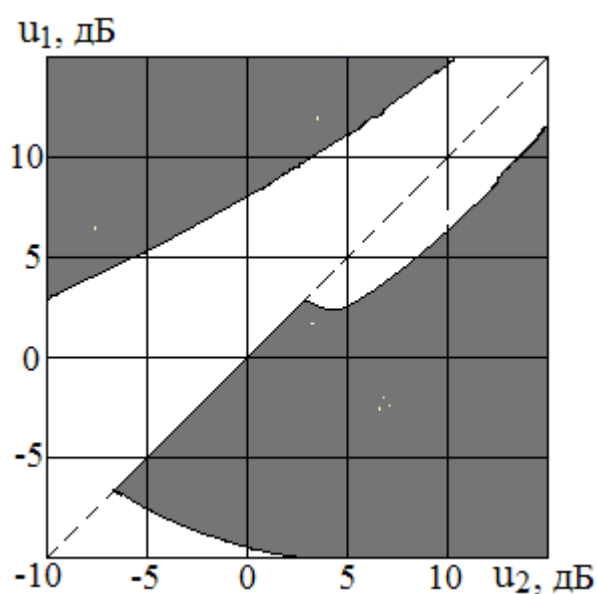


Рис. 4.2.5.

Рисунки 4.2.4, 4.2.7 и 4.2.10 относятся к методу оптимального сложения, рисунки 4.2.5, 4.2.8 и 4.2.11 – к методу линейного сложения и рисунки 4.2.6, 4.2.9 и 4.2.12 – к методу автовыбора. Поскольку все графики симметричны относительно биссектрисы первого квадранта этой системы координат, то верхняя и нижняя половины первого квадранта на всех рисунках отведены графикам, относящимся к разным видам модуляции и значения параметра k .

Таким образом, графики на рисунках 4.2.4-4.2.9 получены для значения $k=4$, верхние половины квадрантов на рисунках 4.2.4-4.2.6 приведены для

модуляции BPSK, нижние половины квадрантов на этих рисунках приведены для модуляции DPSK. Верхние половины квадрантов на рисунках 4.2.7-4.2.9 приведены для модуляции FSK1, нижние половины квадрантов – для модуляции FSK2.

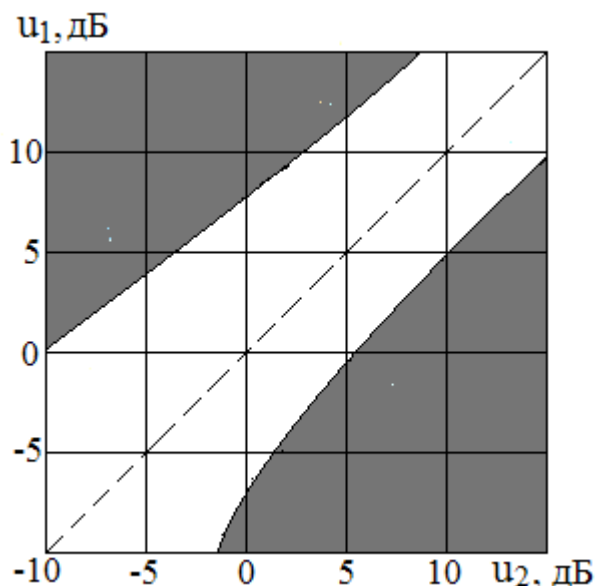


Рис. 4.2.6.

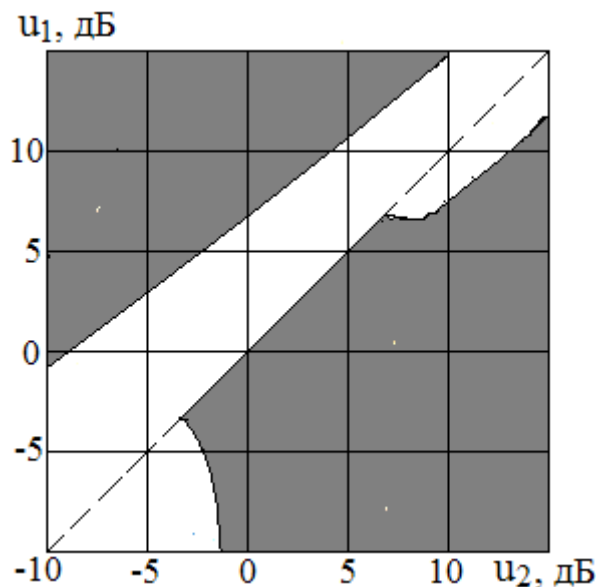


Рис. 4.2.7.

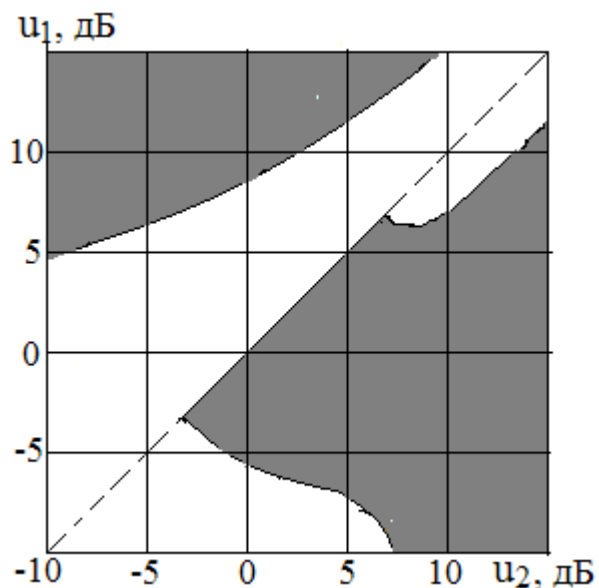


Рис. 4.2.8.

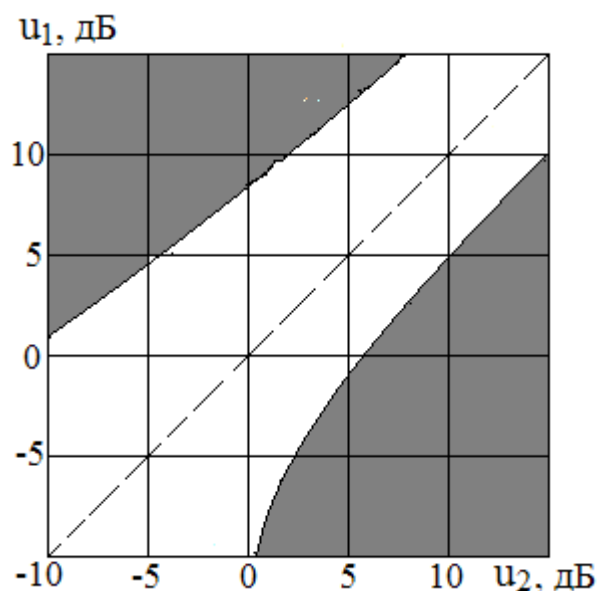


Рис. 4.2.9

На рисунках 4.2.10 (оптимальное сложение), 4.2.11 (линейное сложение) и 4.2.12 (автовывбор) приведены графики для метода BPSK при $k=8$ (верхняя половина квадранта) и для $k=12$ (нижняя половина квадранта).

Рассмотрение полученных результатов позволяет сделать ожидаемые выводы, что комбинирование имеет преимущество в помехоустойчивости перед разнесенным кодированием в случае, когда принятые разнесенные сигналы относительно малы, либо значительно различаются по уровню. Преимущество объединяющего алгоритма наблюдается в областях, тяготеющих к биссектрисе квадранта. Имея статистику замираний уровня сигнала на различных трассах, можно рекомендовать к применению соответствующий метод, либо при наличии обратной связи производить адаптацию линии переключением системы на тот или иной метод передачи разнесенных сигналов.

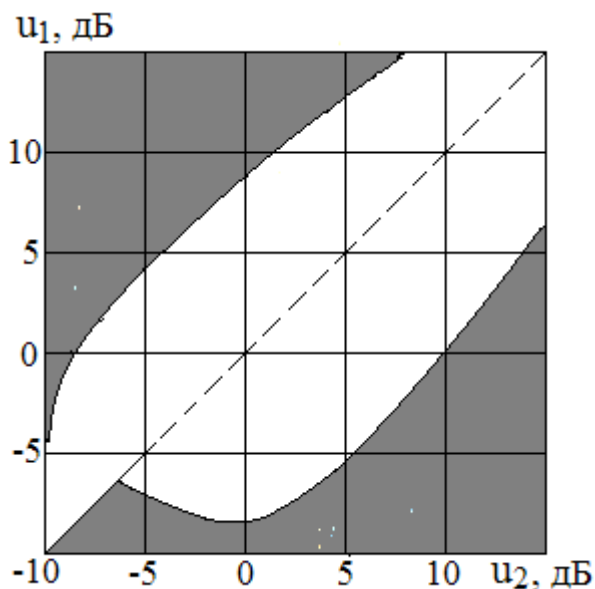


Рис. 4.2.10.

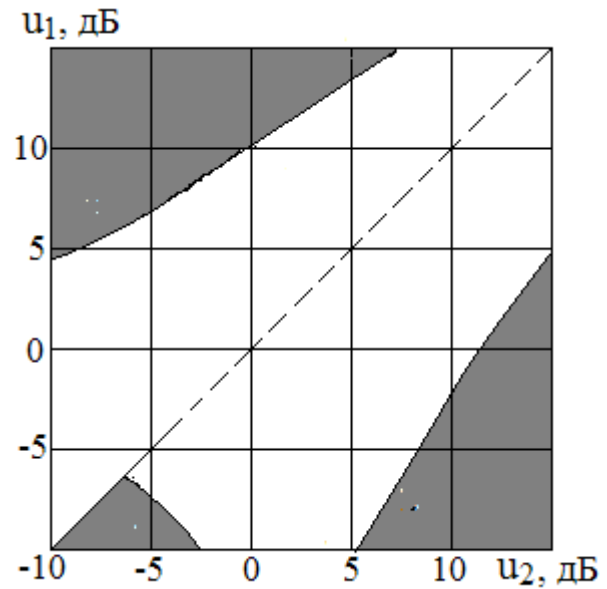


Рис. 4.2.11.

Рассмотрим пример реализации адаптации линии передачи разнесенных сигналов. Укрупненная структурная схема для реализации описываемого адаптации линии при двукратном частотном разнесении представлена на рис. 4.2.13. Предполагается, что линия передачи – двусторонняя, и подобные схемы приемопередатчиков работают на обеих сторонах. Передача ведется на несущих частотах f_1 и f_2 , прием – на несущих частотах f_3 и f_4 . Направления передачи и приема разделяются с помощью разделительного фильтра (РФ).

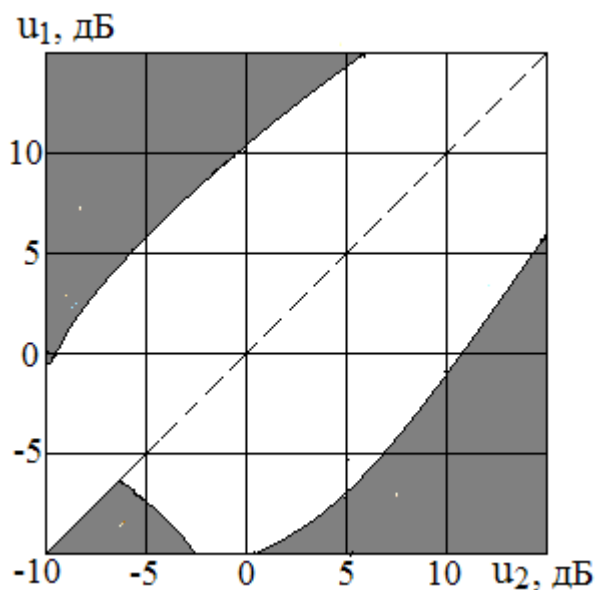


Рис. 4.2.12.

Информационные символы S_{IN} , поступают на кодер (К), где их поток разделяется на группы по k символов, и на их основе формируется блочный код одним из известных методов. На выходе кодера вырабатывается только символьная последовательность из проверочных символов длиной $b=k$, время ее формирования равно T_{F1} . В блоке задержки БЗ1 осуществляется задержка входной последовательности S_{IN} на время T_{F1} . При этом на входы коммутатора (Комм 1) одновременно поступают две последовательности символов одинаковой длины $k=b$, одна из них – информационная, другая – полученная на ее основе проверочная.

Один из передатчиков (Прд 1) на несущей частоте f_1 с помощью антенной системы излучает в основном канале сигнал информационной последовательности S_{IN} . Другой передатчик (Прд 2) на несущей частоте f_2 излучает в основном канале последовательность символов, которую получает с выхода блока Комм 1. Блок Комм 1 на свой выход подключает один из входных сигналов на основе управляющей информации, полученной со служебных каналов приемников (Прм 1 и Прм 2). Эта управляющая информация передается со станции другой стороны и формируется на основе уровней анализа принятых там разнесенных сигналов на несущих частотах f_1 и f_2 .

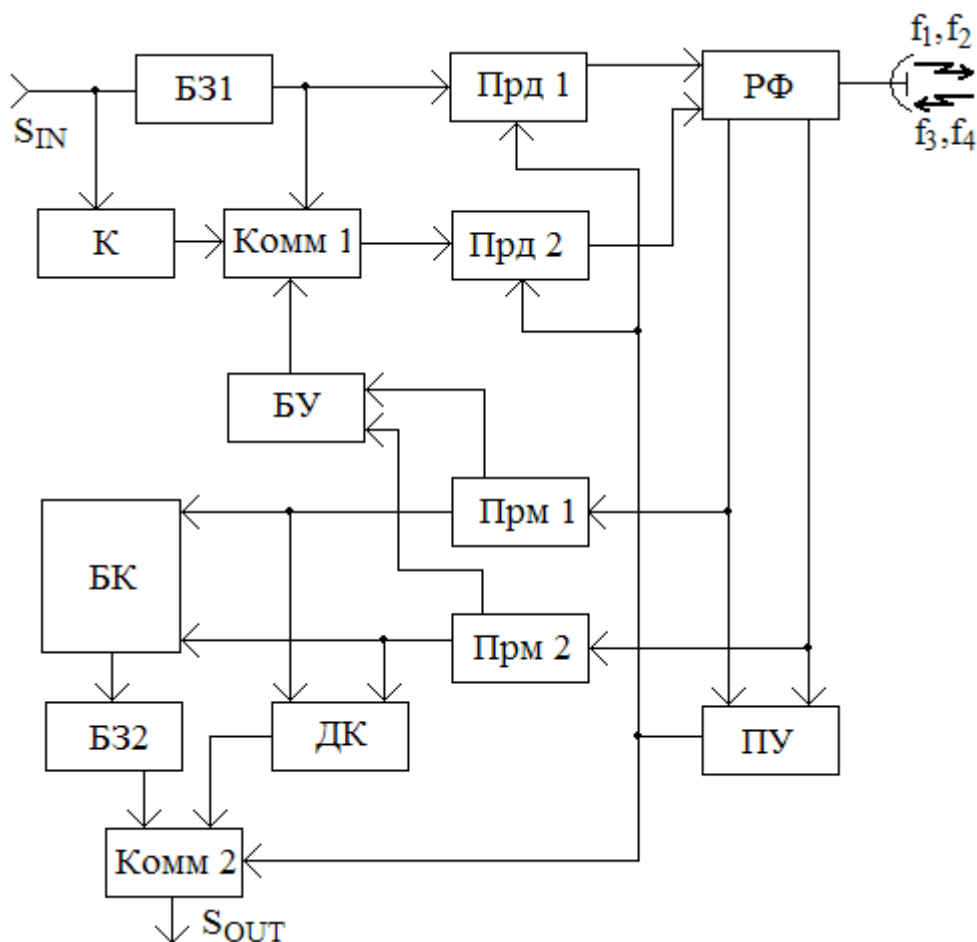


Рис. 4.2.13.

Приемники (Прм 1 и Прм 2) принимают и основные, и служебные сигналы. Основные сигналы направляются в блок комбинирования (БК) и в декодер блочного кода (ДК). В блоке комбинирования осуществляется обработка принятых сигналов одним из методов. В блоке ДК на основе поступивших информационной и проверочной частей общего информационного блока производится исправление возникших ошибок. В случае, если в принятом блоке число ошибок превышает допустимое, то информационная часть подается на выход ДК без обработки.

Для обоих этих вариантов на обработку принятой последовательности символов блоку ДК отводится время формирования T_{F2} , т.е. через этот интервал времени обработанная последовательность символов начинает поступать на его выход. На этот же интервал выходной сигнал блока БК задерживается по

времени в блоке задержки (БЗ2). Таким образом, на входы коммутатора (Комм 2) непрерывно поступает одна и та же последовательность информационных символов, но полученная с помощью комбинирования и с помощью объединяющего алгоритма.

Для управления коммутатором Комм 2 используется пороговое устройство (ПУ), которое непрерывно анализирует уровни сигналов, поступающих на приемники на несущих частотах f_3 и f_4 . В ситуации, когда при данных текущих уровнях сигналов на противоположной стороне лучше использовать классическое разнесение, то с помощью управляющего сигнала, передаваемого в служебных каналах передатчиков Прд 1 и Прд 2, коммутатор Комм 1 противоположной стороны подключает в соответствующий канал разнесения информационную последовательность символов. В случае, если лучше использовать объединяющий алгоритм, то подключается проверочная последовательность. Одновременно и коммутатор Комм 2 данной стороны переключает на свой выход сигнал, полученный комбинированием или декодированием.

Каждая сторона непрерывно анализирует сигналы, принимаемые с другой стороны, управляет используемым в данный момент методом формирования сигналов на противоположной стороне и одновременно переключает аппаратуру своей станции на обработку принятых сигналов в соответствии с используемым методом. Получаемый на выходе станции сигнал S_{OUT} повторяет сигнал S_{IN} , и в каждый момент оказывается сформированным тем из методов, который при текущих уровнях сигнала может обеспечить наилучшую помехоустойчивость.

Выводы.

1. Частотное разнесение сигналов можно использовать как в классическом виде, так и в форме объединяющего алгоритма, при этом передаваемый поток информационных символов дополнительно кодируется независимо от того, был ли он уже предварительно закодирован, или же предварительное кодирование отсутствует. При этом дополнительное кодирование

объединяющего алгоритма производится лишь для реализации операций алгоритма.

2. В зависимости от уровней принимаемых сигналов, применяемого вида модуляции и параметров разнесенного кодирования преимущества в помехоустойчивости имеет либо один, либо другой из методов.

3. Возможно объединение преимуществ обоих методов путем адаптации линии передачи разнесенных сигналов, когда используется тот из методов, который в текущий момент может обеспечить бóльшую помехоустойчивость.

4.3. Адаптивное кодирование при передаче сигналов по частотно-разнесенным каналам

Многие системы связи являются двухсторонними, то есть передача сигналов ведется в обоих направлениях. Если при этом имеется возможность выбора наилучшей несущей частоты в определенном диапазоне, то по каналу обратной связи могут указываться участки с наилучшим коэффициентом передачи, и передача производится именно на одном из этих участков частотного диапазона ([19,74,96,97]).

Значительные различия коэффициента передачи по частотному диапазону характерны для многолучевых каналов распространения и приводят к появлению частотно-селективных замираний, случайным образом появляющихся в разных областях рабочей полосы частот ([49,66-68]). Для определения участков рабочего диапазона с наилучшими условиями работы применяются различные алгоритмы сканирования частотного диапазона. Информация об их расположении по служебным каналам поступает обратно на передатчик и управляет его работой. Однако и в этом случае, даже при использовании кодирования, помехоустойчивость зачастую недостаточна для передачи сигналов с нужным уровнем качества ([19,43,67,68,96-98]).

Значительно улучшить помехоустойчивость или увеличить скорость передачи возможно применением адаптации параметров блочного кодирования при одновременной передаче на нескольких несущих частотах.

Сущность алгоритма адаптации заключается в следующем.

По каналу обратной связи система получает информацию о текущем коэффициенте передачи по каждой возможных рабочих частот, измеренном специальным тестовым сигналом. Если раньше для передачи в каждый момент времени использовалась только наилучшая из этих частот, где коэффициент передачи наибольший из всех n каналов, то теперь будет использоваться сразу несколько (m) частот, на которых коэффициент передачи больше, чем на остальных $n-m$ частотах. (В каждый конкретный момент времени эти частоты по-

разному располагаются по частотному диапазону в зависимости от текущего состояния среды распространения).

Весь набор используемых каналов рассматривается, как единый канал передачи, в расширенном поле которого будут располагаться передаваемые символы. Однако, даже среди нескольких наилучших каналов коэффициент передачи, а значит и уровень принимаемого сигнала, в одних каналах будет выше, чем в других. Для учета этого постоянно производится ранжирование принимаемого сигнала по уровню (по отношению «сигнал/шум») выбранных m каналов, а значит и по величине вероятности вносимой каналом ошибки, так как зависимость вероятности ошибки от величины отношения «сигнал/шум» является монотонной функцией.

Из-за того, что в распоряжении системы передачи вместо одного канала имеется несколько каналов, то появляется значительная избыточность временного ресурса, которым начинает в результате располагать система передачи. Степень кодирования (количество проверочных символов по сравнению с информационными) в таком едином канале передачи можно значительно увеличить, что значительно улучшает возможности декодера по исправлению ошибок и увеличивает помехоустойчивость передачи сигналов.

Если раньше весь информационный поток передавался в одном (пусть и наилучшем) канале, то теперь в нем будет передаваться только часть этого информационного потока. Остальные же части потока будут передаваться в других каналах. Они и хоть и несколько хуже наилучшего канала, но лучше остальных каналов и тоже могут передать через себя часть информационной нагрузки. При этом исходный информационный поток разделяется на m подпотоков и каждый из них кодируется и передается по своему каналу. На приемной стороне эти подпотоки декодируются своими декодерами и из них вновь формируется исходный передаваемый информационный поток.

Естественно, требуется, чтобы в таком полученном общем потоке, составленном из подпотоков, вероятность ошибки для каждого символа была одинаковой. В то же время условия передачи каждого подпотока различаются,

т.к. они передаются по каналам с различными значениями отношения «сигнал/шум».

Для выравнивания величины вероятности ошибки производится компенсация различий в передаче по разным каналам. Для этого при кодировании соотношение проверочных и информационных символов в каждом из каналов делается различным. В наилучшем канале оно минимально. В следующем по убывания «качества» канале оно выше, и т.д., таким образом, производится соответствующее ранжирование и по степени кодирования. При этом, когда при декодировании производится «сборка» общего сигнала из нескольких каналов, все символы оказываются равноправными и близкими по вероятности ошибки.

В качестве примера были произведены соответствующие расчеты для кодов Рида-Соломона. Результаты расчетов приведены в таблице 4.1. Таблица построена следующим образом.

Таблица 4.1.

b	P _{CP}	P ₁ =10 ⁻²			P ₁ =10 ⁻³		
		≤ 10 ⁻³	≤ 10 ⁻⁵	≤ 10 ⁻⁷	≤ 10 ⁻⁵	≤ 10 ⁻⁸	≤ 10 ⁻¹¹
2		≤ 10					
4		12 ÷ 50			≤ 8		
6		52 ÷ 106	≤ 16		10 ÷ 146	≤ 38	
8		108 ÷ 168	18 ÷ 36	≤ 6	> 146	40 ÷ 122	≤ 16
10		> 168	38 ÷ 66	8 ÷ 20		> 122	18 ÷ 60
12			68 ÷ 102	22 ÷ 38			62 ÷ 132
14			104 ÷ 140	40 ÷ 60			> 132
16			142 ÷ 184	62 ÷ 84			
18			> 184	86 ÷ 114			
20				> 114			

Рассмотрены два исходных значения вероятности P_1 ошибки одного символа, равные 10^{-2} и 10^{-3} . Добавление к k информационным символам блока

еще b проверочных символов уменьшит значения вероятности ошибки, которая в среднем по блоку станет иметь величину, равную P_{CP} . Границы значений таких k показаны в клетках таблицы. Таким образом, при различных уровнях входного сигнала в любом канале (и соответствующем изменении отношения «сигнал/шум» и вероятности символьной ошибки) можно, выбирая степень кодирования, обеспечить после декодирования близкие во всех каналах вероятности ошибки. Поэтому имеет смысл использовать не один, а несколько наилучших каналов.

При рассмотрении одиночных каналов с замираниями наиболее распространена рэлеевская модель распределения замираний. Однако после ранжирования распределения ранжированных сигналов уже перестают быть рэлеевскими. Если рассматривать набор из m наибольших сигналов, как порядковых статистик, то функция распределения r -того сигнала при использовании релеевской модели замираний будет иметь следующий вид (отсчитывая r от максимального сигнала, $r=0$ – максимальный сигнал, $r=1$ – максимальный из $m-1$ оставшихся, и т.д.):

$$\begin{aligned}\omega_1^{(r)}(x) &= n C_{n-r-1}^{n-1} [F_1(x)]^{n-r-1} [1-F_1(x)]^r \omega_1(x) = \\ &= \frac{x}{\sigma^2} \frac{n!}{(n-r-1)!r!} \sum_{i=0}^{n-r-1} (-1)^i C_i^{n-r-1} \exp\left\{-\frac{x^2}{2\sigma^2}(i+r+1)\right\},\end{aligned}$$

где F_1 , ω_1 – рэлеевские интегральное распределение и плотность распределения;

σ – параметр этого распределения; $C_b^a = \frac{a!}{b!(a-b)!}$.

При этом отношение среднего значения $\frac{x_{CP}^{(r)}}{x_{CP}}$ r -того ранжированного сигнала к среднему значению сигнала одиночного канала (без ранжирования) будет равно

$$\frac{x_{CP}^{(r)}}{x_{CP}} = \frac{n!}{(n-r-1)!r!} \sum_{i=0}^{n-r-1} (-1)^i C_i^{n-r-1} (i+r+1)^{-\frac{3}{2}}.$$

Возрастание (или убывание) среднего уровня ранжированного сигнала определяется общим числом каналов n , из которого выбираются лучшие каналы, и порядком расположения r рассматриваемого сигнала в ранжированном списке. В таблице 2 приведены результаты расчетов увеличения (или уменьшения) среднего уровня ранжированных сигналов для некоторых значений r и n по сравнению со средним уровнем одиночного сигнала (в децибелах).

Таблица 4.2

n	2	3	4	5	6	7	8	9	10	15
r										
0	2,23	3,26	3,90	4,35	4,69	4,06	5,18	5,37	5,53	6,12
1	-3,01	-0,29	1,01	1,83	2,42	2,85	3,21	3,50	3,05	4,57
2		-4,77	-1,83	-0,38	0,54	1,20	1,71	2,10	2,10	3,77
3			-6,02	-2,96	-1,42	-0,43	0,29	0,836	0,836	2,57
4				-6,99	-3,85	-2,24	-1,20	0,45	0,13	2,18
5					-7,78	-4,58	-2,93	-1,86	-1,07	0,99
6						-8,45	-5,22	-3,53	-2,42	0,45
7							-9,03	-5,76	-4,05	-0,48
8								-9,54	-6,24	-1,30
9									-10,0	-2,23

С увеличением n среднее значение максимального из сигналов также, естественно, увеличивается, при этом также увеличивается количество сигналов, средний уровень которых заметно превышает средний уровень одиночного сигнала. Средний уровень минимальных в ранжированном списке сигналов меньше среднего уровня одиночного сигнала. Нижние значения в каждом столбце показывают, на сколько децибел средний уровень минимального из рассматриваемых n сигналов ниже среднего уровня одиночного сигнала. Переход между положительными и отрицательными величинами указывает

максимальное количество частот, при использовании которого может быть получен выигрыш. Однако, поскольку вблизи этой границы выигрыш невелик, то в практических условиях необходимо выбирать значение m меньше этого граничного максимального количества.

Работа алгоритма поясняется рисунком 4.3.1.

На верхнем графике этого рисунка показан пример частотной характеристики канала передачи в какой-то момент времени в пределах рабочего диапазона частот ΔF . Коэффициент передачи $K(f)$ на каких-то частотах имеет провалы из-за частотно-селективных замираний, на других частотах коэффициент передачи имеет значительную величину. Нумерованными прямоугольниками (от 1 до 10, т.е. $n=10$) обозначены полосы частот, в которых может передаваться информационный сигнал.

На втором сверху графике приведена условная схема ранжированных по уровню возможных каналов передачи с указанием их номеров. Часть из них (на рисунке – пять каналов, но для передачи сигналов выбрано четыре канала) имеют средний уровень выше среднего уровня одиночного канала, остальные – ниже этого среднего уровня.

Эти каналы выбираются для передачи сигналов. В каждом из них соотношение между k и b различное, от наибольшего (k_1/b_1) до наименьшего (k_4/b_4). (Доля информационных символов условно показана белым цветом, доля проверочных символов – темным.)

На приемной стороне перед декодированием все четыре подпотока объединяются, образуя единую информационную часть блока $k=k_1+k_2+k_3+k_4$ и единую проверочную часть $b=b_1+b_2+b_3+b_4$.

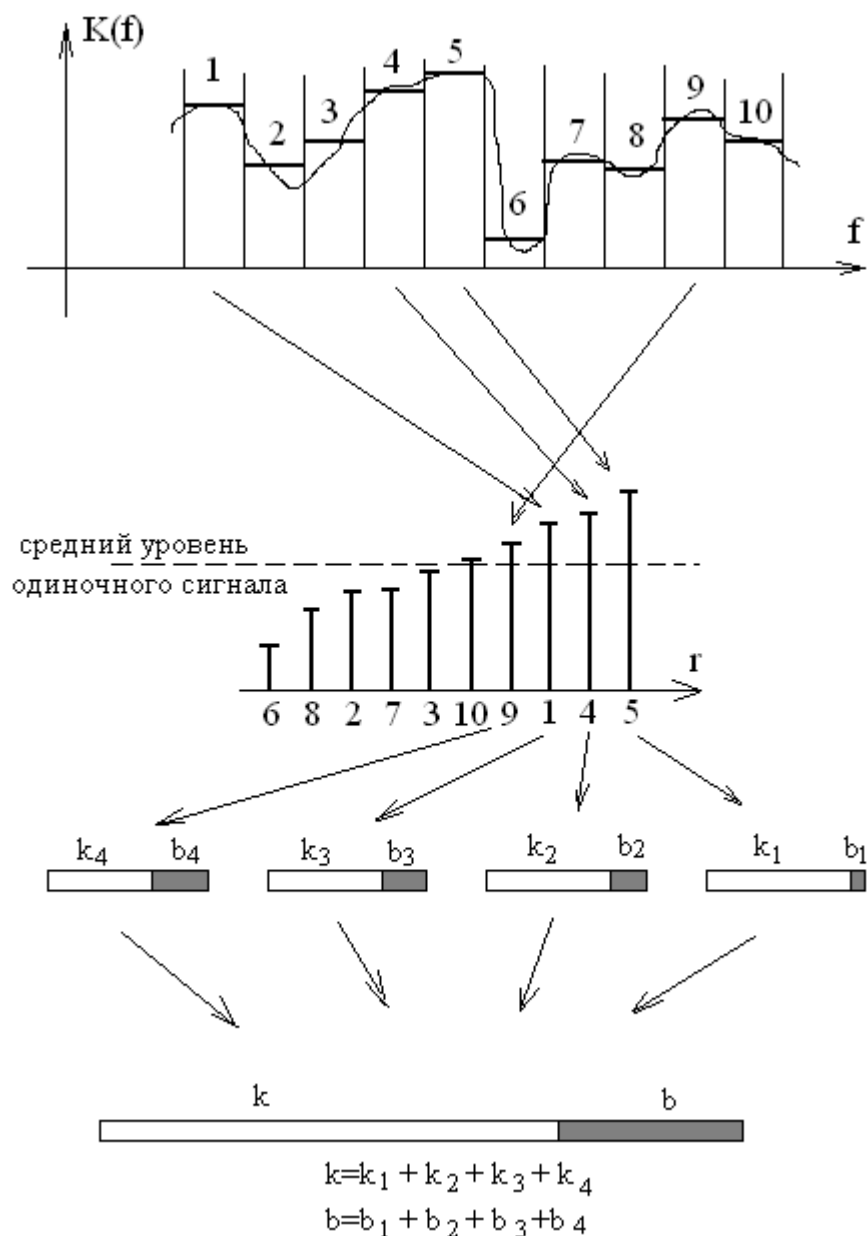


Рис. 4.3.1.

На рисунке 4.3.2. приведена укрупненная структурная схема возможного варианта реализации подобного алгоритма в одной приемо-передающей станции. Система работает в дуплексном режиме, используемые частотные диапазоны различных станций не совпадают для передачи в обоих направлениях.

При работе системы предполагается, что имеющееся в распоряжении системы n частот разнесены между собой на интервал, больший интервала частотной корреляции на этом участке трассы. При этом определяется, сколько частот с наилучшим коэффициентом передачи будет использовано, т.е. число m .

При этом известно, насколько различаются средние показатели помехоустойчивости каждой из этих частот. Исходя из этого определяются параметры кодеров, производящих кодирование подпотоков, которые для них выделены. После декодирования средние вероятности символьной ошибки в каждом из каналов (на каждой из этих частот) близки по величине. Эти параметры реализуются кодерами $1 \div m$. (Наилучший по качеству канал имеет номер 1, следующий по убыванию качества имеет номер 2, и т.д.).

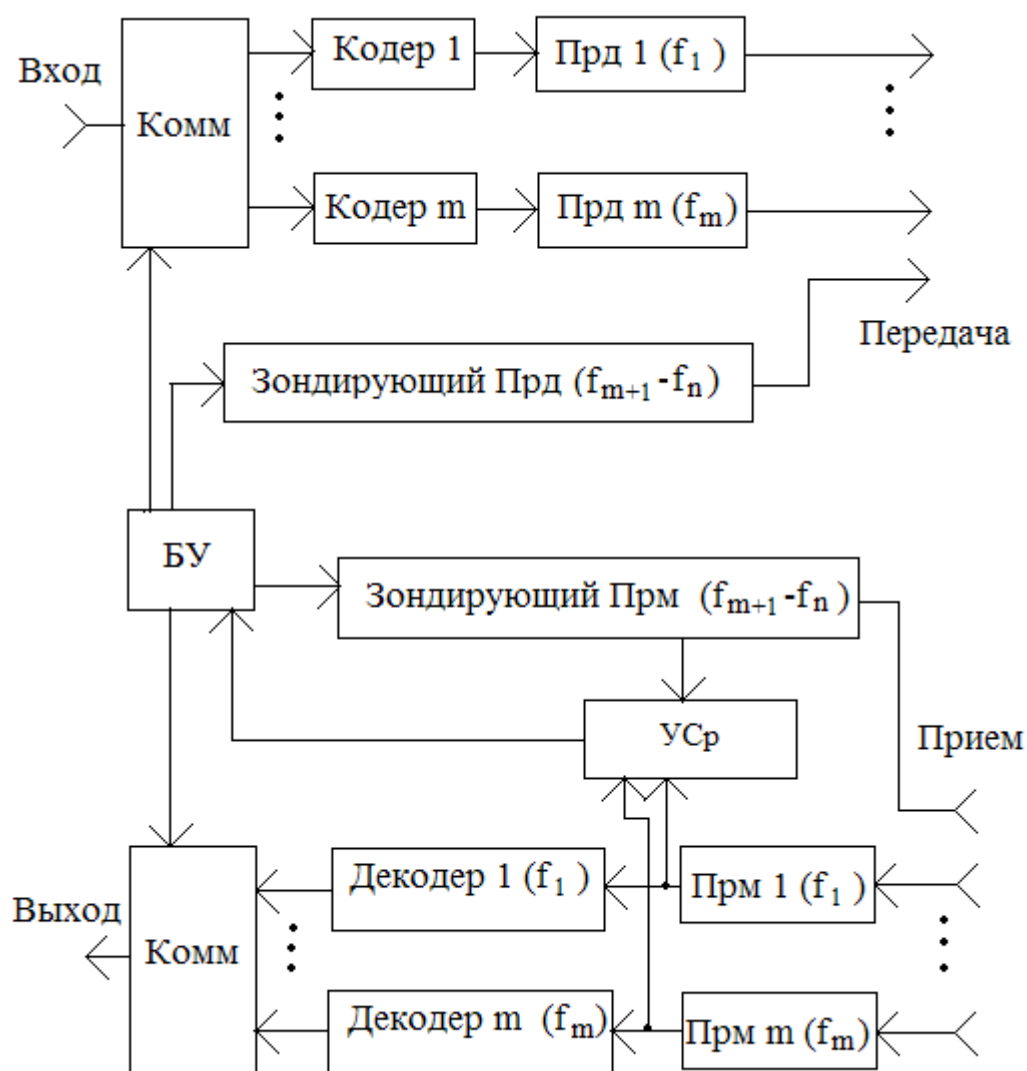


Рис. 4.3.2.

На вход передающей части поступает информационный цифровой поток, который необходимо передать по системе связи. Коммутатор (Комм) поочередно направляет его на различные кодеры.

Длина n блоков, формируемых каждым кодером, одинакова, а компенсация различий в коэффициенте передачи разных каналов производится изменением соотношения между длинами информационной и проверочной частей блока. При этом все передатчики работают с одинаковой частотой следования символов, и энергия всех символов одинакова. Однако при этом коммутатор распределяет различное количество информационных символов разным кодерам. Каждый передатчик работает без пауз, и за n тактов в линию связи передается $\sum_{i=1}^m k_i$ информационных символов (k_i – количество информационных символов в блоке i -го кодера. Набор номеров конкретных m частот, на которых в данный момент передаются сигналы (из n возможных), сохраняется в течение определенного интервала времени, пока блок управления не решит, что в связи с изменением величин коэффициентов передачи выгоднее передавать на других частотах.

Решение принимается на основе непрерывного всего зондирования рабочего диапазона частот. Зондирование производится следующим образом. Мощности излучаемых передатчиками сигналов на используемых m частотах одинаковы и заранее известны на приемной стороне. Измерение уровней принятых сигналов на каждой из них покажет величину текущих значения коэффициентов передачи на этих частотах.

На оставшихся $n-m$ частотах, которые в данный момент для передачи информационного потока не используются, с помощью отдельного зондирующего передатчика (Прд) передаются зондирующие сигналы. Передача зондирующих сигналов может быть организована по двум вариантам:

1. Непрерывная передача на всех оставшихся частотах сигналов небольшого уровня, значительно меньшего, чем сигналы на частотах, где передается основная информация. Зондирующие сигналы также несут некоторую информацию, указывающую номера частот, где в данный момент

наблюдаются наилучшие коэффициенты передачи в диапазоне передачи другой станции, с которой производится связь. Она используется другой стороной для выбора и использования именно этих наилучших частот. Однако этот вариант более сложен при передаче.

2. По второму варианту используется один перестраиваемый передатчик. Зондирующий сигнал поочередно перебирает частоты, неиспользуемые в данный момент для передачи основного информационного сигнала. Перебор осуществляется по заранее оговоренному алгоритму. Уровень сигнала невелик и одинаков на всех частотах. Перебор осуществляется в течение времени, существенно меньшего, чем квазипериод замираний. Поскольку на приемной стороне алгоритм перебора известен, то за счет накопления, даже небольшой энергии сигналов достаточно как для оценки состояния каналов на неиспользуемых частотах и фиксации изменений этого состояния, так и для передачи указаний для управления перестройкой передатчиков другой стороны.

В приемной части каждой станции принимаются сигналы на m наилучших частотах и на остальных частотах, свободных от передачи основного информационного потока. Сигналы с наилучших частот декодируются и с помощью коммутатора вновь собираются в непрерывный информационный поток, подаваемый на выход. Так как на приемной стороне известны степени кодирования на каждой из m частот, в соответствии с этим декодеры производят декодирование.

В течение всей работы сигналы всех n частот поступают на устройство сравнения (УСР). Поскольку соотношения между уровнями передаваемых зондирующих сигналов и сигналов на частотах, используемых для передачи информационного потока, известны, это позволяет сравнить коэффициенты передачи до данной станции от другой станции на всех n частотах и передать на другую станцию номера m наилучших из них. Работа всех блоков управляется с помощью блока управления (БУ).

Если работа организована в полудуплексном режиме, то обеими станциями используется один и тот же диапазон частот, а передача и прием производятся

поочередно. Так как величина коэффициентов передачи на всех частотах используемого диапазона одинакова в обе стороны, то в обеих станциях коэффициенты передачи на каждой из частот, измеренные в режиме приема, учитываются при выборе наилучших частот в последующем режиме передачи.

Выводы:

1. При наличии обратной связи в системе с выбором оптимальных рабочих частот возможно организовать адаптивную работу средств кодирования передаваемого цифрового сигнала.
2. Система использует не одну наилучшую, а несколько лучших частот, при этом степень кодирования на каждой из используемых частот определяется текущим уровнем коэффициента передачи на этой частоте.

4.4. Выводы

1. Совместное использование особенностей методов блочного кодирования и частотного разнесения позволяет значительно увеличить помехоустойчивость передачи цифровых сигналов.
2. Поскольку при различных соотношениях между уровнями принимаемых разнесенных сигналов и различных методах комбинирования преимущества в помехоустойчивости имеют и комбинирование, и кодирование, возможно построение адаптивной системы передачи, выбирающей тот или иной метод в зависимости от условий работы.
3. При возможности выбора используемой частоты в рабочем диапазоне предлагается использовать ранжированный набор наилучших рабочих частот.
4. Наличие обратного канала в системе передачи позволяет при передаче оперативно адаптировать параметры кодирующих устройств в соответствии с текущими свойствами каждого канала.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В географическо-климатических условиях Республики Ангола возможно использование различных видов систем связи, в которых для повышения помехоустойчивости передачи информации необходимо применять комбинированные методы борьбы с помехами с использованием разнесенного приема и кодирования цифровых сигналов с исправлением ошибок.

1. Выбор вида системы связи необходимо осуществлять в зависимости от освоенности территории и приближения к транспортным магистралям; в районе их расположения необходимо применять кабельные линии, при удалении от магистралей имеет смысл использовать радиорелейные линии связи.

2. Для повышения помехоустойчивости и эффективности передачи цифровой информации по системам связи определенными преимуществами обладают блочные коды, в частности, коды Рида-Соломона. Рассмотрены возможности их применения при повышении скорости передачи кодированных символов, позволяющие существенно снизить вероятность битовой ошибки.

3. Предложено использовать новые модифицированные варианты алгоритмы декодирования кодов Рида-Соломона, которые по эффективности приближаются к «мягкому» декодированию и дают выигрыш в помехоустойчивости до 1 дБ

4. Рассмотрены реализационные основы декодеров, приближающихся по помехоустойчивости к «мягкому» декодированию на основе современной элементной базы.

5. Предложено использовать в системах связи с частотным разнесением модифицированный вариант блочных кодов, при котором по частотно разнесенным каналам передаются различные фрагменты кодовых слов, дающий возможность в различных условиях повысить помехоустойчивость передачи на 2-4 дБ. Исследовано его использование при различных схемах комбинирования разнесенных сигналов и совместное применение кодирования и комбинирования сигналов.

6. В двухсторонних системах передачи предложено применять адаптивные алгоритмы распределения фрагментов кодовых слов по наилучшим частотным каналам с учетом их характеристик на основе информации, поступающей по обратному каналу. Исследованы возможности алгоритмов и показано, что их применение дает возможность увеличивать помехоустойчивость передачи на 2-3 дБ.

7. Основные теоретические положения подтверждены результатами моделирования.

Список литературы

1. http://www.gaw.ru/html.cgi/txt/publ/igbt/nxp_tr.htm
2. Полушин П.А. Адаптивный генератор накачки волноводных лазеров / Полушин П.А., Самойлов А.Г. / Приборы и техника эксперимента. – 1995, №2. – С.99-106.
3. Минеев А.П. Адаптивное устройство согласования генератора ВЧ накачки и газоразрядного лазера / Минеев А.П., Полушин П.А., Самойлов А.Г. / Препринт ИОФ АН СССР № 19. – Москва. 1992. – 17с.
4. Зеленов Д.Ю. Адаптивное согласование высокочастотных генераторов с переменными нагрузками /ЗеленовД.Ю., СамойловА.Г., СамойловС.А. / Проектирование и технология электронных средств, №3 , 2006. – С. 7-13.
5. Фролов И.Ю. Построение мощных адаптивных цепей согласования генераторов ВЧ с переменной нагрузкой / Фролов И.Ю., Каганцов С.М., Соловьев А.В. // Межвуз. сб. научн. тр. «Методы и устройства передачи и обработки информации» – СПб.: Гидрометеиздат. – 2003. – С. 34-38.
6. Патент РФ № 95199. Адаптивный высокочастотный генератор. / Полушин П. А., Самойлов А. Г., Самойлов С. А., Рябоконь А. В. // Бюл. №16 – 10.06.2010.
7. <http://vlobatch.narod.ru/RRL/MetRRL.htm#6.1>. Mod analog
8. Полушин П.А., Самойлов А.Г. Избыточность сигналов в радиосвязи. М.: Радиотехника, 2006. - 256с.
9. Немировский А.С. О приёме при сложении сигналов, разнесённых по углу прихода луча при дальнем тропосферном распространении УКВ // Электросвязь, 1960, №8. – С.23-31.
10. Полушин П.А. Помехоустойчивость устройств комбинирования сигналов в условиях четырёхпараметрического распределения замираний амплитуды сигнала. - В кн.: Повышение эффективности и надёжности радиоэлектронных систем: Межвуз. ст. науч. трудов. - Л.: ЛЭТИ, вып. 8, 1978. - С.10-15.

11. Фалько А.И. Адаптивные разнесенный прием в условиях действия сосредоточенных по спектру помех // Радиотехника, 1977, т.32, ч.1, №6 – с.10-15; ч.2, №9. – С.16-21.
12. Фалько А.И. Разнесенный прием с самообучением в канале с сосредоточенными по спектру помехами // Изв. вузов. Радиоэлектроника, 1977, т.20, №8. – С.40-44.
13. А.с. №1277409 (СССР). Устройство сдвоенного приема сигналов с разнесением частот / Левин Е.К., Покровская И.М., Полушин П.А., Самойлов А.Г.
14. Быховский М.А. Принципы построения устройств разнесенного приема ЧМ сигналов // Электросвязь, 1976, №4 – С.17-24.
15. А.С. 919110 (СССР). Устройство сложения разнесенных сигналов / Полушин П.А., Самойлов А.Г., Тараканков С.П.
16. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. – М.: Связь, 1969. - 375с.
17. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи. - М.: Сов. радио, 1961(т.1), 1962(т.2).
18. Немировский А.С., Рыжков Е. В. Системы связи и радиорелейные линии. -М.: Связь, 1980. - 432с.
19. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлёва. - М.: Радио и связь, 2000.- 520с.
20. Полушин П.А. Обработка многоканальных телекоммуникационных сигналов, как компактификация многомерного объекта в гильбертовом пространстве // Материалы 5й МНТК “Перспективные технологии в средствах передачи информации – ПТСПИ 2003”, Владимир, 2003. – С.69-7
21. Варакин Л.Е. Теория систем сигналов. – М.: Сов. Радио, 1978 – 304с.
22. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники – М.: Сов. радио, 1974, т.1. – 552с; 1975, т.2. –392с.; 1976, т.3. – 288с.
23. Основы построения телекоммуникационных систем и сетей / В.В. Крухмалев и др. – М.: Горячая линия-Телеком, 2004. – 510 с.

24. Телекоммуникационные системы и сети. Том 1 / Б.И. Крук, В.Н. Попантонопуло, В.П. Шувалов – М.: Горячая линия-Телеком, 2003. – 647 с.
25. Верник, С.М. и др. Линии связи. – М.: Радио и связь, 1995. – 122 с.
26. Строительство кабельных сооружений связи. Справочник. – М.: Радио и связь, 1990. – 201 с.
27. Правила технической эксплуатации первичных сетей ВСС РФ. Книга третья., М., 1998.
28. Гроднев, И.И. и др. Коаксиальные кабели связи.– М.: Радио и связь, 1983. – 99 с.
29. Инструкция по проектированию линейно-кабельных сооружений связи. ВСН 116-93.
30. Строительство и техническая эксплуатация ВОЛС. – М., 1995.
31. Руководство по прокладке, монтажу и сдаче в эксплуатацию ВОЛС магистральных сетей, М.1995
32. Руководство по защите оптических кабелей от ударов молнии, ЦНИИС, М, 1999
33. ВНТП 115-80 Проводные средства связи. Магистральные кабельные линии связи
34. Портнов Э.Л. Принципы построения первичных сетей и оптические кабельные линии связи. М., Горячая линия-Телеком, 2008 – 544 с.
35. ВСН 116-93 Инструкция по проектированию линейно-кабельных сооружений связи
36. ВСН 600-81 Инструкция по монтажу сооружений и устройств связи, радиовещания и телевидения
37. Гроднев И.И. Волоконно-оптические линии связи – М.: Радио и связь, 1990. 165 с.
38. Шарварко В.Г. Волоконно-оптические линии связи – М.: Радио и связь, 2006. – 211 с.
39. Фриман Р. Волоконно-оптические системы связи – М.: Техносфера, 2003. – 377 с.

40. Инженерно-технический справочник по радиосвязи. Радиорелейные линии. – М.: Связь, 1970. – 440 с.
41. Мордухович, Л.Г. Радиорелейные линии связи. – М.: Радио и связь, 1989. – 160 с.
42. Радиорелейные и спутниковые системы передачи / А.С. Немировский и др. – М.: радио и связь, 1986. – 392 с.
43. Прокис Д. Цифровая связь. Пер. с англ./ Под ред. Д.Д. Кловского.- М.: Радио и связь, 2000. - 800 с.
44. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. Пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлева. - М.: Радио и связь, 2000. - 520 с.
45. BERLECAMP, E.R.: Algebraic Coding Theory, McGraw – Hill, New York, 1970.
46. Тонг С.Я. Методы синхронизации при передаче сообщений двоичными циклическими кодами. Перевод Ю.И. Журавского. Некоторые вопросы теории кодирования. Сборник переводов / Под. редакцией Э.Л. Блоха, М.С. Пинскера. М.: Мир, 1970.
47. Акимов В.Н., Белюстина Л.Н., Белых В.Н. и др. Системы фазовой синхронизации / Под ред. В.В. Шахгельдяна, Л.Н. Белюстиной. - М.: Радио и связь, 1982. - 289 с.
48. Осмоловский С.А. Сравнительный анализ некоторых свойств стохастических кодов и кодов Рида-Соломона // Электросвязь, № 1, 1991.
49. Склад Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. - М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. - 1104 с.
50. Самсонов Б.Б., Плохов Е.М., Филоненков А.И., Кречет Т.В. Теория информации и кодирования. Ростов на Дону, 2002. - 288 с.
51. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. -М.: Связь, 1969. - 375 с.

52. Галкин А.П., Лапин А.Н., Самойлов А.Г. Моделирование каналов систем связи. - М.: Связь, 1979. - 96 с.

53. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки. - М.: Мир, 1986.-576 с.

54. Андреева Н.С., Деундяк В.М. Модель канала передачи данных и ее применение к анализу методов помехоустойчивого кодирования: Сб. трудов второго регионального научно-практического семинара // Информационная безопасность - Юг России. - Таганрог: ТРТУ, 2000. - С. 201-202.

55. К.Шеннон. Математическая теория связи. В сборнике "Работы по теории информации и кибернетике", ИИЛ, Москва, 1963.

56. К.Шеннон. Теория связи в секретных системах. В сборнике "Работы по теории информации и кибернетике". ИИЛ. Москва, 1963.

57. Каганцов С.М., Полушин П.А., Самойлов А.Г., Самойлов С.А., Фролов И.Ю. Кодек для цифровых радиорелейных станций // Пятая Российская конференция по атмосферному электричеству. Том 2, изд. «Транзит ИКС», Владимир. 2003. - С. 148-149.

58. Каганцов С.М., Полушин П.А., Самойлов А.Г., Самойлов С.А., Соловьев А.В., Фролов И.Ю. Кодек с исправлением ошибок для цифровых радиорелейных станций // Материалы НТК преподавателей, сотрудников и аспирантов ФРЭМТ. Владимир, ВлГУ, 2003. - С. 141-144.

59. Коржик В.И., Финк Л.М. Помехоустойчивое кодирование дискретных сообщений в каналах со случайной структурой. М.: Связь, 1975.

60. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. М.: Связь, 1982. - 304 с.

61. Рид И.С., Соломон. Полиномиальные коды над некоторыми конечными полями. Кибернетический сборник, вып. 7. М.: ИЛ, 1963.

62. Безруков В.Г., Мусаелян С.А., Рыжков А.В. Радиорелейное оборудование на рынке России. Состояние и перспективы.//

<http://www.radius.ru/images/upload/167ru/statia-n2.zip>

63. Дж. Кларк, мл., Дж. Кейн. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. Пер. с англ. - М.: Радио и связь, 1987/ - 392 с.
64. <http://www.nowcomponents.com/item2/АНА-1648.cfm>
65. Полушин П.А. Возможности метода разнесенного кодирования / Материалы 7-й МНТК «Перспективные технологии в средствах передачи информации» , Владимир, 2007ю – С. 198-199.
66. Немировский, А.С. Борьба с замираниями при передаче аналоговых сигналов. – М.: Радио и связь, 1984. – 208 с.
67. Полушин, П.А. Избыточность сигналов в радиосвязи / П.А. Полушин, А.Г. Самойлов – М.: Радиотехника, 2007. – 256 с.
68. Системы мобильной связи / Под ред. В.П. Ипатова. – М.: Горячая линия – Телеком, 2003. – 272 с.
69. Телекоммуникационные системы и сети / Под ред. В.П. Шувалова.– М.: Горячая линия – Телеком, 2003, т. 1 – 647 с.; 2004, т. 2 – 672 с.
70. Немировский А.С., Системы связи и радиорелейные линии / А.С. Немировский, Е.В. Рыжков – М.: Связь, 1980. – 432 с.
71. Кловский, Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. – М.: Связь, 1969. – 375 с.
72. Миддлтон, Д. Введение в статистическую теорию связи / пер. с англ. – М.: Сов. радио, 1961, Т. 1, – 782 с., 1962, Т. 2 – 831 с.
73. Галкин, А.П. Моделирование каналов систем связи / А.П. Галкин, А.Н. Лапин, А.Г. Самойлов. – М.: Связь, 1979. – 94 с.
74. Nakagami, M. The m-Distribution a General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading. – Statistical Methods in Radio Wave Propagation, New York, 1960.– 190 p.
75. Цифровая обработка сигналов / Под ред. А.Б. Сергиенко – СПб.: Питер, 2003. – 604 с.
76. Андронов, И.С. Передача дискретных сообщений по параллельным каналам /И.С. Андронов, Л.М. Финк. – М.: Сов. радио, 1971 – 406 с.

77. Гусятинский И.А. и др. Дальняя тропосферная радиосвязь. – М.: Связь, 1968. – 248 с.
78. Полушин П.А. Методы борьбы с помехами и искажениями. – LAP Lambert Academic Publishing, Saarbrücken, Germany. – 341 с.
79. Адаптивная компенсация помех в каналах связи. / Ю.И. Лосев [и др.]; Под ред. Ю.И. Лосева – М.: Радио и связь, 1988. – 208 с.
80. Защита от радиопомех / Под ред. М.В. Максимова. – М.: Сов. радио, 1976. – 496с.
81. Волков, Л.Н. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики / Л.Н. Волков, М.С. Немировский, Ю.С. Шинаков.–М.: Эко-Трендз, 2005. – 392 с.
82. Папалекси, Н.Д. Радиопомехи и борьба с ними. – М.: ОГИЗ, Государственное издательство технико-экономической литературы, 1942. – 187 с.
83. Атражев, М.П. Борьба с радиоэлектронными средствами /М.П. Атражев, В.А. Ильин, Н.П. Марьин. – М.: Воениздат, 1972. – 272 с.
84. Грудинская, Г.П. Распространение радиоволн. – М.: Связь, 1967. – 244 с.
85. Долуханов, М.П. Распространение радиоволн. – М.: Связь, 1965. – 400 с.
86. Милютин, Е.Р. Частотная селективность замираний в широкополосном канале мобильной радиосвязи / Е.Р. Милютин, А.Н. Никитин // Радиотехника и электроника. Статистическая радиофизика – 2003. – №3. – С. 299–302.
87. Коржик, В.И. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: Справочник. / В.И. Коржик, Л.М. Финк, К.Н. Щелкунов; под ред. Л.М. Финка – М.: Радио и связь, 1981. – 232 с.
88. Мордухович, Л.Г. Радиорелейные линии связи. – М.: Радио и связь, 1989. – 160 с.
89. Полушин, П.А. Возможность устранения искажений при передаче информации в условиях сложной помеховой обстановки / П.А. Полушин // Материалы 6-й МНТК «Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии». – Владимир, 2004. – С. 116–119.

90. Справочник по радиорелейной связи / Под ред. С.В. Бородича. – М.: Радио и связь, 1981. – 415 с.
91. ГОСТ 30338-95. Совместимость радиоэлектронных средств электромагнитная. Устройства радиопередающие всех категорий и назначений народнохозяйственного применения. Требования к допустимым отклонениям частоты. Методы измерения и контроля.
92. Галкин В.А. Цифровая мобильная радиосвязь. – М.: Горячая линия–Телеком, 2007. – 432 с.
93. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. – М.: Техносфера, 2006. – 320 с.
94. Злотник Б.М. Помехоустойчивые коды в системах связи. – М.: Радио и связь, 1989. – 232 с.
95. Основы построения телекоммуникационных систем и сетей / В.В. Крухмалев и др. – М.: Горячая линия–Телеком, 2004. – 510 с.
96. Авторское свидетельство СССР №565400. Устройство для передачи и приема радиосигналов с автоматическим выбором оптимальной частоты. Е.И. Клиот, Л.И. Чернобельский, МКИ Н04В7/22, Оп. 15.07.77, Бюл. №26.
97. Авторское свидетельство СССР №1667265 А1. Система радиосвязи с адаптацией по частоте. Е.И. Клиот, Г.В. Коновалов, МКИ Н04В7/165, Оп. 30.07.91, Бюл. №28.
98. Никитин, О.Р. Составное управление передачей разнесенных сигналов / О.Р. Никитин и др. Вестник Рязанского радиотехнического университета, №2 (вып. 40), 2012. – С. 125-129.
99. Полушин П.А. Возможности метода разнесенного кодирования / Материалы 7-й МНТК «Перспективные технологии в средствах передачи информации, Владимир, 2007. – С. 198-199.
100. Альтшрайдех А.М., Гомес Ж.Л., Самойлов А.Г., Самойлов С.А. Аппаратно-программный комплекс исследования помехоустойчивых кодов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы, 2014, №3. – С. 52-55.

101. Полушин П.А., Синицин Д.В., Джулани И., Гомес Ж.Л. Воздействие сосредоточенных помех на системы передачи сигналов со сверточным кодированием // Радиотехнические и телекоммуникационные системы, 2014, №3. – С. 69-73.

102. Альтшрайдех А.М., Самойлов А.Г., Самойлов С.А. Гомес Ж.Л. Исследование «мягкого» декодирования кода Рида-Соломона // Проектирование и расчет электронных средств, 2014, №1. – С. 8-11.

103. Полушин .А., Леммле Д.В., Гомес Ж.Л. Использование объединенного алгоритма обработки параллельных сигналов для повышения помехоустойчивости передачи биомедицинской информации // Материалы доклада на 11-й МНТК «Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии (ФРЕМЕ-2014)», Владимир-Суздаль, 1-3июля 2014, кн. 2. – С. 383-384.

104. Гомес Ж.Л. Оптимизированный алгоритм «мягкого» декодера Рида-Соломона // Материалы доклада на 21-й Всероссийской межвузовской НТК студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика-2014», Москва, 2014. – С. 189.

105. Свидетельство № 2014616707 о госрегистрации программы для ЭВМ. Программный комплекс для исследования метода компенсации компонентов межсимвольной интерференции Полушин П.А., Самойлов С.А., Смирнова Е.В., Джулани И., Гомес Ж.Л., зарегистрировано 12.04.2014

106. Гомес Ж.Л. К вопросу построения телекоммуникационной сети в столице Республики Ангола городе Луанде / Материалы 10-й МНТК «Перспективные технологии в средствах передачи информации -2013», Владимир, 2013, т.1. – С. 100.

107. Самойлов С.А., Гомес Ж.Л. Применение методов расширения спектра для локальных сетей связи // Материалы Вторых Всероссийских Армандовских чтений. Сб. тезисов докладов научно-практического семинара, Муром, 26-28 июня 2012. – С.34-35

108. Самойлов С.А., Гомес Ж.Л. Алгоритм «мягкого» декодирования кода Рида-Соломона // Материалы доклада на 69-й НТК, посвященной Дню радио, Санкт-Петербург, апрель 2014. – С. 36-37.

109. Каганцов С.М. Исследование и разработка кодека с исправлением ошибок для скоростных телекоммуникационных систем / Автореф. дисс. к.т.н., 2004. – ВлГУ

110. INACOM – Instituto Angolano de Comunicacoes (Национальный Институте Связи Анголы)

<http://portalinacom.tecangol.com/Mercado/Estat%C3%ADsticas/Estat%C3%ADsticas-2014>

111. Livro branco das TIC – MTTI Angola (Белая книга по ИКТ)

Приложение 1 (Акт внедрения)

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по УМР

А. А. Панфилов

10 Апреля 2015 г.



АКТ

Внедрения результатов диссертационного исследования Гомеса Жилберто Лоуренсо на тему «Повышение помехоустойчивости передачи цифровой информации по сетям связи республики Ангола».

Результаты диссертационной работы Гомеса Ж.Л., предоставленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций, были использованы при выполнении курсовых и дипломных работ по курсу «Методы и устройства передачи сигналов» студентами направления 210700.62 – «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

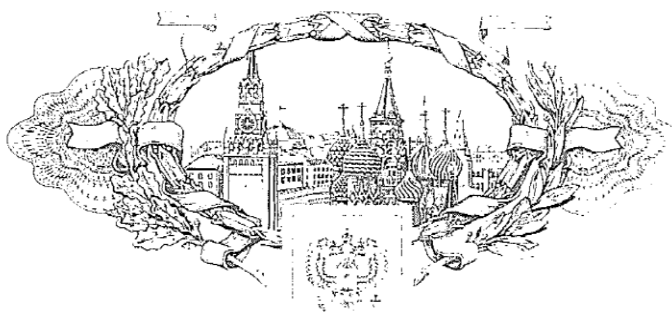
При выполнении проектов студентами использовались предложенные в диссертационной работе методы и алгоритмы блочного кодирования, приближающиеся по эффективности к «мягким» алгоритмам, и используемые как в системах без разнесения, так и в адаптирующихся системах с частотным разнесением сигналов.

Заведующий кафедрой
радиотехники и радиосистем
д.т.н., профессор

О.Р. Никитин

Приложение 2. Свидетельство о госрегистрации программы для ЭВМ.

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2014616707

**Программный комплекс для исследования метода
компенсации компонентов межсимвольной интерференции**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего профессионального
образования «Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича
Столетовых» (ВлГУ) (RU)*

Авторы: *Полушин Петр Алексеевич (RU), Самойлов Сергей
Александрович (RU), Смирнова Екатерина Вадимовна (RU),
Джулани Ислам (RU), Гомес Жилберто Лоуренсо (RU)*



Заявка № 2014612242

Дата поступления 18 марта 2014 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 02 июля 2014 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Б.П. Симонов

Приложение 3. Программа для исследования алгоритма мягкого декодирования кода Рида-Соломона на языке С.

```
#include <iostream.h> #include <conio.h> #include <math.h> #include <stdlib.h> #define mMax 8 #define nMax 255 #define tMax 255

#define P 2 #define NN 64 #define KK 40 #define MM 8 #define EE 17 // #define SS 6 #define DD 20

int m; int k; int n; int N; int Max; int DATA[nMax]; int pol[mMax] = {3,7,11,19,37,67,137,285}; int alpha_to[nMax + 1];

int index_of[nMax + 1]; int b[2*tMax+2]; int v[2*tMax+2]; int V; int G[2*tMax+1]; int ENCODE[nMax]; int TRANSMITED[nMax];

int INFO[nMax]; int p[mMax+1]; int g1[2*tMax+1]; int o; int SS; float A[NN][MM];

float Arand ()
{ int i; float arand;

    for(i=0,arand=0;i<DD;i++){arand+=float(rand())/RAND_MAX;}

    arand=(arand/DD-0.5)*2;

    if (arand<0) return -arand;

    else return arand; }

float Arand0()
{ float ar; while(1>0)

    { ar=Arand();if(ar>0.5) continue;

    else return ar; } }

float Arand1()
{ float ar;

while(1>0)

    { ar=Arand();if(ar<=0.5) continue;

    else return ar; } }

float Parand()
{ float p=0;

for(long i=0;i<10000000;i++) if(Arand())>0.5) p++;

return p/10000000; }

void SoftDM()
{ int i;

    for(i=NN-1;i>=0;i--)

        for(int j=0, q=1<<(MM-1);j<MM;j++,q=q>>1)

            if((TRANSMITED[i]&q)==0) A[i][j]=Arand0();

            else A[i][j]=1-Arand0(); }

void ERR()
{ int a,b; int e[NN];
```

```

for(int i=0;i<NN;i++)

for(int j=0;j<MM;j++)

e[i]=0;

    for(i=0;i<EE;i++)

    { while(1>0)

    { a=rand()%NN; b=rand()%MM;

        if(e[a]==1) continue;

        if(A[a][b]>0.5) A[a][b]=1-Arand1();

        else A[a][b]=Arand1();

        e[a]=1;

        //      cout<<a<<" ";

        break;  }  }

//      cout<<"\n";  }

void SortDM()

{ float S1[NN];

    for(int i=NN-1;i>=0;i--)

    { S1[i]=1;

    for(int j=0;j<MM;j++)

        if(A[i][j]>0.5) S1[i]*=A[i][j];

        else S1[i]*=1-A[i][j];  }

for(i=0;i<SS;i++)

    { float S12=1;

        for(int j=0;j<NN;j++)

            if (S1[j]<S12) {v[i]=j;S12=S1[j];}

        S1[v[i]]=10;  }  }

void HardDM()

    { for(int i=0;i<NN;i++)

        { TRANSMITED[i]=0;

        for(int j=0, q=1<<(MM-1);j<MM;j++,q=q>>1)

            if(A[i][j]>0.5) TRANSMITED[i]=TRANSMITED[i]^q;  }  }

//-----

void Info(int* data)

{ for (int i=k-1;i>=0;i--) data[i]=rand()%Max;  }

void Init_Koder()

{ int i,s,j; s=pol[m-1];

```

```

for (i=0; i<=m;i++)

{
    if (s%2==1) {s=(s-1)/2; p[i]=1;}

    else {s=s/2; p[i]=0;} }

// Galua

int mask;

mask = 1; alpha_to[m] = 0;

for (i = 0; i < m; i++)

{
    alpha_to[i] = mask;

    index_of[alpha_to[i]] = i;

    if (p[i] != 0) alpha_to[m] ^= mask;

    mask <<= 1; }

index_of[alpha_to[m]] = m; mask >>= 1;

for (i = m + 1; i < N; i++)

{
    if (alpha_to[i - 1] >= mask)

        alpha_to[i] = alpha_to[m] ^ ((alpha_to[i - 1] ^ mask) << 1);

    else

        alpha_to[i] = alpha_to[i - 1] << 1;

        index_of[alpha_to[i]] = i;

} index_of[0] = -1;

//Generiruouschiy polinom

int X0[2*tMax+1]; int alpha=2; int kd;

g1[0]=3;

g1[1]=index_of[alpha_to[1]^alpha_to[2]];

g1[2]=0;

for (i = 3; i < tMax+1; i++)

{ g1[i]=0; }

kd=n-k-2;

for (i=kd; i>0; i--)

{
    for (j=0; j<=alpha; j++)

    {
        X0[j]=g1[j]; }

    for (j=1; j<=alpha; j++)

    { g1[j]=X0[j-1]; }

    alpha++;

    g1[0]=(X0[0]+0+alpha)%N;

    for (j=1; j<alpha; j++)

```

```

        {
            g1[j]=index_of[alpha_to[g1[j]]^alpha_to[(X0[j]+0+alpha)%N]];
        } } }

void Koder()

{
    int i,j;
    int feedback;

    for (i = 0; i < n - k; i++) b[i] = 0;

    for (i = k - 1; i >= 0; i--)

    {
        feedback = index_of[DATA[i] ^ b[n - k - 1]];

        if (feedback != -1)

        {
            for (j = n - k - 1; j > 0; j--)

                if (g1[j] != -1) b[j] = b[j - 1] ^ alpha_to[(g1[j] + feedback) % N];

            else

                b[j] = b[j - 1];

            b[0] = alpha_to[(g1[0] + feedback) % N];

        }

        else

        {
            for (j = n - k - 1; j > 0; j--) b[j] = b[j - 1];

            b[0] = 0;

        }

    }

    for (i=0; i<n-k; i++)

    {
        ENCODE[i]=b[i];
        TRANSMITED[i]=b[i];
    }

    for (i=n-k; i<n; i++)

    {
        ENCODE[i]=DATA[i-n+k];
        TRANSMITED[i]=DATA[i-n+k];
    }

}

//-----

int Dekoder()

{
    int i,j,q;

    int s[2*tMax + 1];

    int count;

    int syn_error = 0, root[tMax], loc[tMax], z[2*tMax + 1], reg[tMax + 1];

    //Vycheslenie sindromov

    for (i = 0; i < n; i++) TRANSMITED[i] = index_of[TRANSMITED[i]];

    s[0]=-1;

    for (i = 1; i <= n - k; i++)

    {
        s[i] = 0;

        for (j = 0; j < n; j++)

```

```

        if (TRANSMITED[j] != -1) s[i] ^= alpha_to[(TRANSMITED[j] +long(i) *long(j)) % N];

        if (s[i] != 0) syn_error = 1;

        s[i] = index_of[s[i]]; }

    if (syn_error)

    {

//-----polinom stiraniy-----

        for (i = 0; i < 2* tMax+1; i++) G[i]=0;

        for (i=0; i<V; i++)

        {

            for (j=i+1; j>0; j--) G[j]=G[j-1];

            for (j=1; j<=i; j++)

            {

                if((G[j]!=-1)&&G[j+1]!=-1)

                    G[j]=index_of[alpha_to[(G[j]+v[i])%N]^alpha_to[G[j+1]]];

                else

                    if((G[j]==-1)&&(G[j+1]!=-1)) G[j]=G[j+1];

                else

                    if(G[j+1]==-1) G[j]=(G[j]+v[i])%N;

            }

            G[i+1]=(G[i+1]+v[i])%N;

        }

//-----Algorithm Berlikampa-Messi-----

int X[2*tMax+2]; int B[2*tMax+2]; int M[2*tMax+2]; int r,L,dr,bl,ml,xl;

r=V; L=V; bl=V; xl=V;

for(i=0;i<n-k+2;i++){ X[i]=0;B[i]=-1;M[i]=0;}

for(i=0;i<=V;i++){ X[i]=G[i];B[i]=G[i];}

while (r!=n-k)

{

    r++;

    if(s[r]!=-1) dr=alpha_to[s[r]];

    else dr=0;

    for(j=1;j<=L;j++) if((X[j]!=-1)&&(s[r-j]!=-1)) dr^=alpha_to[(X[j]+s[r-j])%N];

    dr=index_of[dr];

    if(dr==-1)

    {

        for(j=bl;j>=0;j--) B[j+1]=B[j];

        bl++;B[0]=-1; }

    else

    {

        M[0]=X[0];

        for(j=1;j<=bl+1;j++)

```



```

        {
            if(B[j-1]!=-1)

                if(j>L) M[j]=alpha_to[(dr+B[j-1])%N];

                else

                    if(X[j]!=-1) M[j]=alpha_to[X[j]]^alpha_to[(dr+B[j-1])%N];

                    else M[j]=alpha_to[(dr+B[j-1])%N];

                else

                    if(j>L) M[j]=0;

                    else

                        if(X[j]!=-1) M[j]=alpha_to[X[j]];

                        else M[j]=0;

                    M[j]=index_of[M[j]];
        }

        ml=bl;

        if(2*L>V+r-1)

            { for(j=0;j<=bl+1;j++){ X[j]=M[j];xl=bl+1;}

            for(j=bl;j>=0;j--) B[j+1]=B[j];

            bl++;B[0]=-1;

        }

        else

            { bl=xl;

            for(j=0;j<=xl;j++)

                { if(X[j]!=-1) B[j]=(X[j]+N-dr)%N;

                else B[j]=-1;

            }

            L=r+V-L;xl=ml+1;

            for(j=0;j<=xl;j++) X[j]=M[j];

        } }

    }

```

//-----Algorithm Chena-----

```

        if (L-V <= (n-k-V)/2)

        { for (i = 0; i <= L; i++) reg[i] = X[i]; count = 0;

        for (i = 1; i <= N; i++)

        {
            q = 1 ;

            for (j = 1; j <= L; j++)

                if (reg[j] != -1)

                {
                    reg[j] = (reg[j] + j) % N;

```

```

        q ^= alpha_to[reg[j]];    }

    if (!q)

    {
        root[count] = i;

        loc[count] = N-i;

        if(i<N-n+1) break;

        count++;    }

    }

else

{
    for (i = 0; i < n; i++) if (TRANSMITED[i] != -1) TRANSMITED[i] = alpha_to[TRANSMITED[i]];else TRANSMITED[i] = 0 ;

    return 2;

}

//-----Algorithm Forni-----

int Xp[2*tMax];

if(count==L)

{
    for(j=1;j<=L;j++)

        if(X[j]!=-1)

            if(j%2==1) Xp[j-1]=X[j];

            else Xp[j-1]=-1;

        else Xp[j-1]=-1;

    for(j=0;j<L;j++) z[j]=0;

    for (i = 0; i < L; i++)

        for(j=0;j<L-i;j++)

            if((s[i+1]!=-1)&&(X[j]!=-1)) z[i+j]^=alpha_to[(s[i+1]+X[j])%N];

        for(j=0;j<L;j++) {

            z[j]=index_of[z[j]];    }

    for (i = 0; i < n; i++) if (TRANSMITED[i] != -1) TRANSMITED[i] = alpha_to[TRANSMITED[i]]; else

TRANSMITED[i] = 0;

    for(i=0;i<L;i++)

        {   int ch=0;

            int zn=0;

            int err=0;

            for(j=0;j<L;j++)

            {
                if(z[j]!=-1) ch^=alpha_to[(z[j]+long(j)*long(root[i]))%N];

                if(Xp[j]!=-1) zn^=alpha_to[(Xp[j]+long(j)*long(root[i]))%N];

            }

            if(ch!=0) {err=(index_of[ch]-index_of[zn]+N)%N; TRANSMITED[loc[i]] ^=alpha_to[err];}

```

```

        else err--;

    }

    return 1;

}

else

    { for (i = 0; i < n; i++) if (TRANSMITED[i] != -1) TRANSMITED[i] = alpha_to[TRANSMITED[i]];else
TRANSMITED[i] = 0;

        return 2;

    }

} else

    for (i = 0; i < n; i++) if (TRANSMITED[i] != -1) TRANSMITED[i] = alpha_to[TRANSMITED[i]]; else TRANSMITED[i] = 0;

    return 0; }

void main()

{

clrscr(); randomize();

m=MM; n=NN; k=KK; N=(1<m)-1; Max=N+1;

cout<<"m="<<MM<<" N="<<NN<<" K="<<KK<<" E="<<EE<<"\\n";

float arand;

Init_Koder();

for(SS=0;SS<=NN-KK;SS+=2)

{

    for(long aa=0,ee=0;aa<1000;aa++)

    {

        Info(DATA);

        Koder();

        for(int i=n-1;i>=0;i--) INFO[i]=TRANSMITED[i];

        SoftDM();

        ERR();

        SortDM();

        HardDM();

        V=SS;

        if(Dekoder(>1) {ee++;continue;}

        for(i=n-1;i>=0;i--) if(INFO[i]!=TRANSMITED[i]) {ee++;break;}

    }

cout<<"S="<<SS<<" Err blocks="<<ee<<"\\n";

    }cout<<"Pbit="<<Parand<<"\\n";

getch();

}

```