

**Министерство образования и науки РФ  
Севастопольский государственный университет**

**В . С . ЧЕРНЕГА**

конспект лекций по дисциплине

# **КОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И СЕТИ**

для студентов дневной и заочной формы обучения

по направлению

**"Информационные системы и технологии"**

**Севастополь  
2015**

**Коммуникационные системы и сети.** Конспект лекций по дисциплине "Инфокоммуникационные системы и сети" для студентов дневной и заочной формы обучения / Сост. В.С.Чернега. — Севастополь: Изд. СевНТУ, 2014.— 170 с.

В конспекте кратко изложены основные принципы построения коммуникационных систем, используемых в компьютерных сетях. Рассматриваются структуры и виды коммуникационных сетей, методы разделения каналов и способы реализации аппаратуры уплотнения физических линий связи. Приведена характеристика мешающих воздействий в каналах связи и методы борьбы с искажениями сигналов и ошибками данных. Рассмотрены вопросы построения дискретных каналов с различными видами модуляции, способы синхронизации по единичным элементам и фазирования по циклам. Приведена архитектура модемов и устройств защиты от ошибок. Рассмотрены основы xDSL-технологии.

Рецензент:            канд. техн. наук, доц. Бондарев В.Н.

## Содержание

Введение	6
<b>1. Общая характеристика инфокоммуникационных систем и сетей</b>	<b>8</b>
1.1. Основные понятия и определения	8
1.2. Обобщенная структурная схема системы передачи данных	9
<b>2. Инфокоммуникационные сети и линии связи</b>	<b>10</b>
2.1. Первичные коммуникационные сети и их характеристика	10
2.2. Вторичные коммуникационные сети и их характеристика	13
2.3. Линии связи, их параметры и характеристики	15
2.3.1. Общая характеристика электрических линий связи	15
2.3.2. Оптические линии связи и их характеристика	16
2.3.3. Первичные и вторичные параметры электрических линий	19
2.3.4. Параметры оптических линий связи	22
<b>3. Каналы связи инфокоммуникационных сетей</b>	<b>25</b>
3.1. Общие принципы уплотнения линий и организации каналов	25
3.2. Частотное разделение каналов, аппаратура ЧРК	26
3.3. Временное разделение каналов	32
3.4. Аппаратура уплотнения с ИКМ	34
3.5. Параметры и характеристики каналов связи	38
3.6. Каналы одностороннего и двухстороннего действия	42
3.7. Общая характеристика глобальных телекоммуникационных сетей	45
3.8. Аналоговые коммуникационные сети	46
3.9. Плезиохронная цифровая иерархия PDH	49
3.10. Синхронная цифровая иерархия SDH	52
3.11. Цифровые оптические сети спектрального мультиплексирования	55
<b>4. Сигналы в системах передачи данных</b>	<b>58</b>
4.1. Общая характеристика и способы модуляции сигналов данных	58
4.2. Способы передачи сигналов	61
4.3. Временные и энергетические характеристики дискретных сигналов	62
4.4. Спектры импульсов постоянного тока	63
4.4.1. Спектры немодулированных сигналов передачи данных	63
4.4.2. Спектры видеосигналов типа $1:(\alpha-1)$	67
4.5. Спектры дискретных модулированных сигналов	68
4.6. Связь между скоростью передачи и шириной канала	75
<b>5. Помехи в линиях и каналах связи</b>	<b>76</b>
5.1. Аддитивные и мультипликативные помехи	76
5.2. Статистические характеристики флуктуационных помех	77
5.3. Импульсные помехи, занижения уровня и кратковременные перерывы	78

<b>6. Обработка сигналов в приемниках СПД</b>	<b>81</b>
6.1. Геометрическое представление сигналов и помех	81
6.2. Различимость сигналов	82
6.3. Оптимальный прием дискретных сигналов	84
6.4. Потенциальная помехоустойчивость	88
6.5. Методы борьбы с импульсными помехами	91
6.6. Искажения посылок при передаче дискретной информации	92
6.7. Способы регистрации единичных элементов	95
6.7.1. Стробирование	95
6.7.2. Интегральный способ регистрации	96
6.7.3. Комбинированный способ регистрации	97
6.8. Исправляющая способность приемника	98
<b>7. Эффективное и помехоустойчивое кодирование в СПД</b>	<b>100</b>
7.1. Первичные коды обработки информации	100
7.2. Эффективное кодирование	102
7.2.1. Код Шеннона-Фано	102
7.2.2. Код Хаффмена	104
7.2.3. Динамическое кодирование Хаффмена	106
7.2.4. Динамическое кодирование методом LZW	112
7.3. Помехоустойчивое кодирование	117
7.3.1. Краткая характеристика корректирующих кодов	117
7.3.2. Коды с проверкой на четность	117
7.3.3. Итеративные коды и кодеки	118
7.3.4. Корректирующий код Хемминга	121
7.3.5. Циклические коды и кодеки	123
7.3.6. Треллис - кодирование	125
7.3.7. Алгоритм декодирования Витерби	128
7.3.8. Перемежающее кодирование	132
7.3.9. Кодирование Рида-Соломона	135
<b>8. Методы повышения верности передачи данных</b>	<b>137</b>
8.1. Общая характеристика	137
8.2. Системы с решающей обратной связью	138
8.3. Системы с информационной обратной связью	141
<b>9. Синхронизация в системах передачи данных</b>	<b>142</b>
9.1. Синхронизация по единичным элементам	142
9.2. Цикловое фазирование в СПД	145
9.2.1. Общая характеристика	145
9.2.2. Безмаркерные способы циклового фазирования	147
9.2.3. Маркерный способ фазирования	150

<b>10. Архитектура модемов</b>	<b>153</b>
10.1. Обобщенная структурная схема модема и взаимодействие его с цепями стыка	153
10.2. Особенности построения DSL-модемов	155
10.2.1. Общие требования к сигналам передачи данных по физической линии	155
10.2.2. Простые сигналы для передачи данных по физическим линиям	156
10.2.3. Сигналы с улучшенными синхронизирующими свойствами	158
10.2.4. Архитектура ADSL-модема	160
<b>Литература</b>	<b>167</b>

## ВВЕДЕНИЕ

Коммуникационные системы и сети предназначены для передачи информационных сообщений различного вида между пользователями сети. Информационные сообщения подразделяются на следующие виды:

- голосовые (речевые сообщения – телефонная связь);
- неподвижные (факсимиле) и подвижные (телевизионные) видеосообщения;
- текстовые (телеграфная и телетайпная связь);
- данные (информация для обработки вычислительными машинами);
- управляющие (передача команд для управления техническими объектами);
- телеизмерительная информация (телеметрия, информационно-измерительные системы);
- другие виды сообщений.

Первые три вида сообщений называют также мультимедийными сообщениями.

Передача указанных видов сообщений имеет определенную специфику. Поэтому для передачи соответствующих видов сообщений строятся специальные коммуникационные системы и сети: телефонные, телеграфные, факсимильные сети, радиовещания и телевидения, сети передачи данных, компьютерные сети и др. В настоящее время происходит объединение большинства видов сетей в единую (интегральную) сеть передачи цифровых сообщений.

В информационных системах, технической основой которых являются электронно-вычислительные машины (ЭВМ), передача сообщений осуществляется между ЭВМ (компьютерами) или между человеком и компьютером. В связи с тем, что компьютер является цифровым устройством, то и сообщения, вводимые в компьютер, или выдаваемые им, должны быть представлены в цифровой форме. Сообщения, представляемые в цифровой форме и предназначенные для ввода в компьютер и обмена между ними, называются **данными**. Для передачи такого вида сообщений разработаны специальные системы передачи данных (СПД). Системы передачи данных являются важнейшей составляющей частью информационных компьютерных сетей, обеспечивая обмен данными как между пользователями сети и серверами, так и между любыми абонентами сети. Основная задача систем передачи данных – передача дискретной информации по линиям и каналам связи от источника к получателю с заданной скоростью и верностью.

В современных информационных сетях около 60% технических средств составляет линейное оборудование и аппаратура передачи данных. Специалистам, занимающимся проектированием и администрированием инфокоммуникационных сетей необходимо хорошо ориентироваться в широком спектре систем передачи данных, чтобы осуществить оптимальный выбор таких средств, обеспечивающий минимальные затраты на создание и эксплуатацию сетей.

Существует множество способов передачи данных. Выбор того или иного способа передачи определяется как видом линии или канала связи, по которому осуществляется передача, так и характером мешающих воздействий в них.

В процессе доставки сообщений от источника к получателю в системах передачи данных решаются задачи устранения избыточности сообщений, поступающих от источ-

ника, борьбы с искажениями сигналов и ошибками, синхронизации передающих и приемных устройств, согласования характеристик передаваемых сигналов со средой передачи. В современных системах передачи данных эти задачи реализуются программно-аппаратными средствами на базе микроконтроллеров, сигнальных и универсальных микропроцессоров.

Целью настоящего пособия является ознакомление студентов с основами построения и функционирования систем передачи данных, особенностями и характеристиками линий и каналов связи и влияния их на передаваемые сигналы, характером мешающих воздействий в каналах, методами их математического описания и способами оптимального построения приемо-передающих устройств. Данное пособие является только введением в теорию систем передачи данных. Для более глубокого изучения студентам необходимо самостоятельно прорабатывать специальную литературу, перечень которой приведен в библиографическом списке.

## 1. Общая характеристика инфокоммуникационных систем и сетей

### 1.1. Основные понятия и определения

Для передачи данных в компьютерных сетях преимущественно используются линии и каналы электросвязи, в которых сигналы передаются в виде посылок электрического тока или напряжения. Основной организацией, регламентирующей процессы передачи информации по каналам электросвязи, является Международный Союз Телекоммуникаций **ITU** (*International Telecommunications Unit*). До 1094 года его функции выполнял Международный Консультативный Комитет по Телефонии и Телеграфии (**МККТТ**), английская транскрипция **ССИТТ** (*International Telegraph and Telephone Consultative Commitee*). Этот комитет разрабатывал и разрабатывает, в частности, рекомендации в области систем и сетей передачи данных. Рекомендации, относящиеся к передаче данных по телефонным сетям, обозначаются символом **V**, передачи по кабельным линиям – символом **G**, а к передачи по цифровым сетям передачи данных – символом **X**.

**Передача данных** — по определению МККТТ – *это область электросвязи, целью которой является передача информации для обработки ее вычислительными машинами или уже обработанной ими.*

Прежде, чем приступить к рассмотрению содержания дисциплины "Коммуникационные системы и сети" (КСиС), повторим основные термины и определения теории информации.

Под информацией в общем понимают совокупность объективных сведений о каком-либо явлении, событии, объекте. В информатике **Информация** – это сведения, являющиеся объектом передачи, распределения, преобразования, хранения или непосредственного использования. Под **информацией в системах передачи данных** понимают сведения, подлежащие передаче и заранее **не известные получателю**.

**Источником и получателем** информации в СПД являются персональные компьютеры и сетевые рабочие станции, различные цифровые датчики и устройства отображения. Источник и получатель в общем случае называют конечным оборудованием данных (**ООД**).

**Сообщение** – форма представления информации (телеграфное, телефонное, телевизионное, изображение, текст и т.п.).

**Сигнал** – физический процесс, однозначно отображающий сообщение. В информационных системах под сигналом понимается электрические или оптические возмущения, однозначно отображающие передаваемое сообщение.

Среда передачи, по которой распространяются сигналы, называется **линией связи**. В качестве **среды распространения сигналов** используются физические линии (пара изолированных проводов, кабель, волновод), радиолинии (область пространства, в котором распространяются электромагнитные волны), а также оптические и другие (акустические, инфракрасные и т.д.) линии связи. При распространении сигналов по линиям на них могут воздействовать различные **помехи**, имеющие случайный характер.

**Канал связи** — независимый тракт передачи сигналов от источника к получателю, созданный каналообразующей аппаратурой (аппаратурой уплотнения) путем использования части ресурсов линии связи. В компьютерных системах такой тракт часто называют "виртуальный канал".



Сообщение и соответствующие им сигналы бывают дискретными или непрерывными. Непрерывное сообщение – это некоторая физическая величина (звуковое давление, температура, электрический ток и т.п.), принимающая любые значения в заданном интервале. Дискретное сообщение представляет собой последовательность отдельных элементов. Физическая природа этих элементов может быть любой. Сигнал в таком случае также представляет собой дискретную во времени и по уровню последовательность отдельных элементов, соответствующих элементам отображаемого сообщения.

Непрерывные сигналы непрерывного времени (аналоговые) могут изменяться в произвольные моменты времени, принимая любые значения из непрерывного множества возможных значений (рисунок 1.1,а). Дискретные сигналы дискретные во времени. Они могут принимать конечное число значений в дискретные моменты времени. Их называют также цифровыми сигналами данных (рисунок 1.1,б).

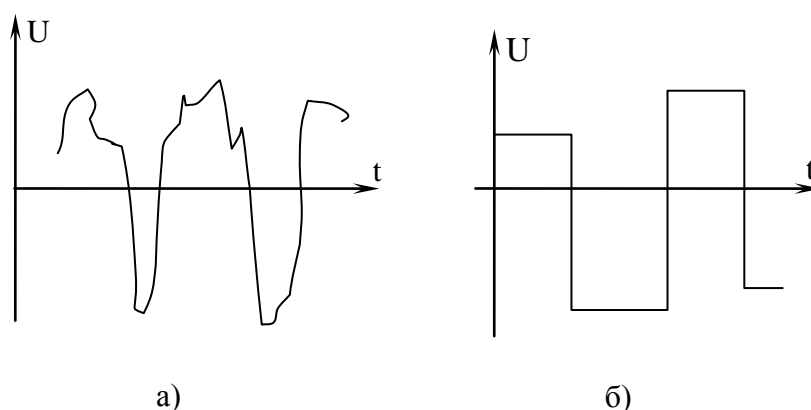


Рисунок 1.1 – Виды сигналов в электросвязи: а) непрерывные; б) дискретные

## 1.2. Обобщенная структурная схема СПД

Обобщенная структурная схема системы передачи данных показана на рисунке 1.2. Информационное сообщение в электрической форме поступает на вход системы передачи данных, где оно вначале подвергается кодированию.

**Кодирование** – это преобразование сообщений в определенные сочетания элементарных дискретных элементов, называемых кодовыми комбинациями или словами (числами). Целью кодирования является *согласование источника сообщения с каналами связи*, обеспечивающими либо максимально возможную скорость передачи, либо максимальную помехоустойчивость. В компьютерных сетях задачей кодирования является уменьшение объема информации, подлежащей передаче, и повышение ее помехоустойчивости. Процедура кодирования состоит из двух частей: **кодирование источника** и **кодирование канала**. Целью кодирования источника является устранение избыточности в сообщении (сжатие информации). Задачей кодирования канала (помехоустойчивое кодирование) является введение избыточности в передаваемое сообщение таким образом, чтобы обеспечить максимальную помехоустойчивость информации на приемной стороне при наличии в канале связи мешающих воздействий.

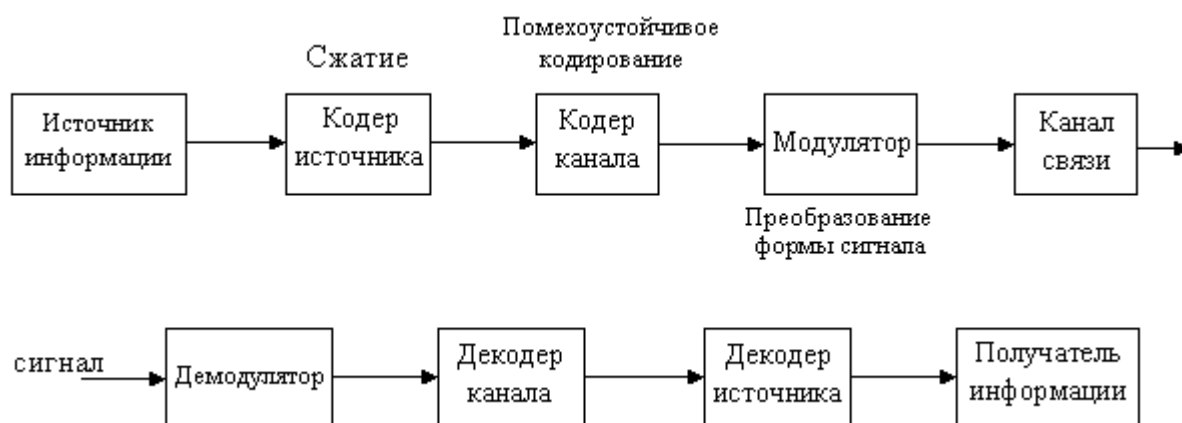


Рисунок 1.2 – Обобщенная структурная схема системы передачи данных

После кодирования производится модуляция переносчика сигналов закодированным сообщением. **Модуляцией** называется изменение параметра(ов) переносчика сигнала в соответствии с функцией, отображающей передаваемое сообщение. Целью модуляции является согласования параметров сигналов с характеристиками канала связи и обеспечение максимальной помехоустойчивости приема сигналов при наличии помех в канале.

Задачей приемной части СПД является обработка сигналов, искаженных помехами и обратное преобразование (декодирование) с целью восстановления передаваемого сообщения.

## 2.Инфокоммуникационные сети и линии связи

### 2.1. Первичные коммуникационные сети и их характеристика

Передача информации между пользователями компьютерных сетей осуществляется по сети связи, которая представляет собой совокупность взаимосвязанных узлов и линий (каналов) связи (рисунок 2.1), предназначенных для доставки информации в соответствии с заданным адресом и для обеспечения соответствующих качественных показателей по времени доставки, верности и надежности. Узлы сети делятся на **оконечные пункты (ОП)** и **узлы связи (УС)**. Узлы связи предназначены для распределения потоков сигналов, циркулирующих между источником и получателем. Наличие узлов позволяет существенно сократить количество линий связи в сети за счет многократного использования одних и тех же линий.

Различают узлы связи 2-х основных видов – **коммутационные и сетевые**. Коммутационные узлы обеспечивают коммутацию каналов или сообщений между всеми сходящимися в узле каналами или линиями от оконечных пунктов и других узлов. В сетевых узлах производится **кроссирование** (долговременное переключение) сходящихся в узле каналов и линий для организации пучков прямых каналов.

По виду сообщений, передаваемых между абонентами, сети связи делятся на следующие: телефонные, телеграфные, передачи данных, радиовещания и телевидения, телеуправления и телесигнализации и т. д. Количество таких сетей может быть очень велико,

с дальнейшим развитием науки и техники потребность в различных сетях передачи информации будет возрастать. Важно, чтобы создание и развитие разных сетей происходило в рамках единой системы с использованием стандартных каналов и оборудования, принципов передачи и распределения информации, а также с учетом общегосударственных интересов. Решению этой задачи способствовало создание и развитие Единой сети электросвязи России (ЕСЭ).

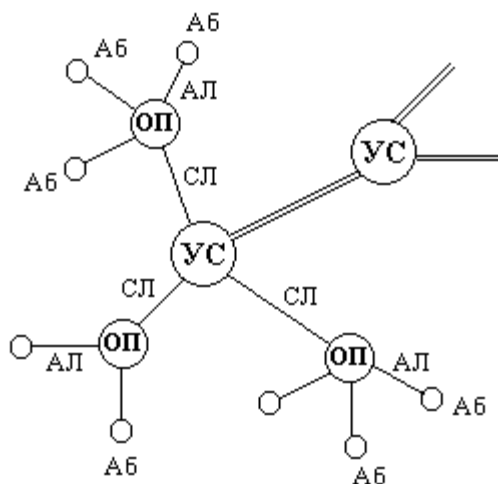


Рисунок 2.1 – Пример структуры сети связи

Основой ЕСЭ является **первичная сеть**, представляющая собой комплекс, состоящий из линий связи различных типов (кабельные, воздушные, радиорелейные, волноводные, световодные, спутниковые и др.) и аппаратуры многоканальных систем передачи (аппаратуры уплотнения), позволяющей организовать на каждой линии одновременную и независимую передачу сигналов от многих источников. **Каналом связи** называется независимый тракт передачи сигналов от источника к получателю, образованный аппаратурой уплотнения на физической линии путем использования части ресурсов этой линии.

Канал связи представляет собой совокупность линий связи, технических и программных средств, обеспечивающих передачу сигнала от источника к потребителю. В состав технических средств входит аппаратура многоканальной системы передачи, линейные усилительные устройства, системы дистанционного питания, телеконтроля, служебной связи и др.

Основным звеном первичной сети являются системы передачи с частотным (ЧРК) и временным (ВРК) разделением каналов, в частности, цифровые системы передачи с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ).

Первичная сеть отражает существующую административную структуру страны. По территориальному признаку она подразделяется на магистральную, внутризоновую и местные первичные сети. Магистральная соединяет каналами и линиями различных типов все областные центры. Часть первичной сети, ограниченной территорией одной зоны, совпадающей с границами области или автономной республики, называется **внутризоновой** сетью. В отдельных случаях на территории области могут оказаться две внутри-

зоновые сети, или одна внутризональная сеть может охватывать несколько областей. Внутризональная сеть соединяет различными каналами райцентры области друг с другом и с областным центром.

Местные первичные сети ограничены территорией города или сельского района. Местные первичные сети городов представляют собой совокупность каналов или физических пар проводов между станциями и узлами этих сетей, а также между абонентами. Первичные сети сельских районов образуются объединением узлов и станций сельского района друг с другом и с абонентами.

Среди магистральных и внутризональных сетевых узлов самыми крупными являются территориальные сетевые узлы, которые располагаются на пересечении нескольких достаточно мощных кабельных и радиорелейных линий. На этих узлах все линии заканчиваются оконечной аппаратурой систем передачи (каналообразующей аппаратурой). С их помощью можно соединять каналы и группы каналов, принадлежащие разным системам передачи, а также выделять каналы потребителям.

На пересечении кабельных и радиорелейных линий малой мощности располагаются узлы переключения, где происходит переключение каналов с одной оконечной аппаратуры на другую, а также усиление сигналов. На магистральных и внутризональных первичных сетях устанавливаются сетевые узлы выделения, организующие выделение каналов потребителям. На местных сетях территориальные сетевые узлы и узлы выделения не устанавливаются. В состав первичной сети входят также сетевые станции, которые являются оконечными точками соответствующих первичных сетей. Магистральные, зоновые или местные сетевые станции размещаются совместно с сетевыми узлами, либо в удалении, соединяясь с ними соединительными линиями.

Для организации каналов связи на линиях первичной сети применяются аналоговые (с ЧРК) и цифровые (с ИКМ и дельта-модуляцией) многоканальные системы передачи. В основе созданной первичной сети лежит **телефонный** канал, т.к. исторически сеть связи создавалась для передачи речевых сообщений. При создании аппаратуры передачи, обеспечивающей организацию большого числа каналов, оказалось целесообразным наращивать емкости системы последовательной организацией и объединением групп каналов. Это позволило более эффективно использовать каналообразующее оборудование и обеспечить его широкую унификацию.

Аналоговая аппаратура уплотнения с ЧРК позволяет образовывать следующие типовые каналы:

- стандартный телефонный канал тональной частоты (ТЧ) с полосой пропускания от 0,3 до 3,4 кГц;
- первичный широкополосный канал с полосой пропускания 60-108 кГц, который состоит из 12 каналов ТЧ, перенесенных в диапазон 60-108 кГц;
- вторичный широкополосный канал, содержащий 5 первичных 12-ти канальных групп (60 каналов ТЧ), перенесенных в диапазон частот 312-552 кГц (фактическая полоса составляет 312,3 - 551,4 кГц);
- третичный широкополосный канал, состоящий из пяти вторичных групп (300 каналов ТЧ), перенесенных в диапазон частот 812 - 2044 кГц;
- четверичный широкополосный канал – из трех третичных групп (900 каналов ТЧ), перенесенных в диапазон частот 8516 - 12388 кГц.

Наряду с аналоговыми системами передачи на внутризональных и местных участках первичной сети начали широко применяться системы уплотнения с ИКМ. В настоящее время определились следующие типы групп уплотнения:

- основная цифровая группа (ОЦ), соответствующая основному каналу ТЧ в аналоговых сетях, скорость передачи 64 кбит/с;
- первичная цифровая группа, эквивалентная тридцати двум ОЦ, со скоростью передачи 2048 кбит/с, организована на основе аппаратуры уплотнения ИКМ-30 (2 канала используются для служебных целей);
- вторичная цифровая группа, созданная на основе аппаратуры ИКМ-120, скорость передачи в групповом тракте 8448 кбит/с;
- третичная цифровая группа, образованная объединением цифровых потоков четырех вторичных групп, скорость передачи 35 Мбит/с, создается на основе аппаратуры ИКМ-480;
- четвертичная цифровая группа, объединяющая цифровые потоки четырех третичных систем, образуя цифровой поток со скоростью 139 Мбит/с, что обеспечивает 1920 каналов ТЧ.

В настоящее время во всем мире происходит процесс объединения различных сетей в единую интегральную сеть, в которой все виды сообщений и сигналы управления передаются в единой цифровой форме по однотипным каналам связи. При этом можно выделить следующие ступени интеграции:

- создание единого канала для различных видов связи;
- объединение каналообразующей и коммутационной аппаратуры в единый комплекс;
- интеграция сетей электросвязи и сетей ЭВМ;
- объединение служб и средств эксплуатации всех видов связи.

Интеграция позволяет унифицировать элементную базу, широко использовать средства микропроцессорной техники и быстродействующую интегральную элементную базу, что повышает надежность, снижает затраты на создание и эксплуатацию аппаратуры, улучшает эксплуатационные характеристики и т.п.

Практически создание единого канала для всех видов информации стало возможно только после разработки ИКМ и создания системы передачи аналоговых сигналов цифровыми методами.

## 2.2 Вторичные коммуникационные сети и их характеристика

Первичная сеть не является сетью передачи только одного вида сообщения, а используется для построения на ней различного типа так называемых вторичных сетей. **Вторичная сеть** представляет собой совокупность соответствующих каналов, образованных путем вторичного уплотнения каналов первичной сети, а также станций, узлов и оконечных устройств, и предназначена для осуществления определенного вида связи. Вторичные сети подразделяются по признакам вида информации, для передачи которой они созданы (телефонная и телеграфная, передачи данных, радиовещания, телевидения,

и т.д.). Они могут разделяться также по ведомственной принадлежности (железнодорожная сеть, сеть связи магистральных газопроводов и т.п.). На современном этапе развития в ЕАСС входят следующие вторичные сети:

- автоматизированная сеть телефонной связи общего пользования (ТФ ОП), которая одновременно может применяться для передачи данных и других видов информации, передачу которых она обеспечивает в пределах, допустимых электрическими характеристиками каналов и пропускной способности;

- сеть телеграфной связи между предприятиями связи;
- сети передачи данных (компьютерные сети);
- сеть передачи программ радиовещания и телевидения;
- сеть фототелеграфной передачи газет;
- факсимильной связи (передача текста и неподвижных изображений) — факс;
- различные ведомственные сети.

Вторичные сети не всегда являются независимыми друг от друга. В ряде случаев отдельные вторичные сети могут сливаться на базе общих каналов первичной сети и коммутационных устройств этих вторичных сетей, но информационные потоки из одной сети не допускаются в другую.

Большая часть сетей является **коммутируемыми**, в которых тракт передачи между абонентами существует только на время передачи информации между ними. В последующее время тракт передачи сигналов или его отдельные части могут быть отданы другим абонентам. Некоммутируемая сеть состоит из каналов, *постоянно* выделенных для передачи сигналов только между двумя абонентами.

Общегосударственная **сеть телефонной связи общего пользования** (ТФ ОП) является коммутируемой сетью и позволяет устанавливать соединения между двумя любыми абонентами страны. Она состоит из автоматических телефонных станций (АТС), узлов автоматической коммутации, межстанционных соединительных линий и абонентских линий связи, соединяющих АТС с абонентами. ТФ ОП проектировалась и создавалась для передачи телефонных сообщений. Благодаря большой разветвленности, доступности и невысокой стоимости каналов ТФ ОП, они широко использовались для передачи данных и других видов информации. Для этого достаточно было заменить абонентские телефонные аппараты на аппаратуру передачи данных или другое оконечное оборудование. В настоящее время для передачи данных все больше используются специализированные сети и выделенные цифровые линии связи.

На определенном этапе развития ТФ ОП наиболее целесообразно с экономической и технической точки зрения было осуществлять передачу данных по телефонным коммутируемым каналам со скоростью передачи от 2400 до 9600 бит/с. При более высокой скорости резко возрастают искажения цифровых сигналов данных, что приводит к значительному увеличению числа ошибочно принятых символов. За счет применения средств цифровой обработки сигналов, в частности, адаптивных автоматических корректоров частотных характеристик каналов, удалось обеспечить скорость передачи информации 19200 бит/с, а для некоммутируемых каналов ТЧ – 28800 бит/с. За счет использования сжатия информации скорость передачи повышается до 115 кбит/с.

Сеть факсимильной связи (факс) предназначена для передачи неподвижных изображений, в том числе текстовых сообщений цифровыми сигналами со скоростью 9600

бит/с. Благодаря высокой избыточности помехоустойчивость передачи факсимильных сообщений весьма удовлетворительная. Однако, в связи с появлением компьютерных сетей и электронной почты, сети факсимильной связи становятся неактуальными и ближайшем будущем отомрут.

Рассмотренные вторичные сети, используемые для передачи данных в системах телеобработки, обладают рядом недостатков, основные из них следующие: недостаточная верность передачи, большое время установления соединения, невысокая максимальная скорость передачи, низкая надежность доставки сообщений. Все это ограничивает область использования существующих неспециализированных сетей для передачи данных. В полной мере все требования могут абонентов могут быть учтены только в специализированных сетях, созданных специально для целей передачи данных с учетом всех особенностей этого вида нагрузки.

## 2.3 Линии связи, их параметры и характеристики

### 2.3.1 Общая характеристика электрических линий связи

**Линии связи** (ЛС) являются обязательным элементом любой системы связи. В электросвязи применяются линии проводной связи, радиорелейные ЛС и линии радиосвязи, а также оптические линии. Наиболее широкое применение в современных компьютерных сетях находят проводные линии. **Проводная линия связи** представляет собой пару изолированных проводников, предназначенных для передачи электрических сигналов. Проводные линии связи разделяются на воздушные и кабельные. **Воздушные линии** (ВЛ) состоят из металлических проводов, подвешенных с помощью изоляторов и специальной арматуры на вертикальных опорах. На ВЛ используются стальные, медные, биметаллические (сталемедные и сталеалюминиевые) провода диаметром от 1,5 до 6,5 мм. **Кабелем связи** называется система, состоящая из изолированных пар проводов, заключенных в общую влагозащитную оболочку и броневого покрытия (последние имеются не всегда).

По условиям прокладки кабели подразделяются на подземные, подводные и воздушные. По конструкции и расположению проводников кабели делятся на симметричные и коаксиальные.

**Симметричная линия связи** состоит из двух совершенно одинаковых в конструктивном и электрическом отношении изолированных скрученных проводников (рисунок 2.2,а). Здесь  $H$  – шаг скрутки пары проводников. Симметричные кабели в зависимости от способа скрутки жил группы подразделяются на кабели парной скрутки кабели четверочной (звездной) скрутки.

**Коаксиальный кабель** представляет собой сплошной проводник (круглого сечения), концентрически расположенный внутри другого полого проводника (цилиндра). Оси обоих проводников совмещены (рисунок 2.2,б).

По спектру передаваемых частот симметричные кабели подразделяются на низкочастотные (до 100 кГц) – кабели парной и звездной скрутки, и высокочастотные (свыше 100 кГц) – кабели звездной скрутки. Коаксиальные кабели всегда высокочастотные.

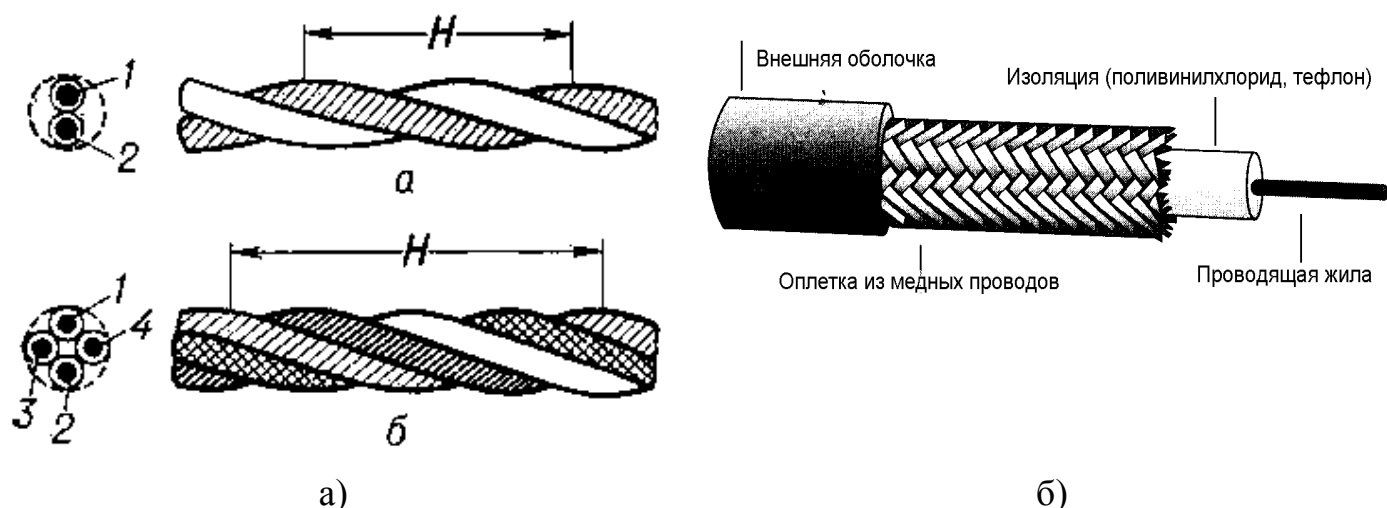


Рисунок 2.2 – Конструкция симметричных (а) и коаксиального (б) кабелей связи

### 2.3.2. Оптические линии связи и их характеристики

Для создания оптических систем связи широко применяются **волоконно-оптические кабели** (*fiber-optic cable*). Они заметно конкурируют с некоторыми видами коаксиальных кабелей и являются основной средой передачи в высокоскоростных моноканалах локальных компьютерных сетей. В качестве физической среды распространения сигналов используются сверхпрозрачное стекловолокно или волокно, изготовленное на базе полимеров. Простейший оптический кабель состоит из светопроводящей (кварцевой или полимерной) сердцевины диаметром 2-200 мкм, окруженной тонкой пластмассовой или стеклянной пленкой со значительно меньшим коэффициентом преломления, чем в сердцевине. Этим достигается практически полное внутреннее отражение световых потоков.

По своей конструкции волоконно-оптическая линия подобна коаксиальному кабелю. Однако вместо центральной жилы в ее центре располагается сердцевина, окруженная оптической оболочкой, покрытой тонким слоем лака. Сердцевина и оболочка изготавливается как одно целое. Оболочка имеет толщину от сотен микрометров до единиц миллиметров. Типовой диаметр оболочки – 125 мкм. Оболочка может быть покрыта дополнительно буферным слоем, который в свою очередь может быть свободным (жесткая пластиковая трубка) или плотно прилегающим (рис.2.3). Свободный слой защищает от механических повреждений и температуры, прилегающий – только от механических повреждений. Элементы усиления выполняются из стальной проволоки, нитей *кевлара* (вид особопрочной пластмассы) и т.д. Внешнее покрытие изготавливается аналогично покрытию электрических кабелей. Кроме этого оптический кабель содержит элементы усиления его механической прочности и внешнее покрытие



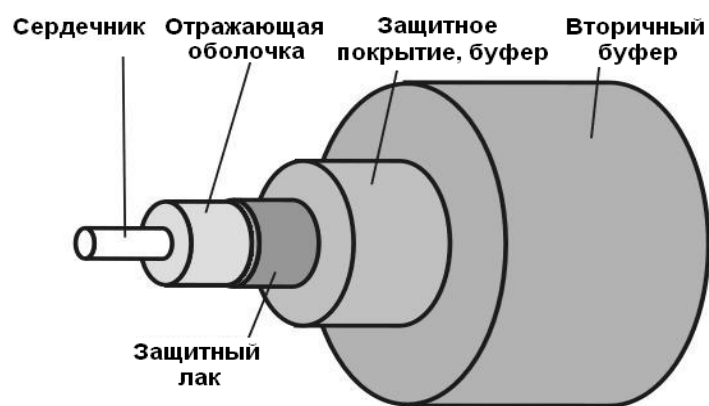


Рисунок 2.3 – Конструкция волоконнооптической линии связи

. Конструкция одного из вариантов оптического кабеля изображена на рис.2.4. Другие варианты конструкций оптических кабелей можно посмотреть в Интернете.

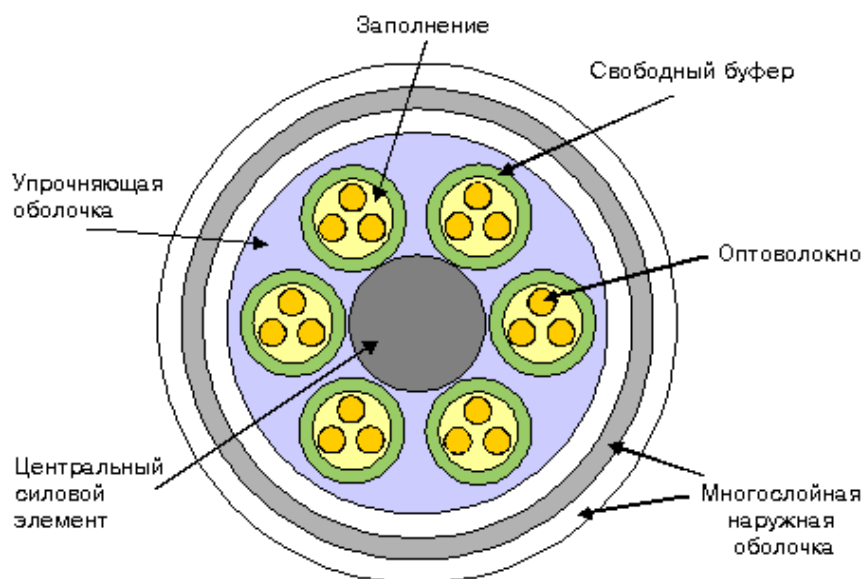


Рисунок 2.4 – Конструкция оптического кабеля

Скорость передачи сигналов по оптическому кабелю составляет 2-5 Гбит/с и выше. Затухание оптического кабеля имеет величину 0,2-10 дБ/км, причем оно незначительно возрастает с ростом частоты передачи сигналов. Каждое оптоволокно передает сигналы только в одном направлении, поэтому кабель состоит из двух волокон с отдельными коннекторами. Для защиты от внешних воздействий кабель имеет общее покрытие из пластика, а для повышения прочности внутри кабеля, наряду с оптоволоком, проложены нити из кевлара.

Различают два типа оптических кабелей: **многомодовые** и **одномодовые**. По слову "мода" понимают световые лучи внутри кабеля, которые имеют одинаковые углы отражения. В многомодовых кабелях распространяются несколько световых лучей, которые попадают на границу раздела оптических свойств и отражаются от нее под различными углами. Лучи, распространяющиеся в середине световода (без отражения) имеют

моду нулевого порядка, так называемые аксиально-модовые лучи. Одномодовые кабели имеют настолько малый диаметр, что в нем возможно распространения лучей только нулевой моды. Наружный диаметр оболочки в многомодовом и одномодовом волокне одинаков и составляет 125 мкм. Однако диаметр сердцевины в многомодовом волокне 50 или 62,5 мкм, в одномодовом 8,6 – 9,5 мкм.

На рисунке 2.5 показана схема распространения лучей в многомодовых и одномодовых волоконно-оптических линиях при различном профиле изменения коэффициента преломления лучей в среде распространения. Различный коэффициент преломления и его распределение внутри сердцевины достигается путем введения специальных добавок в оптическую массу в процессе производства (вытягивания) кабельной нити.

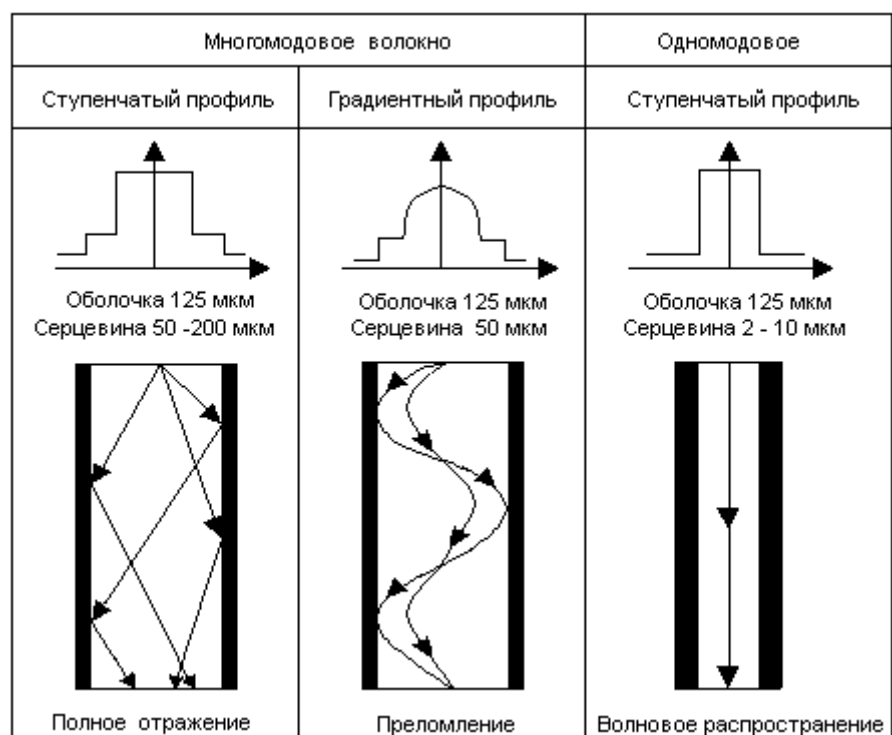


Рисунок 2.5 – Схема распространения лучей в волоконно-оптической линии и зависимости коэффициента преломления лучей

В связи с тем, что в многомодовом кабеле одновременно распространяется несколько лучей одного и того же сигнала, имеющих различное время прохождения, то результирующий сигнал на выходе кабеля расширяется и происходит межсимвольная интерференция передаваемых единичных элементов, которая возрастает с увеличением длины кабеля. Это затрудняет различение и регистрацию единичных элементов. В связи с этим приходится ограничивать скорость передачи в многомодовых волоконно-оптических линиях связи. В одномодовых кабелях межсимвольная интерференция практически отсутствует. Поэтому скорость передачи в таких линиях связи выше.

Существенным преимуществом волоконно-оптического кабеля, кроме высокой пропускной способности, является независимость от внешних электромагнитных полей. Основной недостаток волоконно-оптических линий - высокая стоимость производства компонентов, а также большие затраты на их монтаж и ремонт.

Для обеспечения большей пропускной способности линии связи промышленностью вы-

пускаются оптоволоконные кабели, содержащие несколько (до 8) одномодовых волокон с малым затуханием. Разработаны и производятся кабели для распределительных сетей, которые могут содержать до 216 волокон как одномодовых, так и многомодовых.

### 2.3.3 Первичные и вторичные параметры электрических линий связи

Электрические свойства проводных линий характеризуются их основными, или первичными параметрами, отнесенными к одному километру длины. **Первичными** параметрами цепи ЛС являются:

- 1) активное сопротивление  $R$ , [Ом/км];
- 2) индуктивность  $L$ , [Гн/км];
- 3) емкость между проводами  $C$ , [Ф/км];
- 4) проводимость изоляции между проводами  $G$ , [Сим/км].

**Сопротивление проводов** зависит от их диаметра и материала. На сопротивление проводов влияет температура окружающей среды. Индуктивность и емкость линии определяется, в основном, расстоянием между проводами и диаметром проводов. Емкость кабельных линий, кроме того, зависит также от материала диэлектрика между проводами. В настоящее время наиболее широко применяются электрические медные кабели диаметром 0,4 или 0,5 мм.

**Проводимость изоляции** воздушных линий зависит от погоды, а кабельных – от типа изоляции. Линии связи, у которых первичные параметры остаются неизменными по всей длине, называются однородными. При расчетах однородных линий связи по первичным параметрам пользуются эквивалентной схемой для 1 км цепи (рисунок 2.6).

Кроме первичных параметров, проводные линии характеризуются также вторичными параметрами, к которым относятся волновое сопротивление  $Z_v$  и коэффициент распространения сигнала  $\gamma$ , составляющими которого являются коэффициент затухания  $\alpha$  и коэффициент фазы  $\beta$  сигнала. Величина волнового сопротивления зависит от первичных параметров линии и частоты тока.

Волновые параметры ЛС определяются по следующим формулам:

$$\overline{Z_v} = \sqrt{(R+j\omega L)/(G+j\omega C)} = |Z_v| e^{j\omega\phi\beta};$$

$$\gamma = \sqrt{(R+j\omega L)(G+j\omega C)} = \alpha + j\beta = |j| e^{j\phi\gamma}$$

$$\alpha \approx \overline{R/2} \sqrt{C/L} + \overline{G/2} \sqrt{L/C}; \quad \beta \approx \omega \sqrt{LC}.$$

Волна напряжения и тока, приходящая к концу линии, отдает нагрузке всю энергию только в том случае, когда сопротивление нагрузки равно волновому сопротивлению линии связи. В противном случае часть энергии возвращается от конца линии к ее началу в виде отраженной волны тока и напряжения и искажает передаваемые сигналы. Поэтому условием неискаженной (и максимальной мощности) передачи сигналов является равенство сопротивления нагрузки волновому сопротивлению линии связи. Согласование сопротивлений обычно производится через согласующий трансформатор.

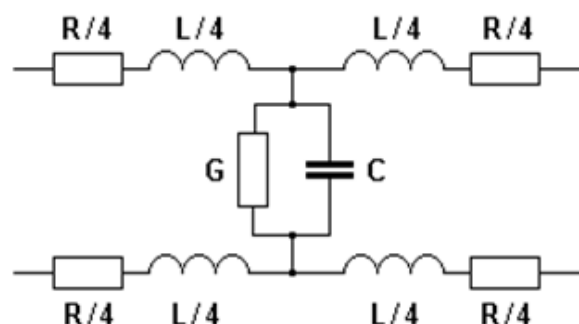


Рисунок 2.6 – Эквивалентная схема симметричной двухпроводной линии связи

Линия, по которой в данный момент времени передаются электрические сигналы, называется активной. Активная пара, естественно, создает электромагнитное поле. Это поле может оказывать влияние на другие находящиеся поблизости соседние пары, т.е. создавать так называемые *перекрестные помехи*. Схема влияния активной линии на соседние пары показана на рисунке 2.7.

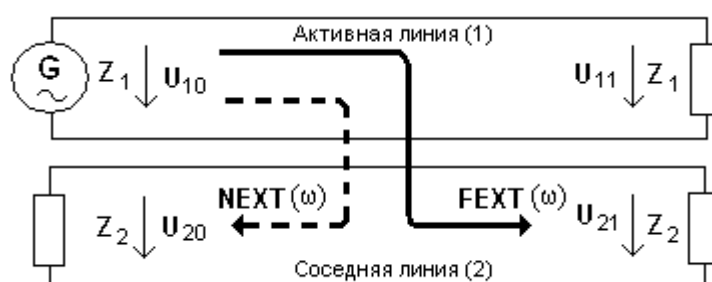


Рисунок 2.7 – Схема воздействия активной линии кабеля на соседнюю пару

Степень мешающего воздействия активной линии оценивается посредством **переходных затуханий** между парами проводов на **ближнем и дальнем концах линии (NEXT, FEXT)**. Здесь параметр **NEXT** (*Near End Crosstalk*) – переходное затухание измеренное на ближнем конце соседней пары, а **FEXT** (*Far End Crosstalk*) – переходное затухание, измеренное на дальнем конце соседней пары. С увеличением частоты сигнала переходные затухания уменьшаются. Количественно эти параметры оцениваются следующим образом:

$$\text{NEXT} = 20 \lg (U_{10}/U_{20}) \text{ дБ}; \quad \text{FEXT} = 20 \lg (U_{10}/U_{21}) \text{ дБ}. \quad (2.3)$$

Параметр FEXT характеризует интенсивность перекрестных помех на дальнем конце линии, т. е. перекрестные помехи измеряются на другом конце по отношению к источнику сигнала. Сам по себе параметр FEXT не представляет интереса для измерений ввиду зависимости его от длины линии. Две линии на базе компонентов одной и той же категории, но разной длины, будут иметь различные значения FEXT. Поэтому для измерений был выбран параметр ELFEXT (*Equal Level Far End Crosstalk*).

$$\text{ELFEXT} = \text{FEXT} - \alpha_2. \quad (2.4)$$

С целью уменьшения степени мешающих воздействий на соседние пары кабеля уровень сигналов передачи нормируют. Так, например, уровень сигнала передачи данных по телефонным кабельным линиям ограничивают величиной минус 13 дБ в точке нулевого измерительного уровня (напряжение в которой равно 0,775 В).

Для симметричных линий введен еще ряд параметров, характеризующие их помехозащищенность.

**Защищенность от помех ACR** (*Attenuation to crosstalk ratio*) — это превышение сигнала над уровнем собственных шумов. Определяется разностью  $ARC = NEXT \text{ [дБ]} - \alpha \text{ [дБ]}$ .

**Скорость распространения сигналов NVP** (*Nominal Velocity of Propagation*) — относительная скорость распространения сигналов, выражающая в процентах замедление сигналов в витой паре относительно скорости света в вакууме. Может использоваться для определения места повреждения.

**Задержка прохождения сигналов** (*Propagation Delay*) — представляет собой время распространения сигнала от одного конца линии до другого. Именно она является причиной ограничения длины кабельных линий для сетевых приложений.

**Разброс задержек прохождения сигналов** (*Skew*) — Максимальная разность задержек прохождения сигнала между всеми парами. Разброс вызывается в значительной степени различным шагом скрутки каждой из пар (который делается для уменьшения взаимного влияния NEXT и FEXT) и как следствие разной электрической длиной пар. На разброс задержек в меньшей степени оказывает влияние также неоднородность параметров медных проводников и диэлектриков изоляции, обуславливающая различную скорость распространения электромагнитной волны. Введение параметра разброса задержки прохождения сигналов обусловлено тем, что некоторые локальные компьютерные сети, такие, например, как 100VG AnyLAN, 100BASE-T4, 1000BASE-T, используют для передачи сигналов одновременно все четыре пары симметричного кабеля. Если задержка прохождения сигнала в одной паре существенно отличается от задержки прохождения сигнала в другой паре, то это может привести к их рассинхронизации до такой степени, что восстановление исходного сигнала на приемной стороне будет невозможно. Задержка прохождения сигнала и разброс задержки сигнала обычно измеряются в наносекундах.

В настоящее время промышленностью выпускается 7 категорий кабеля UTP: 1-я категория — традиционный телефонный кабель, по которому можно передавать только речевые сигналы; 2 — для передачи данных со скоростью до 4 Мбит/с; 3 — для передачи данных со скоростью до 10 Мбит/с; 4 — до 16 Мбит/с; 5 — до 100 Мбит/с; категории 6 и 7 — свыше 100 Мбит/с.

Кабели категорий 2 — 5 состоят из 4 витых пар каждый. Волновое сопротивление всех этих кабелей равно 100 Ом. В витой паре один проводник является сигнальным, а второй используется в качестве общего провода, уравнивающего потенциалы на передающей и приемной станциях. В локальных компьютерных сетях наиболее широко используются кабели 3 и 5 категорий. Кабель третьей категории первоначально предназначался для телефонной связи. Он состоит из витых пар с 9-ю витками на метр длины. Кабель пятой категории разработан специально для компьютерных сетей. Ключевое различие между кабелями 3-й и 5-й категорий заключается в количестве витков скручивания пары проводников на единицу длины кабеля. В пятой категории количество витков на едини-

цу длины кабеля в 3 раза больше чем в кабеле третьей категории (27 витков на метр). Это позволяет существенно повысить пропускную способность линии.

Категория 7 является единственной на данный момент стандартизированной средой передачи, которая без каких либо оговорок способна обеспечивать передачу со скоростью 10 Гбит/с по линиях длиной до 100 м. В кабелях 7 категории существенно уменьшен уровень шумов. Этот фактор является очень важным, так как основным мешающим фактором для систем передачи данных, работающих со скоростью 10 Гбит/с, является тепловой шум. Уменьшение шумов в этом кабеле достигается благодаря особенностям конструкции кабеля и модульных разъемов. Пары состояются из жил диаметром не менее 0,58 мм, причем каждая пара заключается в индивидуальный экран из фольги. Экранирование каждой пары по всей окружности обеспечивается и в модульном разьеме. Благодаря этим мероприятиям, для такого кабельного оборудования являются менее ощутимыми наводки, в том числе и межкабельные.

### 2.3.4. Параметры оптических линий связи

Одним из важнейших параметров оптической линии связи является рабочая **длина волны** оптических колебаний  $\lambda$  или центральная частота диапазона частот, отведенного для передачи оптического сигнала отдельного оптического канала. Длина волны связана с частотой колебаний  $F$  следующим соотношением:

$$F \cdot \lambda = c = 3 \cdot 10^8 \text{ м/с},$$

где  $c$  - скорость света в вакууме. Отсюда

$$F = c / \lambda, \text{ Гц}$$

Для широко используемых в ВОЛС длин волн 1310 нм эквивалентная частота

$$F = 3 \cdot 10^8 / 1310 \cdot 10^{-9} = 2,29 \cdot 10^{14} \text{ Гц} = 2,29 \cdot 10^5 \text{ ГГц} = 229 \text{ ТГц}.$$

При переводе длин волн в частоту для практических целей, например в системах с волновым уплотнением WDM, обычно используют более точную оценку скорости света, равную  $2,99792458 \cdot 10^8 \text{ м/с}$ .

Коэффициент затухания для заданной длины волны оптического излучения определяется как отношение вводимой в волокно оптической мощности к мощности принятого из волокна оптического сигнала. Обычно коэффициент затухания измеряется в децибелах на км (дБ/км) и зависит как от параметров оптического волокна, так и от длины волны светового потока. Затухание оптического волокна, определяется потерями на поглощение или рассеяние излучения в оптическом волокне. Потери на поглощения зависят от прозрачности материала, из которого изготовлено волокно. Потери на рассеяние зависят от неоднородности преломления материала. Затухание сигнала при определенной марке кабеля на единицу длины линии зависит от длины волны сигнала.

По сравнению с электрическим кабелем оптический кабель отличается существенно более низкими (по абсолютной величине) величинами затухания, обычно в диапазоне от 0,2 до 3 дБ при длине кабеля в 1000 м. Практически всем оптическим волокнам свойственна сложная зависимость затухания от длины волны, с тремя так называемыми «**окнами прозрачности**». Характерный пример показан на Рисунке 2.8. Как видно из рисунка

ка, область эффективного использования современных волокон ограничена волнами длин 850, 1300 и 1550 нм, при этом окно в 1550 нм обеспечивает наименьшие потери, а значит, максимальную дальность при фиксированной мощности передатчика и фиксированной чувствительности приемника.

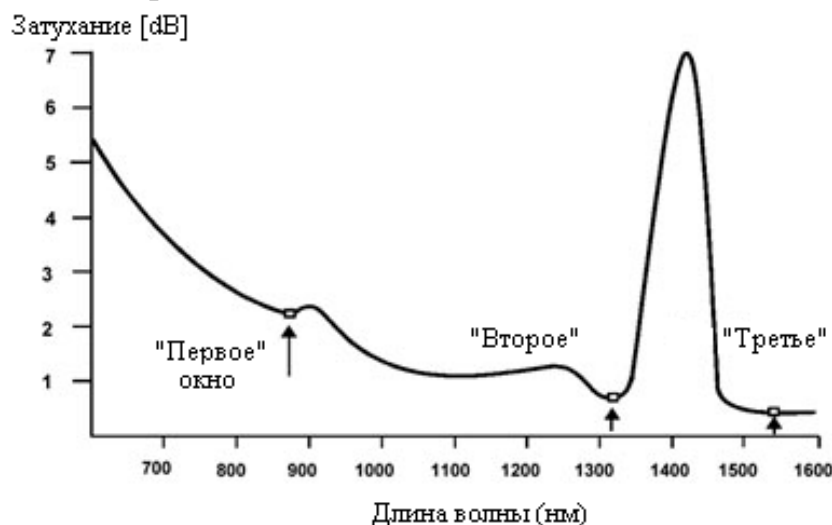


Рисунок 2.8 - Затухание оптического волокна от длины волны

Выпускаемый многомодовый кабель обладает двумя первыми окнами прозрачности, т. е. 850 и 1300 нм, а одномодовый кабель — двумя окнами прозрачности в диапазонах 1310 и 1550 нм.

**Отношение оптического сигнала к оптическому шуму** — отношение средней мощности оптического излучения сигнала к средней мощности оптического излучения шума в полосе частот оптического диапазона, выраженное в дБм.

**Дисперсия.** В общем случае, дисперсия - это "размывание" или растягивание светового импульса, происходящее во время передачи его в оптическом волокне. Количественно дисперсия определяется как квадратичная разность длительностей импульсов на выходе и входе кабеля длины  $L$  по формуле

$$\tau(L) = \sqrt{t_{\text{out}}^2 - t_{\text{in}}^2}.$$

Обычно дисперсия нормируется в расчете на 1 км, и измеряется в пс/км. Дисперсия сильно ограничивает скорость работы оптических систем, заметно снижая граничную полосу пропускания. Определены два основных вида дисперсии: модовая и хроматическая.

**Хроматическая дисперсия** — изменение формы огибающей оптического сигнала, обусловленное зависимостями постоянной распространения моды оптического сигнала и показателя преломления оптического волокна от длины волны. По-другому, это увеличение длительности оптических импульсов, обусловленное различием скоростей распространения его спектральных составляющих. Хроматическая дисперсия выражается в пс/(нм·км) и физически может быть выражена как разница времени прохождения оптического световода длиной один километр сигналами двух длин волн, причём эти длины волн должны лежать в заданной полосе спектра излучения оптического источника.

**Модовая дисперсия** связана с различным временем прохождения участка волокна световых мод,двигающихся по разным траекториям. В пределах числовой апертуры в

многомодовое волокно может быть введено несколько сотен разрешенных мод. Все они будут распространяться по различным траекториям, имея различное время прохождения от источника до приемника. Суммарный импульс, полученный приемником сигнала, оказывается сильно растянутым во временной области. Наличие модовой дисперсии является недостатком многомодовых систем передачи.

**Поляризационная модовая дисперсия (PMD)** – изменение формы огибающей оптического сигнала, обусловленное различием скоростей распространения двух взаимноперпендикулярных поляризационных модовых составляющих.

Макс потери, дБ/км 0,20 для длины волны 1,55 мкм 0,4 для 1,31 мкм

Числовая апертура 0,13 – 0,14.

Длина волны нулевой дисперсии  $\lambda_0$ , (мкм)

Макс дисперсия поляризованной моды (PMD), пс/нм 1/2

Первое окно прозрачности расположено на длинах волн от 820 до 880 нм и используется в основном для передачи сигналов на короткие расстояния с использованием широкополосных светодиодных источников излучения и коротковолновых лазеров. Основное достоинство такой аппаратуры – ее дешевизна.

Второе окно прозрачности, от 1285 до 1330 нм, активно используется в телекоммуникациях. При относительно высоком затухании оптических сигналов, работающих в этом диапазоне, это окно прозрачности позволяет использовать оптические источники с широкой полосой излучения. Основная причина этого - минимальная величина хроматической дисперсии кварцевого стекла, позволяющая использовать дешевые источники излучения.

Третье окно прозрачности перекрывает диапазон длин волн от 1525 до 1575 нм. Основное достоинство его использования – минимальное затухание оптического сигнала. Однако передача высокоскоростных потоков данных в этом диапазоне сталкивается с обязательным условием компенсации повышенной дисперсии волокна, что ведет к повышению стоимости.

К настоящему времени разработаны четвертое (1580 нм) и пятое (1400 нм) окна прозрачности, а также оптические волокна, имеющие относительно хорошую прозрачность во всём ближнем инфракрасном диапазоне.

Основные параметры оптического волокна — полоса пропускания. Полоса пропускания — диапазон частот, в пределах которого амплитудно-частотная характеристика оптоволокна достаточно равномерна для того, чтобы обеспечить передачу сигнала без существенного искажения его формы. Так как световой импульс во время распространения по волокну искажается как по амплитуде, так и по длительности, это заметно сказывается на возможностях передачи коротких импульсов на больших битовых скоростях.

Ширина полосы пропускания оптического волокна может быть определена как частота, при которой нормированная передаточная функция равна 0,5 от величины при частоте модуляции 0 Гц. Таким образом, ширина полосы пропускания – это частота модуляции, при которой мощность сигнала падает на 50% или на 3 дБ по отношению к мощности немодулированного сигнала.



### 3. Каналы связи инфокоммуникационных сетей

#### 3.1 Общие принципы уплотнения линий и организации каналов

Пропускная способность (полоса пропускания) линий связи обычно намного выше, чем зачастую требуется для передачи информации от одного источника к получателю. Для повышения эффективности использования линий связи их уплотняют, организуя на линии несколько каналов, т.е. обеспечивают одновременную независимую передачу сигналов многих различных сообщений по паре проводов. **Каналом связи** (виртуальным каналом), называется независимый тракт передачи сигналов от источника к получателю, образованный аппаратурой уплотнения на физической линии путем использования части ресурсов этой линии.

Обобщенная структурная схема аппаратуры уплотнения, представляющей собой многоканальную систему передачи (МСП), изображена на рисунке 3.1.



Рисунок 3.1 – Обобщенная структурная схема многоканальной системы передачи

Оконечная передающая аппаратура предназначена для преобразования  $N$  передаваемых исходных сигналов. При этом каждый сигнал должен отличаться от других по одному из параметров (занимаемая полоса частот, время передачи и т.д.). Совокупность таких сигналов, так называемый **групповой сигнал**, передается по линии связи (ЛС). Промежуточное оборудование служит для компенсации затухания и искажений, которые претерпевают сигналы при передаче по ЛС. Оконечная аппаратура осуществляет обратное преобразование группового сигнала в  $N$  исходных.

Существуют системы многоканальной передачи с частотным, временным и спектральным разделением каналов. При частотном разделении каналов для каждого канала выделяется определенная полоса частот  $\Delta F_k$ . Для исключения взаимного влияния между каналами полосы частот каналов разделяются защитными промежутками  $\Delta F_z$  (рисунок 3.2,а). В системах с временным разделением каналов (**ВРК**) для каждого канала выделяется определенный промежуток времени  $\Delta t_k$  (рисунок 3.2,б). Системы со спектральным разделением представляют собой разновидность частотного разделения, при котором по оптической линии передаются несколько лучей одновременно, каждый из которых отличается длиной оптической волны  $\lambda$ .

Частотное разделение так же называют мультиплексирование с разделением по частоте, англ. **FDM** (*Frequency Division Multiplexing*).

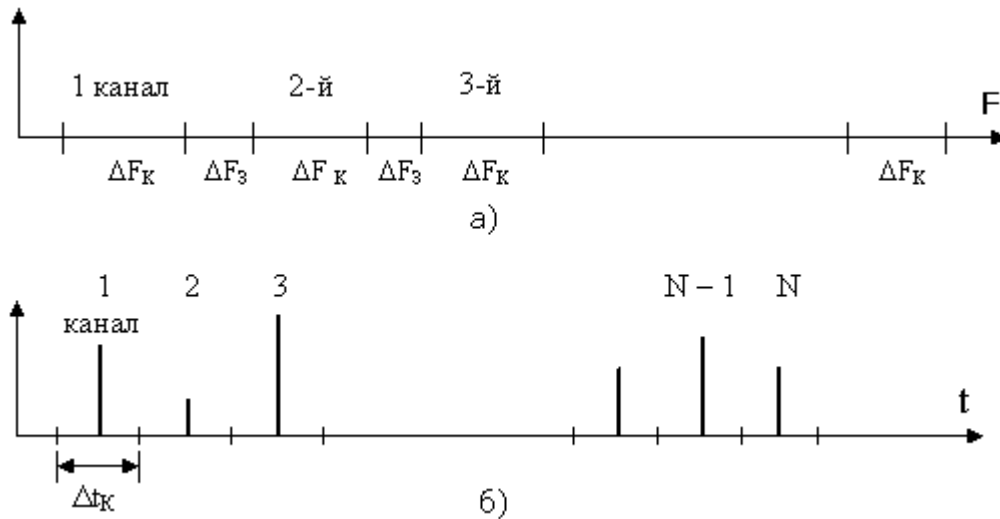


Рисунок 3.2 – Частотное а) и временное б) разделение каналов

### 3.2. Частотное разделение каналов (ЧРК)

#### 3.2.1. Преобразование частоты сигналов

Для переноса спектра сигналов исходного сообщения в определенную полосу частот линии связи применяется преобразования частоты. Преобразование сигнала определенной частоты в различные высокочастотные колебания выполняется в модуляторах. Основным элементом любого преобразователя частоты является нелинейный элемент (НЭ), роль которого выполняет диод или транзистор. Схема простейшего преобразователя частоты показана на рисунке 3.3.

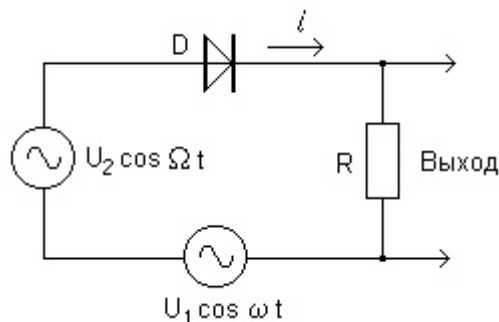


Рисунок 3.3 – Схема простейшего преобразователя частоты

На вход преобразователя подаются два колебания. Напряжение  $U_1 \cos \omega t$  отображает колебание несущего генератора, а напряжение  $U_2 \cos \Omega t$ , - сигнал источника. Роль нелинейного элемента выполняет полупроводниковый диод D.

Ток на выходе нелинейного элемента (диода) в общем случае может быть представлен в виде степенного ряда:

$$i = a_0 + a_1 U + a_2 U^2 + \dots + a_n U^n.$$

Если  $U = U_1 \cos \omega t + U_2 \cos \Omega t$ , то ограничиваясь первыми тремя членами ряда, получим:  $i = a_0 + a_1 U_1 \cos \omega t + a_1 U_2 \cos \Omega t + a_2 (U_1 \cos \omega t + U_2 \cos \Omega t)^2 =$

$$= a_0 + a_1 U_1 \cos \omega t + a_1 U_2 \cos \Omega t + a_2 U_1^2 \cos^2 \omega t + 2a_2 U_1 U_2 \cos \omega t \cos \Omega t +$$

$$+ a_2 U_2^2 \cos^2 \Omega t = a_0 + a_1 U_1 \cos \omega t + a_1 U_2 \cos \Omega t + a_2 U_1^2 / 2 +$$

$$+ (a_2 U_1^2 / 2) \cos 2\omega t + a_2 U_1 U_2 \cos(\omega - \Omega)t + a_2 U_1 U_2 \cos(\omega + \Omega)t + (a_2 U_2^2 / 2) +$$

$$+ \cos 2\Omega t + a_2 U_2^2.$$

При получении этого выражения учитывалось, что

$$\cos^2 \alpha = (1 + \cos 2\alpha) / 2 \quad \text{и} \quad \cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} (\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)).$$

Таким образом, в результате модуляции на выходе НЭ, кроме токов основных частот  $\omega$  и  $\Omega$ , появляются токи с частотами  $2\omega$  и  $2\Omega$ , ...,  $m\omega$  и  $m\Omega$ , а также колебания суммарных и разностных частот  $(\omega + \Omega)$  и  $(\omega - \Omega)$ , так называемые боковые частоты, и боковые частоты, кратные  $(m\omega + n\Omega)$ ,  $(m\omega - n\Omega)$ .

В реальных условиях информационные сигналы состоят не из одной частоты, а занимают определенный спектр (например, для сигналов телефонной связи  $0,3 \div 3,4$  кГц). Поэтому на выходе преобразователя будут не боковые частоты, а боковые полосы частот:

- верхняя  $\omega + (\Omega_1 \div \Omega_n)$ ;
- и нижняя  $\omega - (\Omega_1 \div \Omega_n)$ .

Условно спектр сигнала графически изображают в виде, показанном на рисунке 3.4.

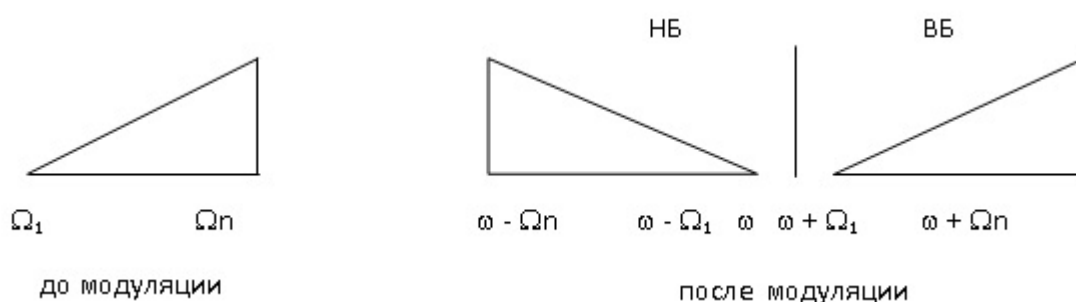


Рисунок 3.4 – Условное изображение спектров сигналов до и после модуляции

Как видно из рисунка 3.4, спектр выходного колебания состоит из нижней (НБ) и верхней (ВБ) боковых полос, каждая из которых содержит колебания исходного сигнала. Поэтому нет необходимости передавать в канал обе боковые составляющие. На практике

в аппаратуре уплотнения, с целью экономии полосы частот, осуществляют передачу только нижней или только верхней боковой полосы частот.

Упрощенная схема аппаратуры уплотнения с частотным разделением каналов с передачей одной боковой полосы частот показана на рисунке 3.5. Аппаратура состоит из передающей и приемной частей. В каждой канальной ветви на передающей стороне содержится преобразователь частоты ППер, генератор несущей частоты  $\Gamma$  и полосовой фильтр ПФ, выделяющий одну из боковых полос модулированного сигнала. Несущие частоты в стандартной каналообразующей аппаратуре нижнего уровня имеют значения 108; 104; 100; ...; 68 и 64 кГц. Боковые составляющие отдельных каналов одновременно поступают в линию связи и образуют так называемый групповой сигнал.

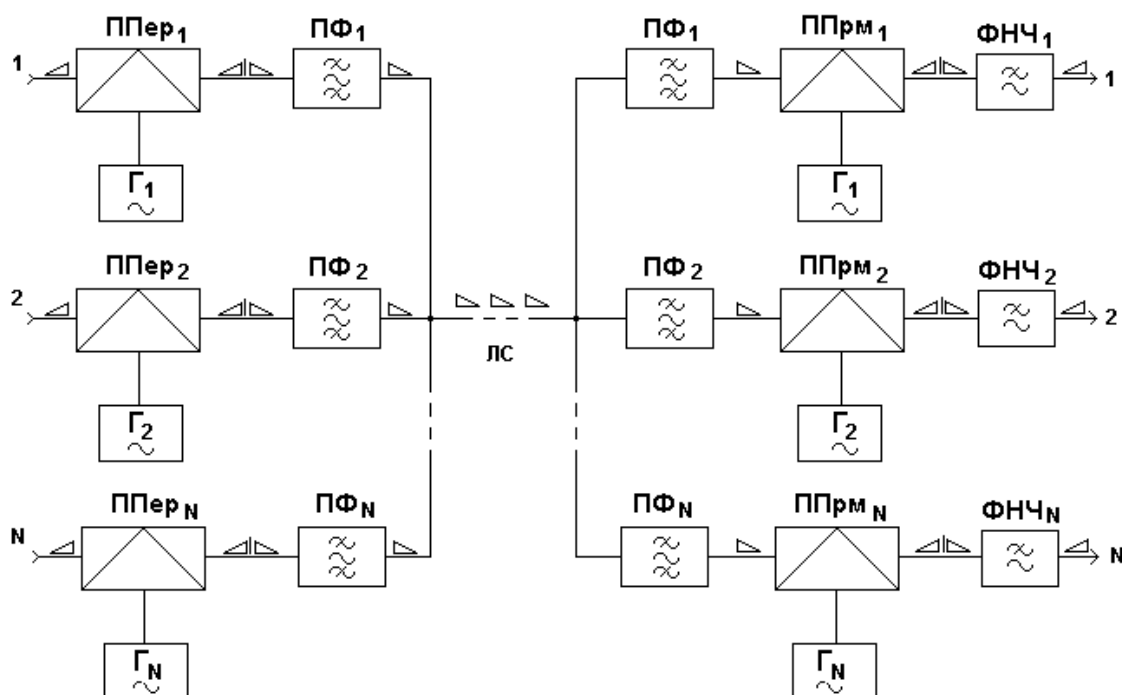


Рисунок 3.5 – Упрощенная схема аппаратуры уплотнения с ЧРК с передачей одной боковой полосы

На приемной стороне каждая канальная ветвь включает полосовой фильтр, выделяющий из группового сигнала свою полосу частот, преобразователь частоты ППрм, в котором производится восстановление несущей и демодуляция сигналов и фильтр нижних частот, выделяющий из совокупного спектра полосу частот исходного сигнала. Функционирование аппаратуры уплотнения объясняется следующим примером.

При поступлении на вход преобразователей частоты сигналов от источника информации в частотном диапазоне  $0,3 \div 3,4$  кГц после преобразования на выходе ППер<sub>1</sub> возникнут колебания двух боковых полос:

- ВБ  $108 + (0,3 \div 3,4) = 108,3 \div 111,4$  кГц ; 1 канал
- НБ  $108 - (0,3 \div 3,4) = 104,6 \div 107,7$  кГц ;
- ВБ  $104 + (0,3 \div 3,4) = 104,3 \div 107,4$  кГц ; 2 канал

- НБ  $104 - (0.3 \div 3.4) = 100.6 \div 104.7$  кГц ;
- ВБ  $100 + (0.3 \div 3.4) = 100.3 \div 103.4$  кГц ; 3 канал
- НБ  $100 - (0.3 \div 3.4) = 96.4 \div 99.7$  кГц .

В линию связи достаточно передавать только одну боковую полосу, т.к. исходный сигнал содержится в обеих полосах.

На приемной стороне после преобразования появляются токи двух боковых полос:

$$\begin{aligned} \text{ВБ } 108 + (104.6 \div 107.7) &= 212.6 \div 215.7 \text{ кГц ;} & 1 \text{ канал} \\ \text{НБ } 108 - (104.6 \div 107.7) &= 0.3 \div 3.4 \text{ кГц.} \end{aligned}$$

Аналогично во втором и третьем канале:

$$\begin{aligned} \text{ВБ } 100 + (96.4 \div 99.7) &= 196.4 \div 199.7 \text{ кГц ;} & 3 \text{ канал} \\ \text{НБ } 100 - (96.4 \div 99.7) &= 0.3 \div 3.4 \text{ кГц.} \end{aligned}$$

Поскольку ФНЧ на выходах преобразователей пропускают только токи нижней боковой полосы  $0,3 \div 3,4$  кГц, на выходах каждого канала сигналы будут иметь ту же полосу тональных частот, какую имели исходные сигналы, т.е.  $0,3 \div 3,4$  кГц.

С целью передачи информации на большие расстояния на линии устанавливаются усилители группового сигнала. Для возможности разделения многоканальных сигналов, передаваемых в прямом и обратном направлениях, используется либо однополосная **четырёхпроводная**, либо **двухполосная двухпроводная** система передачи.

Однополосная четырёхпроводная система используется для организации каналов по парам коаксиальных и симметричных кабелей и требует наличие двух двухпроводных цепей, т.е. двух кабельных пар. По каждой паре в прямом или обратном направлении передаются многоканальные сигналы  $N$  каналов. Полосы частот, занимаемые сигналами этих  $N$  каналов, в обеих парах совпадают. Для уменьшения переходных влияний между параллельными парами, пары симметричных кабелей, используемые для передачи сигналов в различных направлениях, размещают в двух различных кабелях, т.е. применяют **двухкабельный** способ организации связи. При использовании коаксиальных кабелей применяется **однокабельный** способ организации связи.

### **Структурная схема однополосной 4-х проводной аппаратуры уплотнения с ЧРК.**

В этой системе первый канал предназначен для передачи телефонных сообщений. Другие КС предназначены как для передачи телефонных, так и не телефонных сигналов, в последнем случае дифференциальные (разделительные) системы к каналам не подключаются.

МКС с ЧРК по двухпроводным линиям (в основном воздушным) организуется по двухполосной двухпроводной системе. В этом случае передача в разных направлениях ведется в разных полосах частот. Структурная схема линейной части приведена на рисунке 3.6.

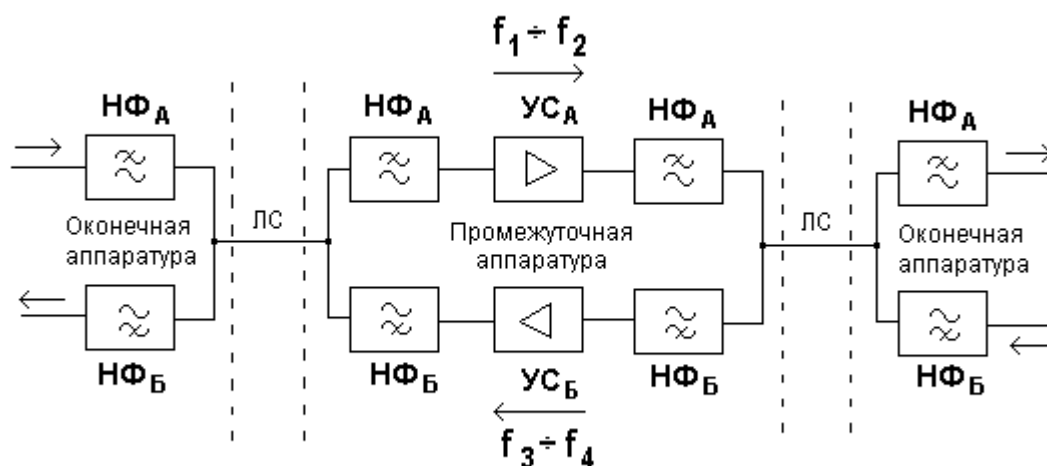


Рисунок 3.6 – Схема линейной части двухпроводной двухполосной аппаратуры с ЧРК

Схема оконечной аппаратуры такая же, как и при 4-х проводной системе, за исключением наличия в 2-х проводной системе направляющих фильтров НФ. В каждой паре НФ один является фильтром нижних частот, а другой – верхних.

Оконечная стандартная аппаратура многоканальных систем передачи с числом каналов 12 и более строится с использованием **принципа многократного преобразования частоты**. Это означает, что в передающей части аппаратуры уплотнения частоты исходных информационных сигналов преобразовываются несколько раз (рисунок 3.7).

Когда количество каналов той или иной группы достигает номинального числа каналов МКС, то последним преобразованием полоса частот этой группы (групп) преобразуется в линейную полосу частот системы, то есть в ту полосу частот, в которой многоканальный сигнал данной системы передается по линии связи.

Использование принципа многократного преобразования частоты позволяет уменьшить число различных узлов, входящих в схему аппаратуры, а также число номиналов несущих частот. Например: при однократном преобразовании 60-канальная МКС должна содержать 60 номиналов частот, фильтров и генераторов. При многократном — лишь 18.

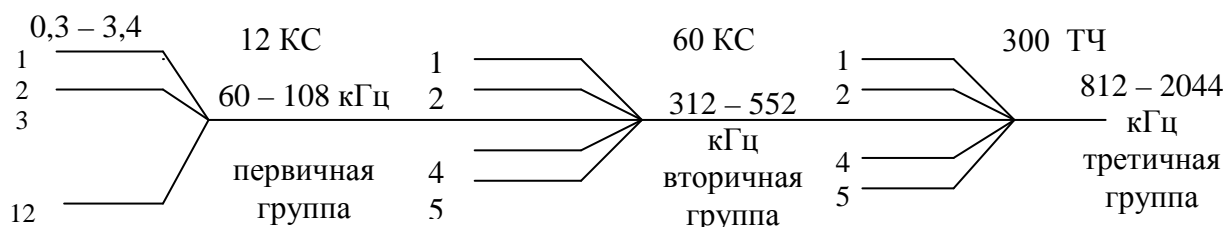


Рисунок 3.7 – Схема многократного преобразования частоты

В настоящее время в системах с ЧРК на нижнем уровне преобразования используется стандартная 12-канальная аппаратура уплотнения. 12-канальная группа исходных сигналов размещается в полосе частот 60-108 кГц. Каждый канал группы имеет отдельный

тракт передачи и приема, т.е. каждый из них является 4-х проводным. Структурная схема 12-ти канальной (первичной) группы показана на рисунке 3.8.

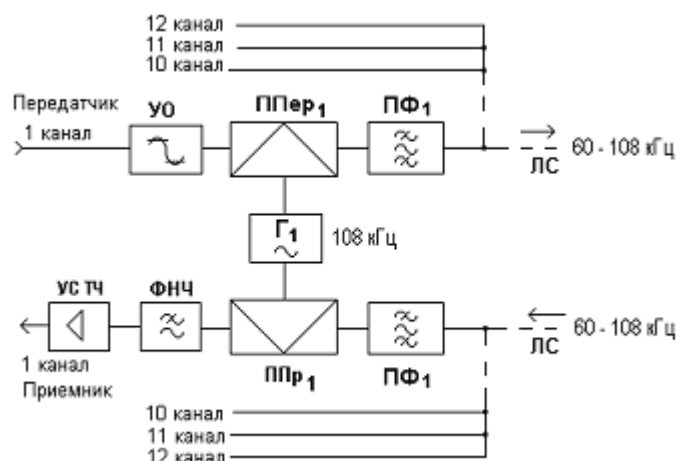


Рисунок 3.8 – Схема стандартного 12-канального блока аппаратуры уплотнения с ЧРК

Несущая частота 1 канала — 108 кГц  
 Разнос частот между каналами — 4 кГц.  
 Несущая частота 12 канала — 64 кГц.  
 Несущая частота N-го канала определяется по следующей формуле:

$$F_{HN} = 108 - 4(N-1) \text{ кГц},$$

где N — номер канала.

Усилитель-ограничитель амплитуды (УО) служит для ограничения пикового напряжения входного сигнала. Усилитель УС ТЧ обеспечивает усиления сигналов тональной частоты.

Это оборудование Для формирования общего сигнала 60- и 300-канальных и т.д. групп используется **групповое преобразовательное оборудование**. Схема группового оборудования на 60 каналов показана на рисунке 3.9. Несущие частоты группового оборудования определяются по формуле

$$F_{HN} = 420 + 48(N-1) \text{ кГц},$$

где N — номер первичного широкополосного канала.

Структурная схема 300-канальной группы аналогичная и отличается только параметрами. Третичная группа занимает полосу 812-2044 кГц. Между полосами, в которых размещены вторичные группы, имеются защитные промежутки по 8 кГц.

Достоинства частотного разделения каналов состоят в следующем:

- экономное использование полосы пропускания группового канала. Коэффициент использования полосы  $\xi = 0,75 \div 0,8$ ;
- возможность получения большого числа каналов;
- легкость сопряжения проводных и радиорелейных линий;
- возможность объединения нескольких каналов для передачи более широкополосного сигнала.

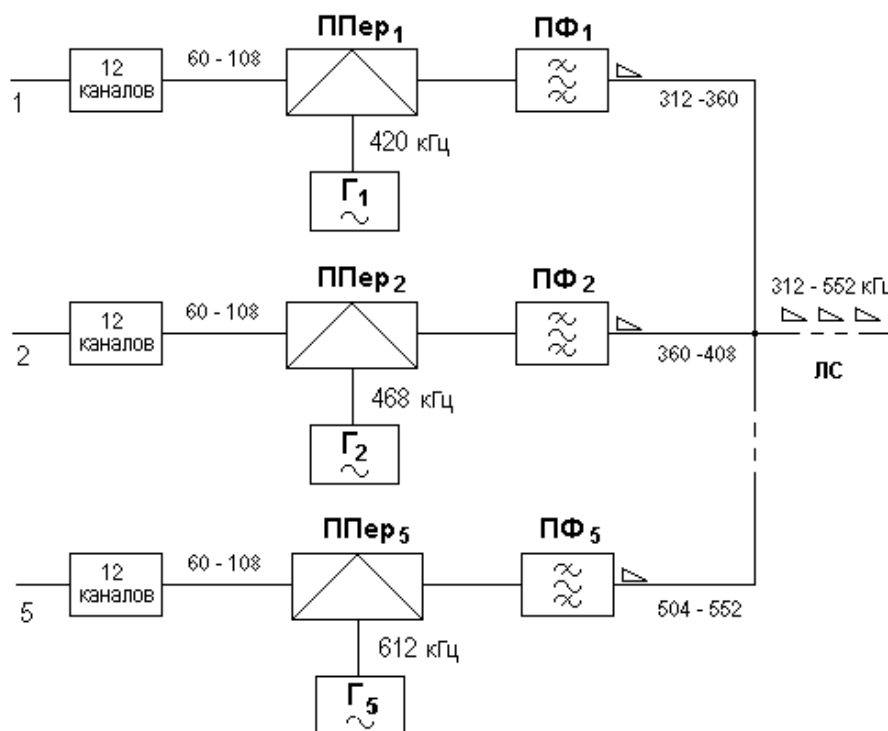


Рисунок 3.9 – Схема группового преобразовательного оборудования

К недостаткам многоканальных систем с ЧРК следует отнести:

- наличие переходных помех, обусловленных нелинейностями АЧХ и ФЧХ группового тракта и возможность накопления этих помех с увеличением числа промежуточных усилительных пунктов;
- резкая чувствительность к нагрузке группового тракта;
- сравнительная сложность и громоздкость аппаратуры.

### 3.3. Временное разделение каналов

Принцип временного разделения каналов (**ВРК**) иллюстрируется схемой, представленной на рисунке 3.10,а и временной диаграммой (рисунок 3.10,б).

Основным узлом этих систем являются распределители каналов Р. Для нормальной работы МКС с ВР необходимо обеспечить синхронное и синфазное движение передающего и приемного распределителей. Для этого синхронизирующее устройство (СУ) на каждом цикле посылает в ЛС синхронизирующий импульс (СИ).

Принципиальная возможность ВРК следует из теоремы отсчетов Котельникова.

Частота следования импульсов в канале определяется из следующего соотношения:

$$F = N F_T,$$

где  $F_T$  — тактовая частота следования импульсов в одном канале, определяемая по теореме Котельникова



$$F_T = kF_{\text{макс}};$$

$F_{\text{макс}}$  — максимальная частота спектра сигнала источника информации;  $k$  — коэффициент, учитывающий точность воспроизведения сигналов. Обычно  $k = 2,5 \div 4$ .

Период повторения канальных сигналов (импульсов) при этом равен

$$T_{\Pi} = 1 / kF_{\text{макс}}.$$

Для сигналов тональной частоты (ТЧ)  $T_{\Pi} = 1 / 2,5 * 3100 \approx 125 * 10^{-6} \text{ с}$ .

Длительность канальных импульсов  $\tau$  при наличии флуктуационных помех рассчитывается по формуле:

$$F_{\text{макс}} \approx (0,5 \div 0,6) / \tau.$$

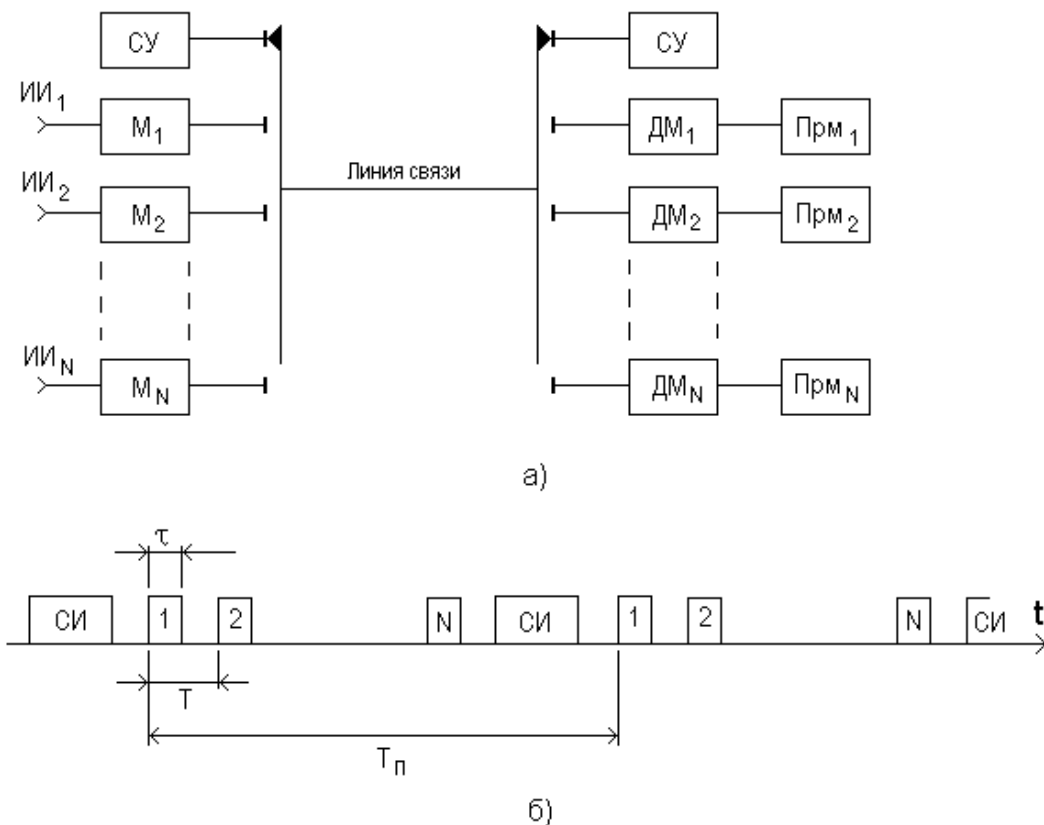


Рисунок 3.10 – Схема (а) и временная диаграмма (б) временного разделения каналов

В электронной МКС с временным разделением вместо распределителей импульсов используются мультиплексоры. Поэтому такие устройства называются также системами с временным мультиплексированием каналов, англ. **TDM** (*Time Division Multiplexing*).

Основными преимуществами МКС с временным разделением являются:

- Высокая достоверность приема информации при применении наиболее помехоустойчивых методов передачи.
- Высокая стабильность остаточного затухания.
- Дешевизна и малые габариты (из-за отсутствия фильтров).

Недостатки МКС с ВР сводятся к следующим:

- Необходимость поддержания синхронной работы коммутаторов.

- Расширение полосы частот системы при уменьшении длительности канальных импульсов, усложнение генерирования импульсов малой длительности.
- Возможность появления взаимных влияний между каналами за счет нелинейности фазовой характеристики.
- Трудность выделения каналов в промежуточных пунктах.

Все разнообразие аппаратуры с ВР можно разделить на две группы:

- 1) Аппаратура с использованием обычных методов модуляции (АИМ, ДИМ и ВИМ);
- 2) Аппаратура с цифровыми методами модуляции (КИМ, ДМ и их разновидности).

Общая структурная схема многоканальной системы с ВРК и с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ) показана на рисунке 3.11. Здесь: ИИ – источник информации; ГТИ – генератор тактовых импульсов; ИМ – импульсный модулятор; ФСИ – формирователь синхронизирующих импульсов; Распределитель КИ – распределитель канальных импульсов; СУ – суммирующее устройство; ССИ – селектор синхроимпульсов; ВС – временной селектор; ДМ – демодулятор.

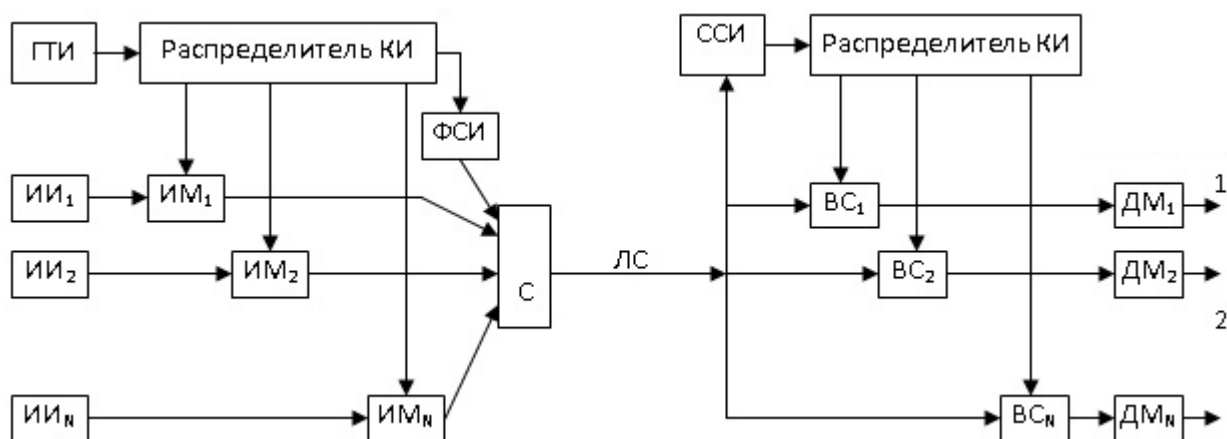


Рисунок 3.11 – Схема аппаратуры уплотнения с ВРК с АИМ

Более перспективной в многоканальной связи является каналообразующая аппаратура с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ) с использованием цифрового метода передачи, при котором значения отсчетов сигналов преобразуются в цифровую форму с помощью АЦП.

### 3.3.2. Аппаратура уплотнения с ИКМ

Цифровые системы передачи состоят из трех функционально законченных частей: оборудования формирования стандартных цифровых ступеней преобразования (ЦСП), оборудования линейного тракта и вспомогательного оборудования (оборудование дистанционного питания, телемеханики и служебной связи).

В основу построения оборудования систем ИКМ заложена кратность скоростей отдельных ступеней преобразования. Например, для образования вторичной цифровой си-

стемы, обеспечивающей скорость передачи 8,448 Мбит/с, необходимо объединить четыре потока первичной системы, обеспечивающей скорость передачи 2,048 Мбит/с. Основные параметры систем ИКМ приведены в таблице 3.1.

На нижнем уровне иерархии аппаратуры уплотнения используется система многоканальной передачи ИКМ-30. Она позволяет организовать 30 каналов ТЧ (плюс 2 канала служебной связи) по двум парам многопарных кабелей типа ТГ или ТПП. Для восстановления затухания и формы сигнала вдоль линий устанавливаются необслуживаемые регенерационные пункты НРП (через 0,35 - 2,7 км).

Таблица 3.1

Тип системы	Скорость передачи, Мбит/с	Число каналов	Направляющая система
Первичная ЦСП (ИКМ-30)	2,048	30	Многопарный НЧ-кабель, РРЛ
Вторичная ВЦСП (ИКМ-120)	8,448	120	Симметричный кабель, коаксиальный кабель, РРЛ, спутниковая линия
Третичная ТЦСП ИКМ-480	≈34	480	Коаксиальный кабель, РРЛ
Четверичная ЧЦСП	≈140	1920	Коаксиальный кабель, световодная и волноводная линии

Можно вместо 30 каналов передачи речевых сообщений использовать часть каналов ТЧ для радиовещания или вести по ним передачу данных со скоростью 64 кбит/с.

Структурная схема аппаратуры ИКМ-30 приведена на рисунке 3.12. В блоке аналого-цифрового оборудования (АЦО) сигналы ТЧ преобразуются в дискретизированные сигналы – АИМ. Эти сигналы передаются на кодер, где они преобразуются в семиразрядные кодовые группы, к которым добавляется еще один разряд для сигналов управления. Сформированный т.о. ИКМ сигнал 32 каналов подается на стойку оборудования линейного тракта (ОЛТ).

Существует два стандарта аппаратуры уплотнения с ИКМ: американский (поток Т1) и европейский – поток Е1. В кадре аппаратуры уплотнения, используемой в США, содержится 24 канальных интервала по 8 бит, что в итоге дает 192 бита на кадр. Один дополнительный (193-ий) бит используется для целей синхронизации по кадрам (F). Таким образом скорость передачи битов в канале Т1 составляет  $193 \times 8000 = 1,554$  Мбит/с. Кадр Европейской аппаратуры уплотнения (канал Е1) имеет 32 канальных интервала, а скорость пререди битов в канале составляет  $32 \times 8 \times 8 = 2048$  кбит/с. 8-битовые ИКМ-блоки генерируются каждые 125 мксек (8000/с). Структуры кадров при передаче со скоростью 1,544 и 2,048 Мбит/с показаны на рисунке 3.13.

При передаче голосовых сообщений в потоке Т1 все 24 канала являются абонентскими, поэтому управляющая и контрольная информация передается на месте самого младшего бита отсчетов аналогового сигнала. В ранних версиях аппаратуры Т1 служеб-

ным был 8-й бит каждого байта кадра, поэтому реальная скорость передачи пользовательских данных составляла 56 Кбит/с (обычно восьмой бит отводился под такие служебные данные, как номер вызываемого телефонного абонента, сигнал занятости линии, сигнал снятия трубки и т. п.). Затем технология была улучшена и для служебных целей стали использовать только каждый шестой кадр. Таким образом, в пяти кадрах из шести пользовательские данные представлены всеми восемью битами, а в шестом — только семью.

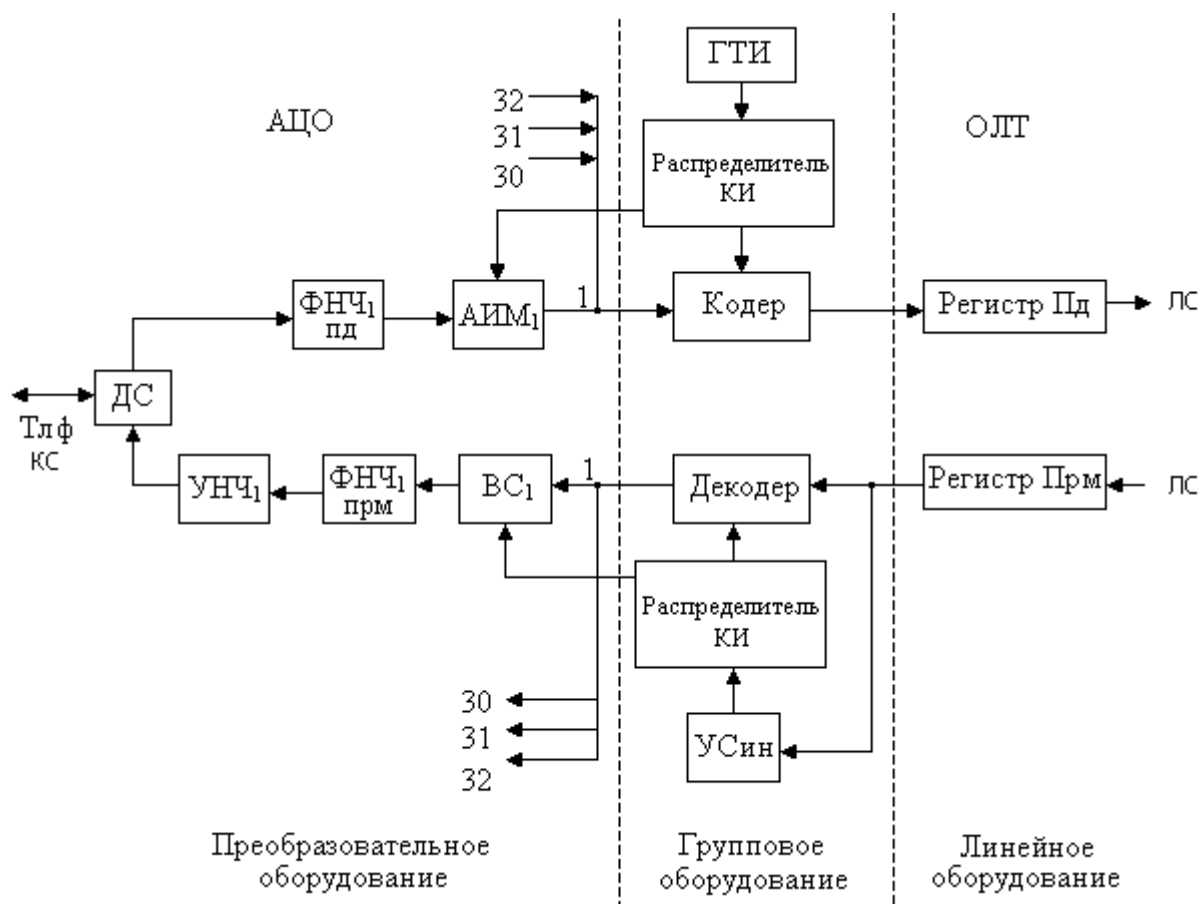


Рисунок 3.12 – Структурная схема аппаратуры ИКМ-30

При передаче компьютерных данных поток Т1 предоставляет для пользовательских данных только 23 канала (В-каналы), а 24-й канал (D-канал) отводится для служебных целей, в основном — для восстановления искаженных кадров.

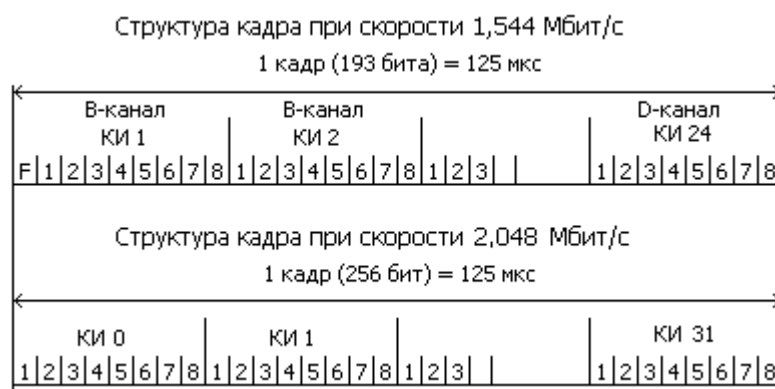


Рисунок 3.13 – Структуры кадров потоков T1 и E1

Для одновременной передачи как голосовых, так и компьютерных данных используются все 24 канала, причем компьютерные данные передаются со скоростью 56 Кбит/с. Восьмые биты применяются для служебных целей.

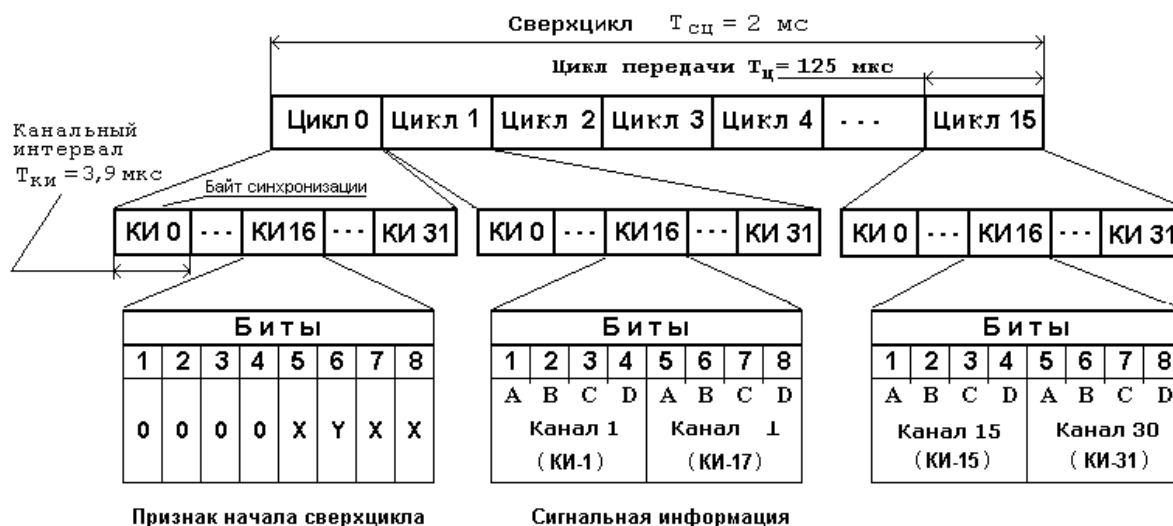


Рисунок 3.14 – Структура сверхциклов сигналов ИКМ-30

Поток E1 (рисунок 3.14) с цикловой структурой предусматривает разделение на 32 основных цифровых канала (ОЦК) со скоростью передачи 64 кбит/с. Канальные интервалы (КИ) обозначаются номерами от 0 до 31 и составляют один цикл длиной  $32 \times 8 = 256$  битов, длительность которого равна 125 мкс. Нулевой канальный интервал (КИ 0) отводится под передачу сигнала цикловой синхронизации FAS (*Frame Alignment Signal*). Эта последовательность представляет собой 7-битовую комбинацию вида 0011011. Восьмой бит предназначен для служебного использования на международных связях. Синхронизирующая комбинация передается только в четных циклах (0, 2, 4 ... 15). В нечетных циклах на месте КИ 0 передается группа служебных битов, используемых для передачи сигналов сетевого управления первичной сети E1, диагностики и контроля ошибок.

Кроме этого в аппаратуре, формирующей поток E1 дополнительно 16 циклов объединяются в сверхцикл размером 4096 битов и длительностью 2 мс. Нулевой цикл в шестнадцатом канальном интервале содержит информацию о начале сверхцикла, а

остальные 15 интервалов КИ 16 сверхцикла используются для передачи сигнальной информации (см. рисунок 3.16).

К достоинствам и недостаткам ИКМ-систем можно отнести следующие:

Системы ИКМ имеют ряд существенных преимуществ по сравнению с системами с ЧРК:

- 1) Высокая помехоустойчивость, позволяющая использовать их на линиях с высоким уровнем шумов, где системы с ЧР не работоспособны.
- 2) Качество работы систем не критично к изменению параметров и характеристик каналов связи.
- 3) Отсутствие явления перегрузки группового тракта, т.к. в канале присутствует импульс фиксированной амплитуды, а вероятность появления символов “1” и “0” равна 0,5, независимо от количества занятых каналов.
- 4) Применение регенерации на промежуточных усилительных пунктах позволяет избежать накопления помех и искажений в магистралях большой протяженности
- 5) Элементной базой для построения ИКМ систем является цифровая микроэлектроника.

Основной недостаток ИКМ систем – неэкономичное использование полосы пропускания канала.

### 3.5. Параметры и характеристики каналов связи

Каналом связи (виртуальным каналом) называется тракт передачи сигналов от источника к получателю, образованный каналобразующей аппаратурой (аппаратурой уплотнения) на физической линии связи путем использования части ресурсов этой линии. Для обмена информацией между двумя узлами или между узлом и клиентскими компьютерами используются стандартные каналы связи, различных уровней иерархии, а также кабельные линии городской телефонной сети (ГТС) и собственные электрические и оптические кабели предприятия, на котором развернута компьютерная сеть.

Сигналы, распространяясь по каналам связи, затухают. Для нормальной работы приемной аппаратуры необходимо определенный уровень сигнала. С одной стороны должно быть обеспечено определенное превышение уровней сигналов над помехами, а с другой – уровень должен быть ограничен во избежание перегрузки групповых трактов аппаратуры уплотнения и уменьшения взаимных влияний между соседними цепями кабелей связи. Поэтому уровень является одной из важнейших характеристик каналов связи.

**Уровнем сигнала** называется логарифмическое отношение мощности, напряжения или тока в данной точке цепи к мощности, напряжению или току, которые приняты за исходные. Количественное значение уровней по мощности, напряжению или току определяется в децибелах (дБ) соответственно по формулам:

$$P_{\text{м}}=10\lg P_{\text{м}}/P_0; \quad P_{\text{м}}=20\lg U_{\text{х}}/U_0; \quad P_{\text{т}}=20\lg I_{\text{х}}/I_0;$$

где  $P_{\text{х}}$ ,  $U_{\text{х}}$ ,  $I_{\text{х}}$  – мощность, напряжение и ток в данной точке цепи;  $P_0$ ,  $U_0$ ,  $I_0$  – мощность, напряжение и ток, принятые за исходные.

В зависимости от значений величин, принятых за исходные, различают абсолютный, относительный и измерительный уровни.

**Абсолютным** называют уровень, когда за исходные величины приняты мощность  $P_o = 1$  мВт, напряжение  $U_o = 0,755$  В и ток  $I_o = 1,29$  мА. Значения  $U_o$  и  $I_o$  определены на основе  $P_o = 1$  мВт для величины сопротивления нагрузки  $R_n = 600$  Ом, так как входное и выходное сопротивления большинства устройств связи имеет величину 600 Ом.

**Относительным** называется уровень, определяемый в точке  $x$  системы при значениях  $P_o$ ,  $U_o$ ,  $I_o$ , соответствующих величинам в некоторой другой точке цепи, принятой за исходную.

**Измерительным** уровнем называют абсолютный уровень в какой-либо точке системы при условии, что на ее вход подан сигнал с нулевым уровнем.

Для нормальной работы системы связи устанавливают ограничения на значения уровней сигналов и помех в канале, причем приходится считаться с тем, что вследствие затуханий и усиления, уровни сигнала и помех в различных точках канала будут отличаться. Чтобы избавиться от неопределенности, все нормированные величины относят к точке тракта передачи с нулевым уровнем. Уровни по мощности, отнесенные к точке с нулевым измерительным уровнем, обозначают через **дБм**. В телефонных каналах связи за точку номинального относительного уровня принимается двухпроводной вход стандартного канала ТЧ (рис.9.1, точка А), в четырехпроводной части канала ТЧ номинальный относительный уровень передачи телефонных сигналов равен  $-13$  дБ, а уровень на выходе канала составляет  $+4$  дБ при частоте измерительного сигнала 800 Гц. При передаче дискретных сообщений по телефонным каналам, вследствие большой его загрузки (длительная передача данных), исходящий уровень сигнала при передаче данных для каналов ТЧ устанавливается на 13 или даже на 15 дБ ниже уровня сигнала, чем при телефонной передаче, то есть уровень сигнала ПД в точке А должен быть  $-15$  дБ.

Номинальный уровень на входе широкополосных каналов (первичного, II-го, III-го) составляет  $-36$  дБ, а на выходе  $-23$  дБ, причем частоты измерительных сигналов для широкополосных сигналов соответственно равны 82 кГц, 420 кГц и 1545 кГц.

**Остаточное затухание** канала связи  $a_{ост}$  определяется разностью уровней на входе и выходе каналов

$$a_{ост} = P_{вх} - P_{вых}.$$

Если в канале имеются усилители, то остаточное затухание определяется разностью между суммой всех затуханий  $a_i$  и суммой всех усиления  $S_j$  тракта

$$a_{ост} = \sum_i a_i - \sum_j S_j.$$

**Динамический диапазон** канала  $D_k$  определяется разностью между наибольшим  $P_{max}$  и наименьшим  $P_{min}$  уровнями на входе и на выходе канала.

$$D_k = P_{max} - P_{min} = 10 \lg(P_{max} / P_{min}).$$

Существенное влияние на передачу сигналов оказывают характеристики линий и каналов связи. Существуют несколько характеристик каналов связи. Для непрерывных (аналоговых) каналов важнейшими характеристиками являются амплитудная, амплитудно-частотная и фазо-частотная.

**Амплитудная характеристика** представляет собой зависимость уровня передачи на выходе канала или его остаточного затухания от величины уровня на входе при фиксированной частоте сигнала. Так, например, для каналов тональной частоты эта зависимость определяется на частоте 800 Гц.

Качество передачи дискретных сигналов зависит от частотных характеристик канала и тем в большей степени, чем выше скорость передачи. К частотным характеристикам непрерывного канала относятся **амплитудно-частотная (АЧХ)** и **фазо-частотная (ФЧХ)**.

АЧХ представляет собой зависимость амплитуды (или уровня) сигнала на выходе канала от частоты сигнала при неизменной амплитуде сигнала на его входе. АЧХ задают обычно частотной характеристикой неравномерности остаточного затухания, которое оценивается отклонением остаточного затухания  $\Delta a_{ост}$  канала от величины, определенной на заданной частоте в полосе пропускания канала (для канала ТЧ принимается частота 800 Гц). Частотная характеристика и допустимые пределы отклонений задаются таблично, либо графически в виде так называемого шаблона. На рисунке 3.16 показана типовая характеристика неравномерности остаточного затухания  $\Delta a_{ост}$  для стандартного канала тональной частоты (ТЧ).

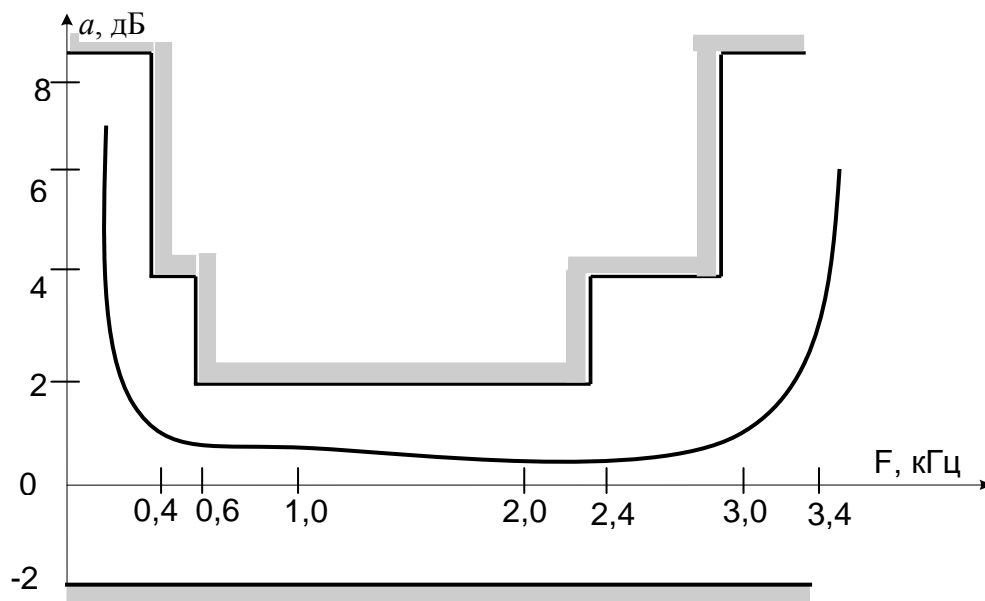


Рисунок 3.16 - Нормы на отклонение остаточного затухания канала ТЧ

Штриховыми линиями (шаблоном) ограничены допустимые пределы изменения  $\Delta a_{ост}$  для одного  $N_n=1$  и пяти  $N_n=5$  переприемных участков канала (транзитов). Согласно рекомендации МККТТ эффективно пропускаемой полосой канала ТЧ называется полоса, неравномерность остаточного затухания которой на крайних частотах не превышает величину 8,7 дБ. Эффективная полоса канала ТЧ 0,3-3,4 кГц, а эффективная полоса пропускания первичного широкополосного канала 60 - 108 кГц.

Для реальных каналов частотная характеристика затухания за счет влияния соединительных линий может существенно отклоняться от допустимых пределов. Неравномерность затухания сигнала на различных частотах искажает амплитудные соотношения



спектра передаваемого сигнала, в связи с чем изменяется форма импульса на выходе канала, что затрудняет или делает невозможным их прием. Для уменьшения искажений передаваемых сигналов вводят корректировку АЧХ канала включением амплитудных корректоров (выравнивателей).

В связи с тем, что любой сигнал данных в частотной области представляет собой совокупность гармонических составляющих (см. разделы 4.4-4.5 по спектрам сигналов), то при прохождении сигнала по каналу с неравномерной характеристикой спектральные составляющие сигнала ослабляются по разному. Поэтому сигнал на выходе канала изменяет свою форму, которая тем сильнее отличается от первоначальной, чем больше неравномерность АЧХ.

Фазочастотная характеристика канала  $\Delta\varphi(f)$  представляет собой зависимость сдвига начальной фазы сигнала  $\Delta\varphi$  на выходе канала по отношению к начальной фазе сигнала на входе от частоты при постоянной амплитуде сигнала на входе. Так как фаза сигнала связана с частотой зависимостью  $\varphi = \omega t$ , то идеальная фазо-частотная характеристика имеет линейный вид. В реальных каналах за счет индуктивности и емкости линии эта зависимость отличается от линейной. Нелинейность ФЧХ приводит к изменениям соотношений между фазами составляющих сигнала, и в конечном итоге к искажению формы сигнала на выходе канала.

На практике оценка фазо-частотных искажений каналов производится на основе анализа **характеристики группового времени прохождения (ГВП)**, которая представляет собой производную ФЧХ по частоте  $d\varphi(\omega)/d\omega$  и характеризует зависимость времени прохождения канала от частоты сигнала. Очевидно, что при линейной ФЧХ график ГВП имеет вид прямой линии параллельной оси частот.

Для каналов тональной частоты установлены нормы отклонения группового времени прохождения  $\Delta\tau_{гр} = \psi(f)$  относительно ГВП на частоте 1900 Гц на одном переприемном участке длиной 2500 км. На рисунке 3.17 приведена нормировочная кривая (шаблон) на допустимые значения  $\Delta\tau_{гр}$  для стандартного канала ТЧ при одном переприемном участке.

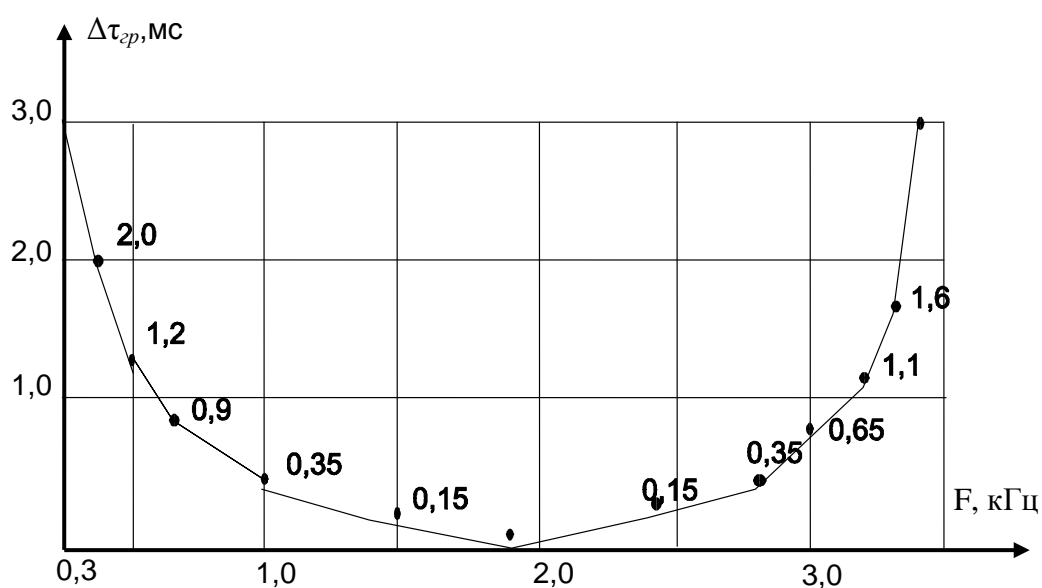


Рисунок 3.17 – Нормы на неравномерность характеристики ГВП

Все характеристики ГВП различных каналов должны располагаться ниже ломаной кривой. Как видно из графика ГВП различные частотные составляющие сигнала проходят по каналу с различным запаздыванием и поэтому итоговый сигнал отличается по форме от исходного, т.е. искажается. В первичном широкополосном канале на одном передаточном участке неравномерность ГВП относительно его минимального значения должна быть не более 60 мкс в полосе частот 65 – 103 кГц.

Допустимая неравномерность ГВП зависит от характера кривой  $\Delta\tau_{гр}=\psi(f)$ , скорости и способа модуляции. Если неравномерность характеристики ГВП выше допустимой, то необходимо ее скорректировать с помощью дополнительно включаемых последовательно с каналом фазовых корректоров.

Основной характеристикой дискретных каналов является скорость передачи единичных элементов, измеряемая в бит/с. Так для основного цифрового канала скорость передачи равна 64 Кбит/с, для канала Е1 – 2048 Кбит/с.

### 3.6. Каналы одностороннего и двухстороннего действия

Для одновременной передачи сообщений в обоих направлениях необходимо иметь два одинаковых независимых друг от друга односторонних канала. Канал двустороннего действия называют **дуплексным**, одностороннего – **симплексным**. Канал двустороннего действия, образованный из двух симплексных КС, является четырехпроводным, т.к. передача в разных направлениях осуществляется по двум различным двухпроводным цепям (рисунок 3.18). Такой канал называется каналом однополосной четырехпроводной системы (передача сигналов в обоих направлениях осуществляется в одной полосе частот).

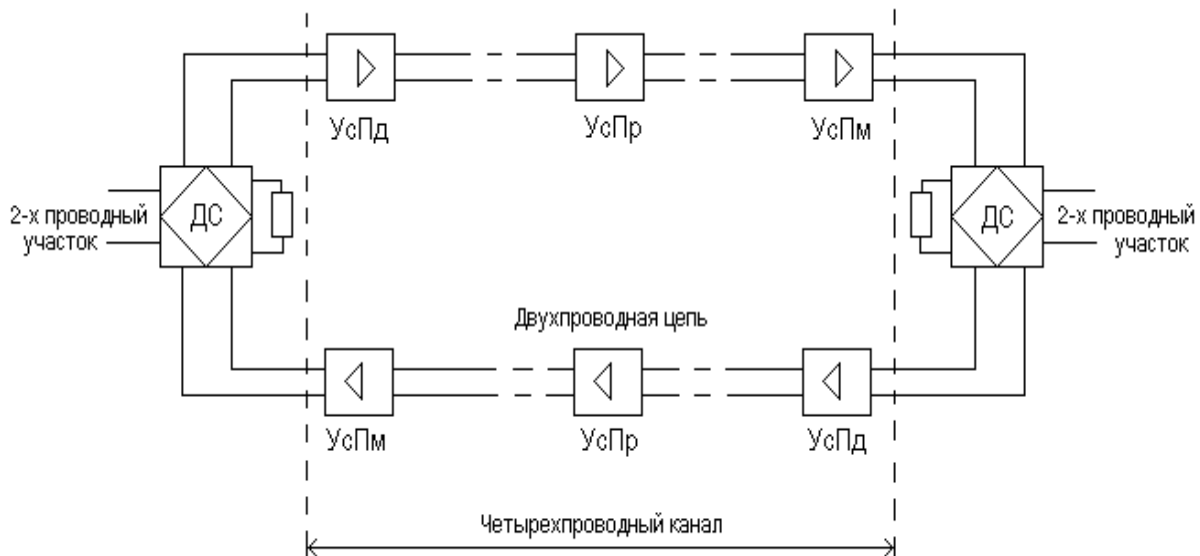


Рисунок 3.18 – Схема четырехпроводного дуплексного канала связи

Для организации дуплексного КС по одной двухпроводной цепи все промежуточные усилители должны быть дуплексными, которые представляют собой обычные усилители, входы и выходы которых соединяются через развязывающие (дифференциальные) си-

стемы (рисунок 3.19). Такой КС называют каналом однополосной двухпроводной системы. Развязывающее устройство (РУ) представляет собой шестиполюсник, обладающий различным затуханием в направлениях передачи и приема. Направлением пропускания РУ называются пути передачи сигналов с малым затуханием, а направлением развязки (задерживания) – пути с большим затуханием.

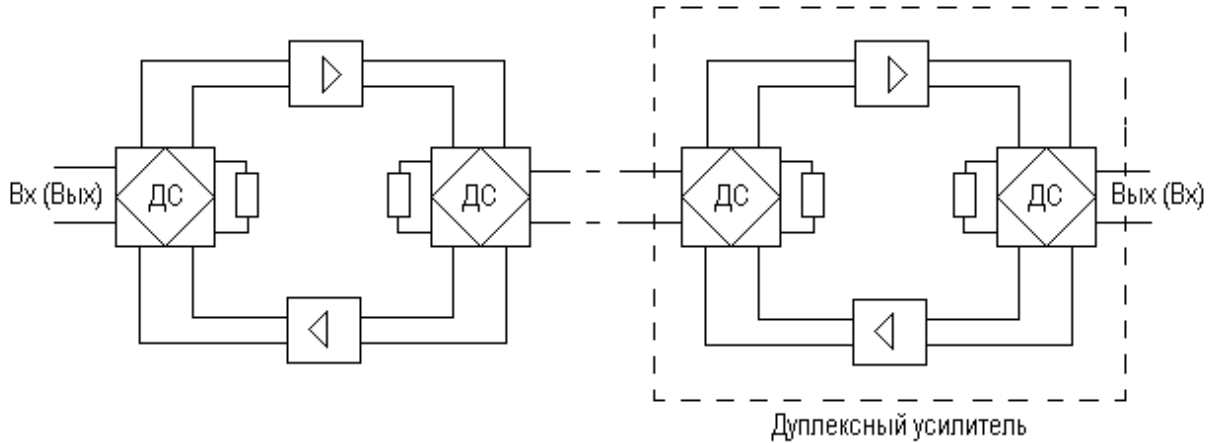


Рисунок 3.19 – Схема однополосного двухпроводного канала связи

Существует несколько типов развязывающих устройств. Наиболее широко в технике передачи данных используются дифференциальные (мостовые) развязывающие устройства, которые получили название **«дифференциальные системы»**.

#### **Дифференциальные системы.**

В системах передачи данных и в аппаратуре многоканальной связи применяются мостовые РУ двух типов – трансформаторные и резисторные. Схема трансформаторной дифференциальной системы показана на рисунке 3.20,а. Дифференциальная система представляет собой уравновешенный мост переменного тока. В одно из плеч включается 2-проводная цепь канала связи, а три других образуются линейной  $W_L$  и балансной обмотками  $W_B$  трансформатора и сопротивлением балансного контура  $Z_B$ . В диагональ моста 4-4 включают ветвь передачи, а в диагональ 3-3 - приема.

Выводы 4-4 соединяются со входом передающей части, а 3-3 - с выходом приемника. Дифференциальная система должна вносить минимальное затухание в направлении передачи  $a_{1-4}$  и приема  $a_{3-1}$ , а переходное затухание  $a_{3-4}$  должно быть максимальным. Подбирая значение сопротивления балансного контура  $Z_B$ , уравновешивают мост и таким образом обеспечивают максимальное переходное затухание  $a_{3-4}$ .

Обычно при изготовлении дифференциального трансформатора количество витков выполняют  $W_L = W_B$ . Тогда для уравновешивания моста  $Z_B$  должно равняться сопротивлению 2-проводной линии связи  $Z_L$ .

Переходное затухание ДС в децибелах определяется выражением

$$a_{\text{пер}} = a_{4-2} = 20 \lg [(Z_L + Z_B) / (Z_L - Z_B)] + 20 \lg 2.$$

При  $Z_L = Z_B$  переходное затухание ДС будет равно бесконечности. Физически это объясняется тем, что ток, поступающий с приемной линии  $I_{Пр}$ , в точке соединения линейной и балансной обмоток делится пополам, т. е.  $i_L = i_B$ . Так как обмотки катушек трансформатора  $W_L$  и  $W_B$  относительно точки втекания тока  $I_{Пр}$  включены встречно (на схеме точками обозначены начала обмоток), то магнитные потоки в сердечнике трансформатора, создаваемые катушками  $W_L$  и  $W_B$  равны по величине и противоположны по направлению и взаимно компенсируются. Следовательно, э.д.с., наводимая в обмотке дифсистемы  $W_4$  за счет входного сигнала  $U_{3-3}$  будет равна нулю.

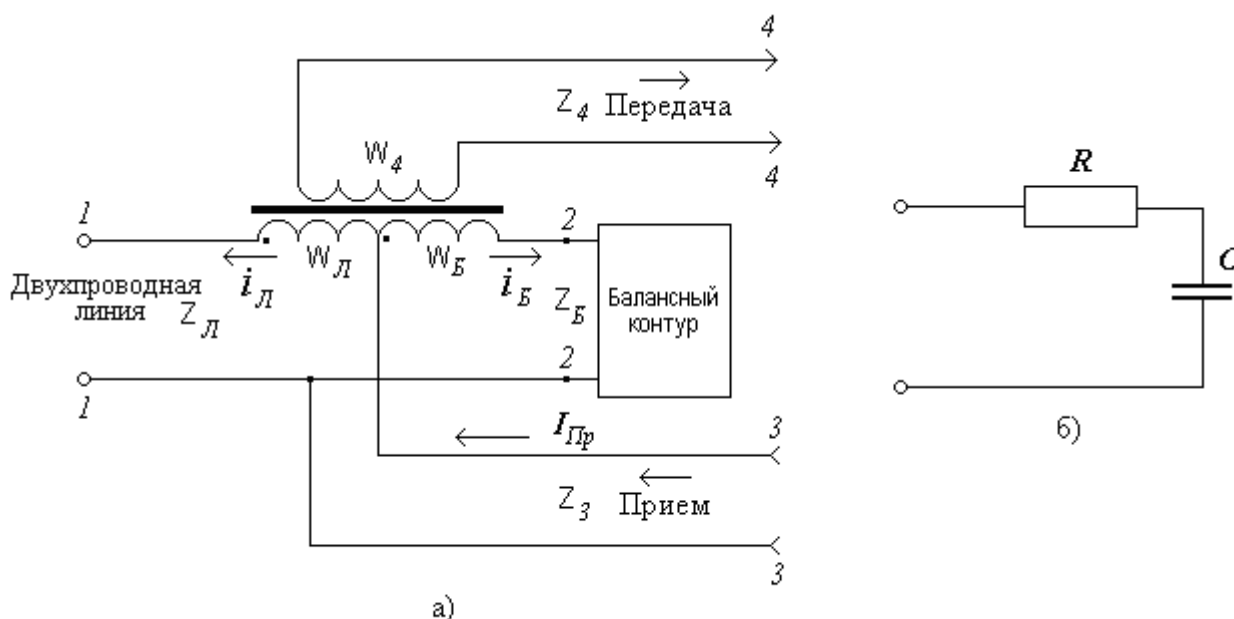


Рисунок 3.20 – Схема трансформаторной дифференциальной системы а);  
схема балансного контура б)

Затухание дифференциальной системы от выводов 1-1 к выводам 2-2 равно бесконечности, так как приходящий их двухпроводной линии ток, проходя по линейной обмотке  $W_L$  наводит в балансной обмотке  $W_B$  э.д.с. обратного направления, равной практически э.д.с. в линейной обмотке. При этом результирующий ток в балансном контуре близок к нулю. Поэтому мощность сигнала, приходящего по 2-проводной линии, будет распределяться поровну между  $Z_3$  и  $Z_4$ , т. е. затухание в направлении передачи, при отсутствии потерь в обмотках трансформатора, определится как

$$a_{1-2} = a_{1-4} = 10 \lg (2P_L / P_L) = 10 \lg 2 = 3 \text{ дБ},$$

где  $P_L$  - мощность сигнала, поступающего из линии.

В направлении приема затухание  $a_{3-1}$  в идеальном случае тоже равно 3 дБ в связи с тем, что мощность поступающего сигнала делится поровну между 2-проводной линией и балансным контуром. В реальных условиях, в связи с потерями в катушках трансформатора, затухания  $a_{1-4}$  и  $a_{3-1}$  несколько больше 3 децибел. Практически подобрать величину входного сопротивления БК, равную величине входного сопротивления двухпроводной

линии, во всем диапазоне частот трудно. Поэтому в полосе тональных частот 0,3-3,4 кГц величина переходного затухания ДС не превышает 30 дБ.

На практике в дуплексных усилителях схема балансного контура представляет собой цепочку, состоящую из последовательного включения резистора и конденсатора (рис.3.20,б).

### 3.7. Общая характеристика глобальных телекоммуникационных сетей

Глобальные телекоммуникационные сети служат для объединения региональных, городских и корпоративных сетей, находящихся на значительном удалении друг от друга, либо в различных городах и странах. Хронологически они появились раньше локальных. Глобальные сети очень многое унаследовали от других, гораздо более старых и распространенных сетей связи - телефонных. Так как прокладка высококачественных линий связи на большие расстояния обходится очень дорого, то в первых глобальных сетях использовались уже существующие каналы, изначально предназначенные для других целей. В течение многих лет глобальные сети строились на основе **телефонных каналов тональной частоты**, позволяющих в каждый момент времени вести передачу только одного разговора в аналоговой форме.

Прогресс глобальных компьютерных сетей во многом определялся прогрессом телефонных сетей. С конца 60-х годов XX века в телефонных сетях стала все чаще применяться передача речи в цифровой форме, что привело к появлению высокоскоростных цифровых каналов, соединяющих АТС и позволяющих одновременно передавать по парам проводов десятки и сотни разговоров. Была разработана специальная технология **плезиохронной цифровой иерархии PDH** (*Plesiochronous Digital Hierarchy*). Технология PDH, поддерживала скорости до 140 Мбит/с. Для реализации этой технологии были созданы цифровые системы передачи данных, базирующиеся на многоканальных системах передачи - аппаратуре уплотнения линий связи с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ). Сеть, состоящая из многоканальных систем передачи на основе типовых физических линий и каналов, сетевых узлов распределения и коммутации сигналов и предназначенная для доставки сообщений между ее любыми абонентами называется **первичной** сетью. В современных первичных сетях используются цифровые системы передачи, а в качестве линий связи применяются электрические и оптические кабели и линии радиосвязи.

Это способствовало появлению **глобальных цифровых сетей**, которые представляют собой совокупность узлов коммутации и высокоскоростных цифровых каналов связи, расположенных на территории региона (области, страны, континента или всего земного шара), и предназначены для обеспечения услуг связи большому количеству абонентов, расположенных в пределах региона. Глобальные цифровые сети называют также *территориальными* или *региональными* сетями. Англоязычное название глобальной сети – *Wide Area Networks*, сокращенно WAN.

Типичными абонентами глобальной сети являются локальные сети предприятий и корпораций, расположенных в разных городах страны, которым требуется взаимный обмен информацией. Пользоваться услугами сети могут и отдельные компьютеры. Крупные компьютеры класса мейнфрейм обычно обеспечивают доступ к корпоративным данным, в то время как персональные ЭВМ используются для доступа к корпоративным

данным и публичной информации Интернет. Глобальные сети характеризуются очень высокой стоимостью, которая обусловлена стоимостью линейных сооружений и узлов коммутации и распределения информации.

Глобальные сети используются преимущественно как транзитная транспортная система, обеспечивающая доставку сообщений между абонентами сети. Такие сети предоставляют в основном услуги трех нижних уровней эталонной модели взаимодействия открытых систем *OSI*. Однако, в последнее время количество услуг верхнего уровня, предоставляемыми глобальными сетями, постоянно растет. Сюда в первую очередь относится доступ к гипертекстовой информации, широковещательная рассылка видео- и аудиоинформации и др. В результате глобальные и локальные сети постепенно сближаются за счет взаимопроникновения технологий разных уровней – от транспортных до прикладных.

При создании высокоскоростных сетей передачи данных, речи, видео и мультимедиа в территориальных и крупных корпоративных сетях все чаще применяются *выделенные цифровые каналы* первичной сети связи, созданные на основе новых коммуникационных технологий, таких как **цифровая синхронная иерархия SDH** (*Synchronous Digital Hierarchy*) и технология **плотного волнового мультиплексирования DWDM** (*Dense Wave Division Multiplexing*). SDH расширила диапазон скоростей цифровых каналов до 10 Гбит/с, а технология спектрального мультиплексирования DWDM позволила организовать на оптических линиях связи цифровые каналы со скоростью до сотен гигабит в секунду.

Высокоскоростные цифровые каналы непосредственно соединяют маршрутизаторы, размещаемые на границе локальных сетей отделений предприятий и корпораций. Преимуществом выделенных каналов является гарантированная пропускная способность и минимальная временная задержка. Однако компьютерные сети многих предприятий не в состоянии на 100% загрузить выделяемые им дорогостоящие каналы и владельцы сетей фактически оплачивают неиспользуемое время.

Проблема недогрузки каналов может быть устранена путем разделения пропускной способности цифровых каналов первичной сети за счет коммутации каналов или коммутации пакетов. Коммутация каналов была реализована в цифровых сетях интегрального обслуживания **ISDN** (*Integrated Services Digital Network*), а коммутация пакетов – в сетях с ретрансляцией кадров **Frame Relay** и асинхронных сетях передачи сообщений **ATM** (*Asynchronous Transfer Mode*).

### 3.8 Аналоговые коммуникационные сети

Первые телефонные сети были аналоговыми, так как в них абонентское устройство – телефонный аппарат – преобразовывало звуковые колебания, являющиеся аналоговыми сигналами, в колебания электрического тока. В настоящее время в телефонных сетях все чаще применяется передача речевых сообщений в цифровой форме с последующим мультиплексированием пользовательских каналов по времени.

Типичная структура аналоговой телефонной сети показана на рисунке 5.2.1. Сеть состоит из узлов коммутации, роль которых выполняют автоматические телефонные

станции АТС. В пределах одного населенного пункта АТС соединяются между собой по принципу "каждый с каждым" посредством кабельных линий. Линии связи между АТС получили название **соединительные линии (СЛ)**. Соединительные линии являются четырехпроводными. Телефонные аппараты, расположенные в окрестности одной из АТС, подключаются к ней с помощью двухпроводных линий, называемых **абонентскими линиями (АЛ)**.

Отличительной особенностью коммутируемой телефонной сети является обязательная процедура предварительного установления соединения между абонентскими устройствами. Эта процедура выполняется на основе **протокола сигнализации**, который регламентирует посылку управляющих сигналов установления соединения. Управляющие сигналы в аналоговых телефонных сетях передаются по тем же линиям, что и разговорные токи.

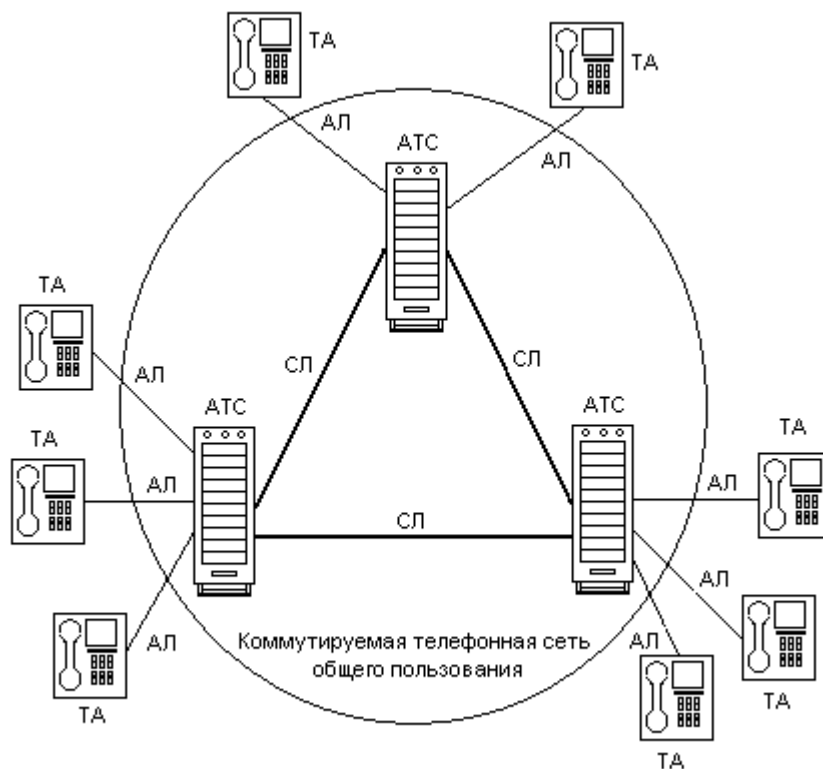


Рисунок 3.21 - Структура аналоговой телефонной сети

В общем случае процедура установления соединения включает следующие действия:

- Посылка телефонным аппаратом (ТА) на собственную оконечную АТС сигнала запроса вызова (замыкание шлейфа абонентской линии); АТС отыскивает свободный линейный искатель и посылает вызывающему ТА непрерывный зуммер – сигнал приглашение набора номера, а в случае отсутствия свободного искателя АТС выдает в АЛ сигнал "Занято" (короткие гудки);
- Получив сигнал разрешения к набору, ТА передает на свой коммутационный узел номер вызываемого абонента. Номер абонента состоит из группы десятичных цифр. Первые (2 или 3) цифры обозначают номер АТС, в которую включен вызываемый абонент, а

последующие (3 или 4) – номер абонентского ТА. Передача номера в АТС с импульсным набором осуществляется путем размыкания и замыкания шлейфа АЛ с частотой 10 Гц. Количество размыканий линии соответствует цифре номера. В АТС с тональным набором каждая цифра номера передается комбинацией двух гармонических сигналов тонального диапазона.

- По первым цифрам номера АТС выбирает нужную СЛ, соединяющую ее с оконечной станцией вызываемого абонента. Затем АТС проверяет занятость вызываемого абонента. Если абонент свободен, ему посылается сигнал вызова ("Звонок"). Этот же сигнал транслируется вызываемому абоненту. После снятия вызываемым абонентом трубки, подача сигналов вызова прекращается. Наступает фаза передачи информационных сигналов, в процессе которой вызывающий и вызываемый ТА обмениваются голосовыми сообщениями. Передача сообщений между телефонными аппаратами осуществляется в дуплексном режиме.

- Разрыв соединения осуществляется по инициативе одного из телефонных абонентов, который кладет трубку ТА в предназначенное для нее место, воздействуя тем самым на контакты рычажного переключателя. При этом происходит размыкание шлейфа абонентской линии. Искатели телефонной станции, участвовавшие в данном соединении, возвращаются в исходное состояние.

Для более эффективного использования пропускной способности линий связи осуществляют их уплотнение. В аналоговых телефонных сетях применяется аппаратура уплотнения с частотным разделением каналов (ЧРК). В зарубежной литературе частотное разделение каналов называют частотным мультиплексированием [FDM](#) (*Frequency Division Multiplexing*). Напомним, что под каналом связи понимается тракт передачи сигналов, образованный аппаратурой уплотнения путем использования части ресурсов линии связи. В качестве ресурсов линии используется ее полоса пропускания (в системах с частотным разделением каналов) либо время ее занятия (в системах с временным разделением). Аппаратура уплотнения с ЧРК образует следующую иерархию каналов:

- стандартный канал тональной частоты (ТЧ) с полосой пропускания 0,3 – 3,4 кГц;
- первичный широкополосный канал (ПШК) с полосой пропускания 48 кГц. В ПШК могут быть размещено 12 каналов ТЧ.
- вторичный широкополосный канал с полосой пропускания 312 – 552 кГц, в котором могут быть размещены 5 ПШК либо 60 каналов ТЧ;
- третичный широкополосный канал с полосой пропускания 812 – 2044 кГц, в котором могут быть размещены 5 вторичных широкополосных канала либо 300 каналов тональной частоты;
- четверичный широкополосный канал с полосой пропускания 8516 – 12388 кГц, в котором размещаются три третичные группы с полосами пропускания 812 – 2044 кГц каждая.

В аналоговых телефонных сетях составной канал между абонентами имеет полосу пропускания от 300 до 3400 Гц. Цифровые данные представляются импульсами постоянного тока, спектр которых начинается с нулевой частоты (постоянной составляющей). То есть, телефонный канал является "непрозрачным" для цифровых сигналов. Для возможности передачи двоичных импульсов постоянного тока по такому каналу необходимо



перенести их спектр в полосу прозрачности канала. Как известно, перенос спектра осуществляется с помощью процедуры модуляции, в результате которой осуществляется умножение спектра исходного сигнала на частоту вспомогательного генератора. Область расположения спектра модулированного сигнала определяется частотой вспомогательного генератора, которая называется **несущей**. Для восстановления спектра исходного сигнала на приемной стороне выполняется процедура демодуляции. Реализация этих процедур осуществляется в модеме, содержащем в своем составе **Модулятор** и **ДЕМодулятор**. Кроме модуляции и демодуляции модем обеспечивает побитную и поблочную синхронизацию, процедуру установления соединения, электрическое сопряжение с линией или каналом связи. В отечественной литературе модем получил название "Устройство преобразования сигналов", сокращенно – УПС. Цепи сопряжения модема носят название "стык". Стандартными интерфейсами сопряжения модема с компьютером и телефонной линией связи являются соответственно стык C2 (американский стандарт RS-232) и стык C1. Схема построения компьютерной сети на основе коммутируемой телефонной сети общего пользования (ТФОП) показана на рисунке 3.22.

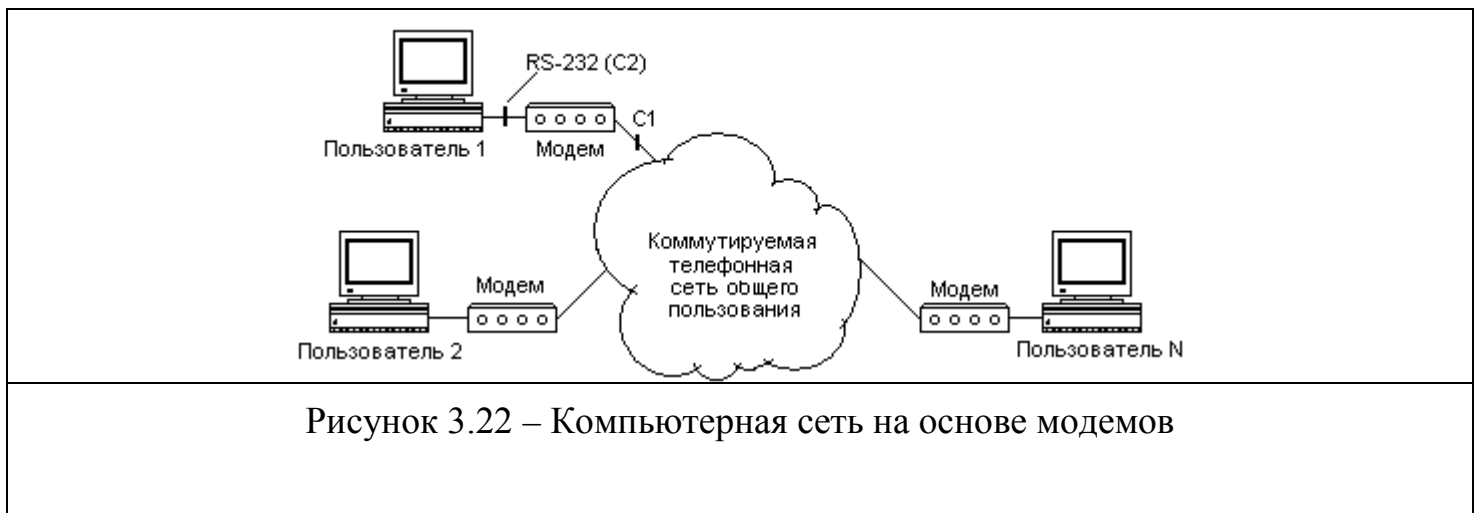


Рисунок 3.22 – Компьютерная сеть на основе модемов

Для телефонной сети модемы являются терминальными устройствами, которые, как и телефоны, выполняют стандартную процедуру вызова абонента путем замыкания-размыкания шлейфа. Максимальная скорость, обеспечиваемая современными модемами на канале тональной частоты, равна 56 кбит/с. Скорость передачи данных ограничивается не только за счет малой ширины полосы пропускания канала тональной частоты, но и за счет высокого уровня помех по отношению к сигналу.

### 3.9. Плезioxронная цифровая иерархия PDH

Первые цифровые сети были разработаны для обеспечения передачи телефонного трафика по высокоскоростным магистральным каналам. В связи с использованием цифровых технологий качество передачи речевых сообщений по телефонным каналам значительно возросло. Существенно снизились затраты на эксплуатацию цифровых телекоммуникационных систем.

В аппаратуре уплотнения с ИКМ речевые сообщения оцифровываются с частотой 8 кГц с использованием 8 битов на отсчет. В результате каждый абонентский канал

формирует поток битов со скоростью  $8 \times 8000 = 64$  кбит/с, который поступает на мультиплексор аппаратуры уплотнения. Цифровой канал со скоростью передачи 64 кбит/с назван **основным цифровым каналом**. В первичной цифровой ступени преобразования (ЦСП) многоканальной аппаратуры мультиплексор объединяет битовые потоки группы абонентских каналов в так называемый **кадр** (*frame*), который побитно выдается на выход аппаратуры уплотнения. Групповой поток битов получил название **первичный цифровой поток**. Скорость группового потока зависит от количества объединяемых каналов. В американских и японских системах уплотнения объединяется 24 канала и формируется результирующий **поток Т1**, который кроме 24-х канальных интервалов содержит один бит синхронизации. Таким образом результирующая скорость первичного потока Т1 равняется  $((24 \times 8) + 1) \times 8000 = 1544$  кбит/с.

В европейской системе в первичной ЦСП в кадр объединяется 30 абонентских основных цифровых канала и два служебных. В результате скорость первичного цифрового **потока Е1** составляет  $32 \times 8 \times 8000 = 2048$  кбит/с.

Для обеспечения потребностей в более высоких скоростях передачи образована ступенчатая иерархия скоростей. Чем выше ступень иерархии, тем мощнее цифровой поток, т.е. тем выше его скорость. К системам передачи, стоящим в самом низу иерархической лестницы, относится цифровой поток Т1 североамериканской системы уплотнения и Е1 – европейской. Данные по скоростям передачи для различных систем построения аппаратуры уплотнения приведены в таблице 3.1.

Стандарты построения и группирования каналов в европейских странах несколько отличались от стандартов, принятых в США и в Японии. Иерархия скоростей в цифровых каналах связи, принятая в Европе и в Америке показана на рисунке.3.23.

Таблица 3.1 – Скорости передачи трех системы цифровой иерархии

Уровень цифровой иерархии	Скорости передач, соответствующие различным системам цифровой иерархии		
	Американская: 1544 кбит/с	Японская: 1544 кбит/с	Европейская: 2048 кбит/с
0	64	64	64
1	1544	1544	2048
2	6312	6312	8448
3	44736	32064	34368
4	---	97728	139264

Как видно из рис.3.23, формирование потоков на последующих цифровых ступенях передачи также отличается как по скорости, так и по количеству мультиплексируемых каналов.

Изображенная иерархия скоростей при объединении цифровых потоков получила название **плезиохронная цифровая иерархия PDH** (*Plesiochronous Digital Hierarchy*). Скорости цифровых потоков одной и той же ступени иерархии, но образуемых ЦСП, расположенными на различных станциях сети, могут несколько отличаться друг от друга в пределах допустимой нестабильности частот задающих генераторов. Именно поэтому рассматриваемая иерархия ЦСП называется плезиохронной (почти

синхронной). Наличие нестабильности задающих генераторов требует принятия специальных мер при объединении исходных потоков в поток более высокой ступени иерархии, что заметно усложняет эксплуатацию первичной сети связи в целом и снижает ее качественные показатели

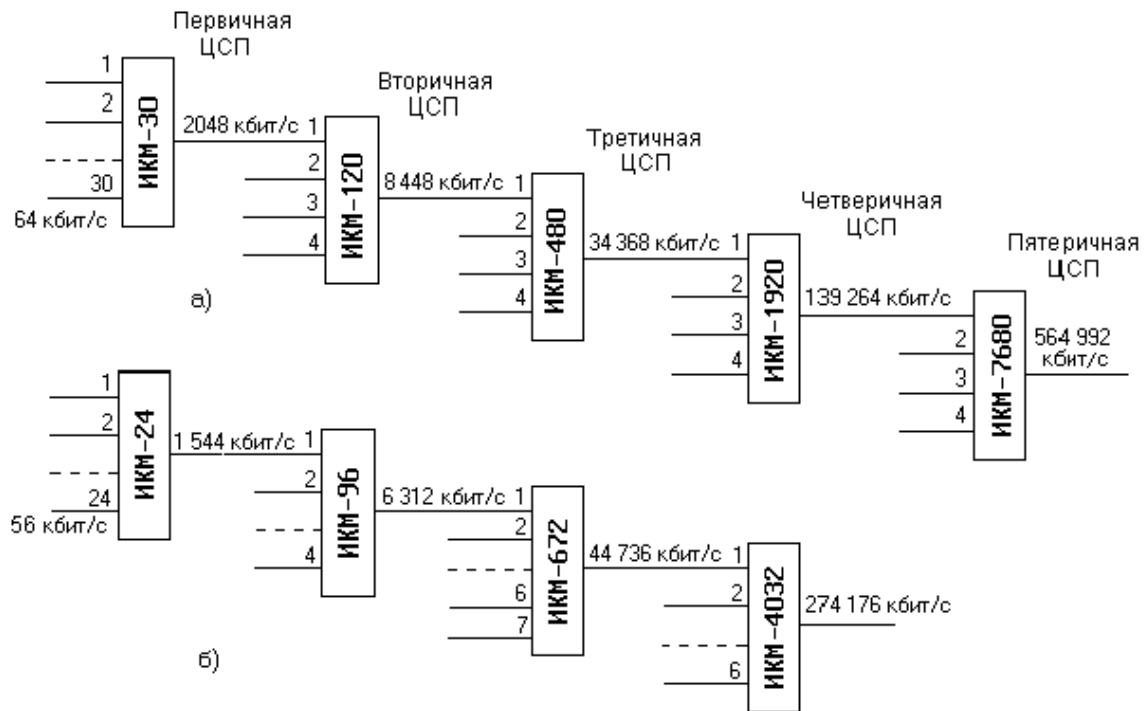


Рисунок 3.23 – Иерархия скоростей передачи в цифровой сети:  
а) европейская и б) американская системы

В связи с тем, что скорости от разных каналов не всегда совпадают, то для синхронизации потоков добавляют нужное число битов в каналы с меньшей скоростью, осуществляя тем самым *выравнивание* скоростей. Такой способ выравнивания получил название *плезиохронного* (почти синхронного) **PDH**.

В плезиохронных цифровых системах передачи (ЦСП) используется принцип временного разделения каналов, поэтому правильное восстановление исходных сигналов на приеме возможно только при синхронной и синфазной работе генераторного оборудования (ГО) на передающей и приемной станциях. Для нормальной работы плезиохронных ЦСП должны быть обеспечены следующие виды синхронизации:

- тактовая синхронизация – поддерживает равенство скоростей обработки цифровых сигналов в линейных и станционных регенераторах, кодеках и других устройствах ЦСП, осуществляющих обработку сигнала с тактовой частотой  $F_T$ ;
- цикловая синхронизация - обеспечивает разделение и декодирование кодовых групп цифрового сигнала и распределение декодированных отсчетов по соответствующим каналам в приемной части аппаратуры;
- сверхцикловая синхронизация - обеспечивает на приеме распределение сигналов управления и взаимодействия (СУВ) по соответствующим телефонным каналам. СУВ представляют собой набор сигналов, управляющих работой АТС (набор номера, ответ, отбой, разъединение и пр.)

Нарушение хотя бы одного из видов синхронизации приводит к потере связи по всем каналам ЦСП.

Технология PDH является достаточно эффективной для цифровой телефонии, однако для передачи данных она оказалась недостаточно гибкой. Она не позволяет извлекать на промежуточных узлах сети потоки данных со скоростью 64 кбит/с или 2 Мбит/с, входящие в групповой поток со скоростью 140 Мбит/с, без полного демультиплексирования и удаления выравнивающих битов. Учитывая недостатки PDH, международный комитет ITU-T принял решение разработать для волоконно-оптических сетей единую синхронную цифровую иерархию SDH (*Synchronous Digital Hierarchy*). Разработка велась на основе существующей в США аналогичной технологии передачи цифровых сигналов по оптическим линиям, получившая название **SONET** (*Synchronous Optical Network*).

### 3.10. Синхронная цифровая иерархия SDH

**Синхронная цифровая иерархия SDH** (*Synchronous Digital Hierarchy*) - это принцип построения цифровых систем передачи, использующих мультиплексирование цифровых потоков, но со значительно большей базовой скоростью передачи чем в PDH, и синхронизацией всего каналообразующего и передающего оборудования от общего задающего генератора. Технология синхронной цифровой иерархии SDH разработана для создания надежных транспортных сетей, позволяющих гибко формировать цифровые каналы широкого диапазона скоростей — от единиц мегабит до десятков гигабит в секунду. Основная область применения технологии SDH — первичные сети операторов связи. Иногда такие сети строят и крупные предприятия и организации, имеющие разветвленную структуру подразделений и филиалов, покрывающих большую территорию, например, в сетях предприятий энергетического комплекса или железнодорожных компаний.

Каналы SDH относятся к классу полупостоянных. Формирование канала происходит по инициативе оператора сети SDH. Пользователи же лишены такой возможности, в связи с чем каналы SDH обычно применяются для передачи достаточно устойчивых во времени потоков. Из-за полупостоянного характера соединений в технологии SDH чаще используется термин **кросс-коннект** (cross-connect), а не коммутация.

Сети SDH относятся к классу сетей с коммутацией каналов, использующих синхронное мультиплексирование с разделением времени TDM (*Time division Multiplexing*), при котором информация от отдельных абонентов адресуется относительным временным положением внутри составного кадра, а не явным адресом, как это происходит в сетях с коммутацией пакетов. Каналы SDH обычно применяют для объединения большого количество периферийных менее скоростных каналов, работающих по технологии плезиохронной цифровой иерархии. Сети SDH обладают многими достоинствами, главными из которых можно указать следующие:

- *гибкая иерархическая схема* мультиплексирования цифровых потоков разных скоростей. Это позволяет вводить в магистральный канал и выводить из него пользовательскую информацию любого поддерживаемого технологией уровня скорости, не демультиплексируя поток в целом. Схема мультиплексирования стандартизована на междуна-

родном уровне, что обеспечивает совместимость оборудования разных производителей;

- *высокая устойчивость к отказам сети* за счет автоматической реакции оборудования на такие типичные отказы, как обрыв кабеля, отказ порта, выход из строя мультиплексора или отдельного адаптера связи, направляя трафик по резервному пути или переходя на резервный модуль. Переход на резервный путь происходит очень быстро (обычно в течение 50 мс);

- *мониторинг и управление сетью* на основе информации, встроенной в заголовки кадров;

- *высокое качество транспортного обслуживания* для трафика любого типа — речевого, видео и данных. Техника мультиплексирования с временным разделением каналов, лежащая в основе SDH, обеспечивает трафику каждого абонента гарантированную пропускную способность, а также низкий и фиксированный уровень задержек.

Характерным признаком SDH-иерархии является используемый способ мультиплексирования (рисунок 3.24). Основой (*базисом*) способа мультиплексирования является "**синхронный транспортный модуль STM-1**" (от агл. Synchronous Transport Module) со скоростью передачи 155,52 Мбит/с.

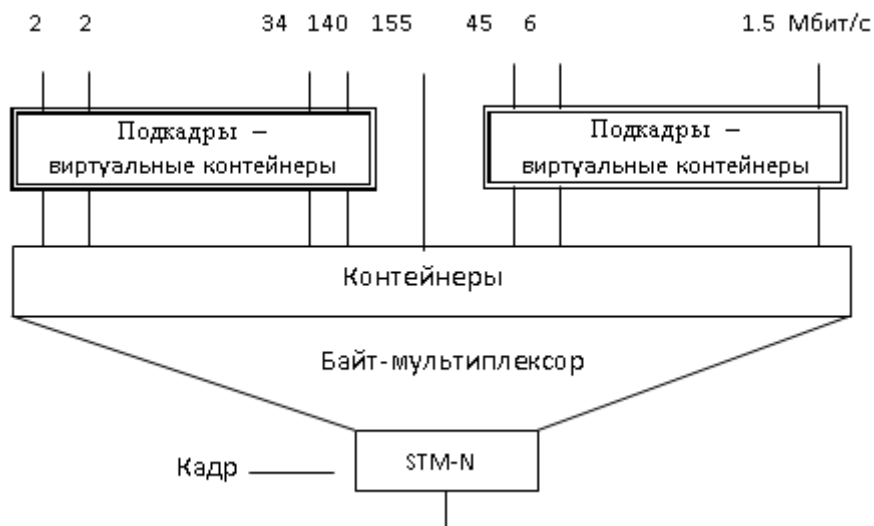


Рисунок 3.24 – Схема мультиплексирования в SDH

Синхронный транспортный модуль представляет собой кадр, передаваемый со скоростью 155,52 Мбит/с. Каждый STM-1 кадр содержит 2430 байтов, передаваемых каждые 125 мкс. В каждом STM-1-модуле наряду с передачей полезной (пользовательской) информацией со скоростью 150,336 Мбит/с, содержится служебная часть SOH (*Overhead Section*) со скоростью передачи 5,184 Мбит/с. Служебная часть служит непосредственно для обозначения начала временного кадра, указания структуры потока и контроля качества передаваемого сообщения, а также содержит управляющую информацию, обеспечивающую транспортировку STM по сети.

В случае битовых скоростей ниже и выше STM-1 - транспортной скорости 155,52 Мбит/с применяются различные способы мультиплексирования. Для скоростей меньших STM-1-скорости пропускная способность STM-1 режима подразделяется иерархически в так называемые контейнеры различной величины. Контейнер представляет собой струк-

туру одного из плезиохронных сигналов (например, поток со скоростью 2,048 Мбит/с). Имеется набор из различных типоразмеров контейнеров (таблица 3.2).

Таблица 3.2 - Параметры типоразмеров контейнеров STM

Обозначение контейнера	Скорость передачи, Мбит/с	Соответствующая скорость PDH, Мбит/с
C 1.1	1,648	1,544
C1,2	2,224	2,048 и 1,544
C2	6,832	6,312
C3	48,384	44,734 и 34,368
C4	149,760	139,264

В каждом контейнере находится управляющий заголовок POH (*Path Overhead*), который позволяет транспортировать данные через узлы SDH-сети. Размеры контейнеров выбраны таким образом, что они подходят для передачи существенно различающихся региональных PDH -сигналов.

В противоположность к PDH в сети SDH возможен селективный доступ к отдельным сигналам без демультиплексирования общего транспортного потока. Это достигается посредством байт-ориентированного мультиплексирования и благодаря непосредственной адресации начала каждого из контейнеров. В контейнере имеются указатели, определяющие текущее положение контейнера в структуре более высокого уровня. Это позволяет мультиплексору находить положение пользовательских данных "на лету", без полного демультиплексирования, как это производится в PDH.

Для скоростей выше 155,52 Мбит/с  $N$  синхронных транспортных модулей мультиплексируются в новый транспортный модуль SDH-N, без ограничения сверху. Так, например, при  $N=4$  транспортная скорость достигает 622,08 Мбит/с, при  $N=16$  она возрастает до 2488,32 Мбит/с.

Во всех иерархических способах мультиплексирования, в том числе в SDH, гибкость битовой скорости и эффективность передачи ограничены, в случае если обслуживаются различные скорости. В частности, полезные сигналы со скоростью, превышающую пропускную способность одного контейнера, должны быть переданы в следующем контейнере. Так, например, поток со скоростью 34 Мбит/с должен быть размещен в контейнере 48 Мбит/с (C3). А это ведет к снижению эффективности использования канала.

Основным функциональным модулем сетей SDH является **синхронный мультиплексор (SMUX)**. Мультиплексоры SDH выполняют как функции собственно мультиплексора, так и функции устройств терминального доступа, позволяя подключать низкоскоростные каналы PDH иерархии непосредственно к своим входным портам. Они являются универсальными и гибкими устройствами, позволяющие кроме мультиплексирования выполнять задачи коммутации, концентрации и регенерации. Это представляется возможным в силу модульной конструкции SDH мультиплексора SMUX, при которой выполняемые функции определяются лишь возможностями системы управления и составом модулей, включенных в спецификацию мультиплексора.

Для построения SDH сетей первых двух уровней SDH - иерархии 155 и 622 Мбит/с - наиболее широко используется топология "кольцо" (рисунок 3.25).

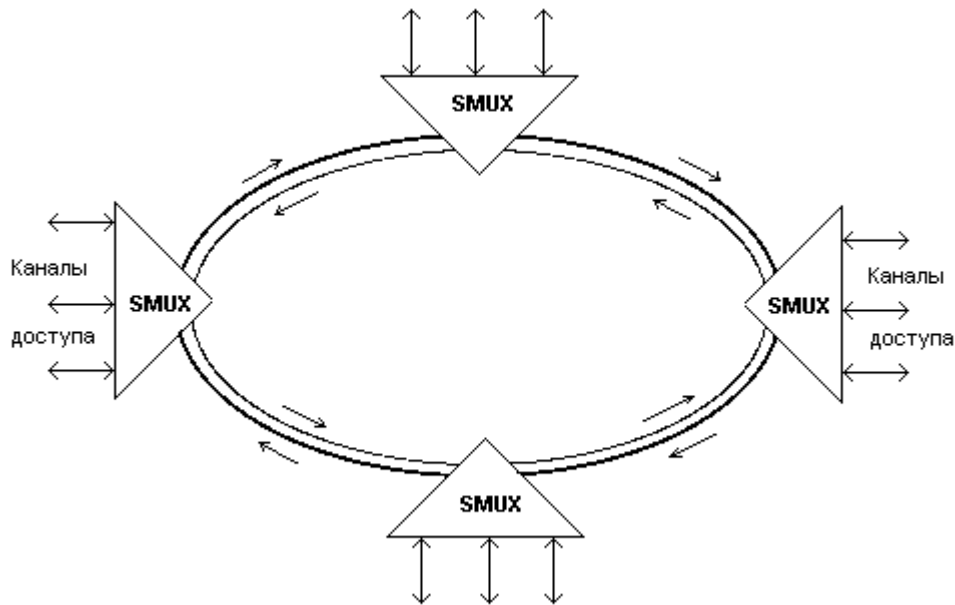


Рисунок 3.25 – Схема построения сети SDH

Основное преимущество этой топологии - легкость организации резервирования типа 1+1 (один основной тракт и один резервный), благодаря наличию в синхронных мультиплексорах SMUX двух пар оптических каналов приема/передачи, дающих возможность формирования двойного кольца со встречными потоками.

### 3.11. Цифровые оптические сети спектрального мультиплексирования WDM

Системы спектрального мультиплексирования **WDM** (*Wave Division Multiplexing*) основаны на способности оптического волокна одновременно передавать свет различных длин волн (цветов) без взаимной интерференции. Каждая длина волны представляет отдельный оптический канал в волоконно-оптической линии связи (ВОЛС). Существуют различные оптические методы для объединения нескольких каналов в одном волокне, а затем выделения их в нужных точках сети. Одна из схем мультиплексирования показана на рисунке 3.26. На входе системы передачи каналные сигналы с помощью призмы объединяются в один групповой сигнал, передаваемый по ВОЛС. На выходе с помощью аналогичной призмы эти сигналы разделяются. Число каналов на входе и выходе может достигать 32, а в отдельных случаях и более.

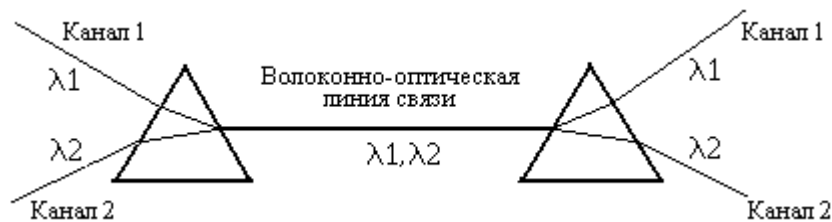


Рисунок 3.26 – Мультиплексирование сигналов с разделением по длине волны

В технологии WDM нет многих ограничений и технологических трудностей, свойственных системам с временным разделением каналов TDM. Для повышения пропускной способности, вместо увеличения скорости передачи в едином составном канале, как это реализовано в технологии TDM, в технологии WDM увеличивают число каналов (длин волн), используемых в системах передачи. Теоретически возможна передача в любом диапазоне длин волн, однако практические ограничения оставляют для использования в системах WDM узкий диапазон в окрестности длины волны 1550 нм. Но даже этот диапазон предоставляет огромные возможности для передачи данных.

Рост пропускной способности при использовании технологии WDM осуществляется без дорогостоящей замены оптического кабеля. Применение технологии WDM позволяет сдавать в аренду не только оптические кабели или волокна, но и отдельные длины волн, то есть реализовать концепцию "виртуального волокна". По одному волокну на разных длинах волн можно одновременно передавать самые разные приложения – кабельное телевидение, телефонию, трафик Интернет, "видео по требованию" и т.д. Как следствие этого, часть волокон в оптическом кабеле можно использовать для резерва. Применение технологии WDM позволяет исключить дополнительную прокладку оптических кабелей в существующей сети.

Первые устройства WDM позволяли передавать по одному волокну от 4 до 16 каналов, каждый из которых поддерживал передачу сигналов синхронной цифровой иерархии SDH/SONET со скоростью 2,5 Гбит/с. На сегодняшний день технология WDM позволяет передавать по одному волокну каналы с разницей длин волн между соседними каналами всего в единицы нанометра (1 нм), что называется плотным волновым мультиплексированием **DWDM** (*Dense WDM*). Развитие технологии DWDM позволило создать коммерческие сети, в которых по отдельным волокнам создаются более сотни независимых оптических каналов, а также сети с передачей сигналов в обоих направлениях в одном и том же оптическом волокне.

Своими успехами технология DWDM во многом обязана достижениям в разработке усилителей на оптическом волокне. В таком усилителе оптические сигналы усиливаются без преобразования в электрические и обратно, что дает возможность создавать сети передачи данных высокой протяженности при значительной экономии электронных компонентов или вообще без них.

Система DWDM структурно во многом похожа на традиционную систему с частотным уплотнением с FDM. Сигналы разных длин волн (частот), генерируемые одним или несколькими оптическими передатчиками, объединяются мультиплексором в многоканальный составной оптический сигнал, который далее распространяется по оптическому волокну. Стандартный частотный интервал между каналами составляет 100 ГГц (около 0,8 нм по длине волны). Имеются предложения по стандартизации частотного плана с расстоянием 50 ГГц (около 0,4 нм) и даже 25 ГГц.

При больших расстояниях передачи на линии связи устанавливается один или несколько оптических повторителей. Демультиплексор принимает составной сигнал, выделяет из него исходные каналы разных длин волн и направляет их на соответствующие фотоприемники. На промежуточных узлах некоторые каналы могут быть добавлены или выделены из составного сигнала посредством мультиплексоров ввода/вывода или устройств кросс-коммутации.

Система DWDM в общем случае состоит из одного или нескольких лазерных пере-



датчиков, мультиплексора, одного или нескольких оптических усилителей, мультиплексоров ввода/вывода, оптического волокна (кабеля), демультиплексора и соответствующего числа фотоприемников, а также электронного оборудования, которое обрабатывает передаваемые данные в соответствии с используемыми протоколами связи, и системы сетевого управления.

На линиях связи большой протяженности в настоящее время используются скорости передачи 2,5 Гбит/с (STM-16) и 10 Гбит/с (STM-64). Скорость передачи в сетях связи городского и регионального масштабов обычно намного меньше.

## 4. Сигналы в системах передачи данных

### 4.1. Общая характеристика и способы модуляции сигналов данных

Сигналом называется некоторая физическая величина (например, электрический ток, электромагнитное поле, звуковые волны и т. п.), отображающая сообщение. Зная закон, связывающий сообщение и сигнал, получатель может выявить содержащиеся в сообщении сведения. Для получателя сообщения сигнал заранее не известен и поэтому он является случайным процессом.

Сигналы в СПД могут отличаться типом переносчика, формой и способом модуляции. Тип переносчика определяется видом канала связи. В каналах с разделением по частоте используются гармонические колебания, а в каналах связи с разделением по времени – последовательность радио- или видеоимпульсов.

Роль модулирующего колебания в процессе модуляции выполняет информационный сигнал, спектр которого необходимо перенести в полосу пропускания канала. В системах передачи данных модулирующим колебанием является последовательность дискретных импульсов. Модулируемым колебанием (несущей) обычно является гармоническое (синусоидальное) колебание. Скачкообразное **изменение** параметров несущего колебания называют также *манипуляцией* или *телеграфией*. Для различения сокращенных обозначений модуляции от манипуляции зачастую амплитудная, частотная и фазовая манипуляция обозначается соответственно АТ (амплитудная телеграфия), ЧТ и ФТ.

На рис.4.1 показаны различные виды манипуляции. На верхнем графике рис.4.1 изображены однополярные информационные сигналы данных, а на втором – соответствующие им биполярные сигналы. На третьем графике показана гармоническая несущая, параметры которой (амплитуда, частота и начальная фаза) не изменяются со временем. На последующих графиках изображены временные диаграммы АМ-, ЧМ- и ФМ-сигналов соответственно. Как видно из диаграмм, изменению значения информационного сигнала соответствует изменение одного из параметров несущего колебания.

Различают абсолютную (ФМ) и относительную (ОФМ) фазовую модуляцию. ОФМ носит также название дифференциальная фазовая модуляция (ДФМ). При абсолютной двухпозиционной фазовой манипуляции (англ. обозначение BPSK - *Binary Phase Shift Keying*) фаза модулированного колебания при значении входного сигнала равного уровню логического "0" совпадает со значением фазы опорного (*несущего*) напряжения ( $\Delta\varphi=0^\circ$ ), а при поступлении "1" – меняется на противоположную ( $\Delta\varphi=180^\circ$ ). То есть, фаза модулированного колебания меняется всякий раз при изменении значения входного сигнала. В случае дифференциальной фазовой манипуляции ДФМ (англ. DPSK - *Differential Phase Shift Keying*), фаза текущего колебания изменяется не по отношению к опорному колебанию, а по отношению к фазе предыдущей посылки.

Из временной диаграммы видно, что скачкообразное изменение фазы модулированного колебания на  $180^\circ$  происходит в случае абсолютной фазовой модуляции при каждом изменении знака модулирующего сигнала, а при относительной (дифференциальной) – каждом единичном значении сигнала данных.

Форма модулирующего сигнала выбирается близкой к прямоугольной. При этом исходят из соображений наибольшего удобства реализации приёмных устройств, обеспе-

чивающих высокую помехоустойчивость. Однако с целью сокращения ширины спектра сигнала в ряде случаев используют сигнал с плавным изменением огибающей.

При передаче дискретной информации по непрерывным каналам связи используются как простые методы модуляции: АМ, ЧМ, ФМ, ДФМ (рис. 4.1), так и комбинированные – одновременное изменение нескольких параметров сигнала (чаще всего амплитуды и фазы).

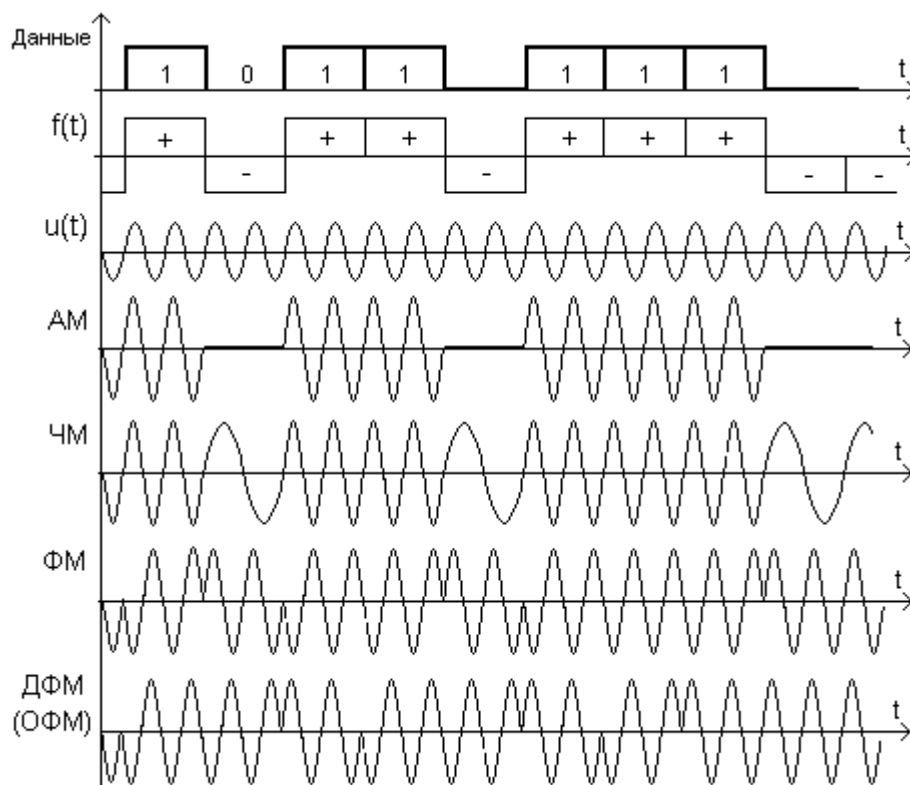


Рисунок 4.1 – Временные диаграммы различных видов манипуляции сигналов

Повышение скорости передачи информации при неизменной скорости модуляции может быть обеспечено за счет увеличения количества значащих позиций модулированного сигнала. Это свойство используется в большинстве современных систем передачи данных. Простейшим вариантом многопозиционной модуляции является двухкратная (4-позиционная) дифференциальная фазо-разностная (относительно-фазовая) манипуляция (ДФМ), при которой модулированный сигнал принимает 4 значения фазы. При 4-позиционной модуляции один элемент сигнала содержит два бита данных. На рис.4.2 изображены векторное и временное представление 4-позиционных ДФМ-сигналов с двумя вариантами значений начальных фаз  $0^\circ$ ;  $90^\circ$ ;  $180^\circ$  и  $270^\circ$ , либо  $45^\circ$ ;  $135^\circ$ ;  $225^\circ$  и  $315^\circ$ . Векторное представление сигналов называют также «сигнальным созвездием». При больших значениях позиций сигналов на сигнальном созвездии изображаются только геометрическое место точек концов векторов.

Формирование ФМ-сигналов со сдвигом фазы на  $180^\circ$  легко осуществляется путем инвертирования колебаний генератора несущей частоты. Для получения модулированных колебаний с числом позиций фаз больше двух используют два колебания, имеющих одинаковую частоту, но сдвинутых по фазе на  $90^\circ$ , т.е. находящихся в квадратуре. В этом случае говорят о так называемой *квадратурной фазовой модуляции (Quadrature Phase*

*Shift Keying, QPSK).*

Модуляция QPSK является частным случаем квадратурной амплитудной модуляции QAM-4, при котором информационный сигнал отображается изменением фазы несущего колебания с шагом  $90^\circ$ .

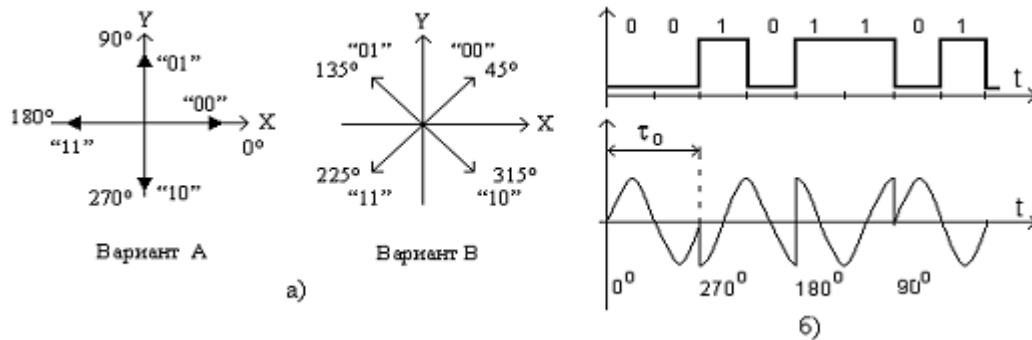


Рисунок 4.2 – Векторные (а) и временные (б) диаграммы 4-позиционной ФРМ

Аналитически QAM-сигнал представляется в виде

$$u_{\text{QAM}}(t) = U_m [A(t) \cos \omega_0 t + B(t) \sin \omega_0 t], \quad (4.1)$$

где  $A(t)$  и  $B(t)$  – модулирующие сигналы в квадратурном и синфазном каналах соответственно.

Из формулы видно, что при изменении амплитуд информационных составляющих  $A$  и  $B$  изменяется фаза и амплитуда результирующего сигнала. В передатчике, производящем модуляцию, одна из гармонических составляющих синфазна колебанию генератора несущей частоты, а вторая находится в квадратуре по отношению к этому колебанию (отсюда — квадратурная модуляция). Синфазная составляющая обозначается зачастую как  $I$  (*In Phase*), а квадратурная — как  $Q$  (*Quadrature*). Входной битовый поток преобразуется в кодирующую последовательность  $\{d_k\}$  так, что логическому нулю соответствует кодирующий бит  $+1$ , а логической единице — кодирующий бит  $-1$ . После этого кодирующий поток разделяется на четные и нечетные биты. Четные биты поступают в  $I$ -канал, а нечетные — в  $Q$ -канал. Причем, длительность каждого управляющего импульса  $d_i$  и  $d_q$  в два раза больше длительности единичного элемента сигнала данных  $d_k$ .

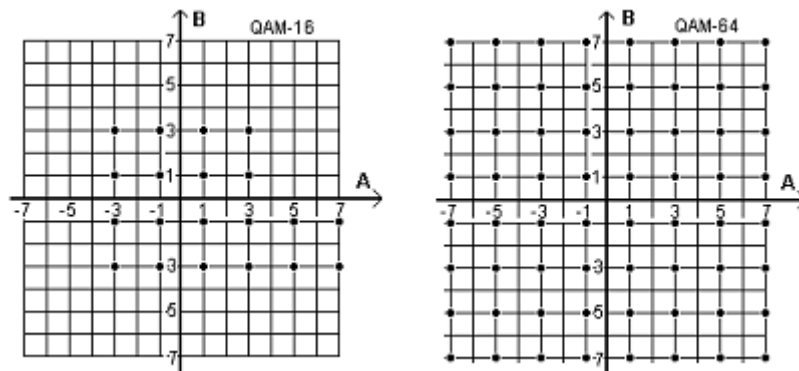


Рисунок 4.3 – Сигнальные созвездия для квадратурной амплитудной манипуляции QAM-16 и QAM-64

На рис.4.3 изображены сигнальные созвездия для QAM-16 и QAM-64 соответственно.

Выбор метода модуляции и формы огибающей должен обеспечивать наибольшую верность и скорость передачи информации с учётом технико-экономической эффективности. Пропускная способность канала связи определяется по формуле Шеннона и зависит от ширины полосы пропускания канала связи  $\Delta F$  и отношения мощности сигнала  $P_c$  и помехи  $P_n$

$$C = \Delta F \log_2 (1 + P_c / P_n) \text{ бит/с.}$$

Отсюда вытекает задача: выбрать такой сигнал и способ модуляции, чтобы ширина спектра сигнала не превышала величины  $\Delta F$  канала. Поэтому в СПД столь подробно рассматривают спектры различных сигналов.

## 4.2 Способы передачи дискретных сигналов

При передаче дискретных сообщений каждый элемент кодовой комбинации передается отрезком сигнала определенной длительности  $\tau_0$ , который называется единичным элементом (е.э.) или посылкой. Длительность е.э.  $\tau_0$  называется единичным интервалом (е.и.). Различают два основных способа передачи е.э.: асинхронный и синхронный. При асинхронном способе передача каждого е.э. осуществляется в случайные моменты времени, поэтому на приемной стороне не представляется возможным прогнозировать моменты приема очередных е.э. Примером асинхронного способа передачи является простейшая схема телеграфирования аппаратом Морзе (рис.4.3).

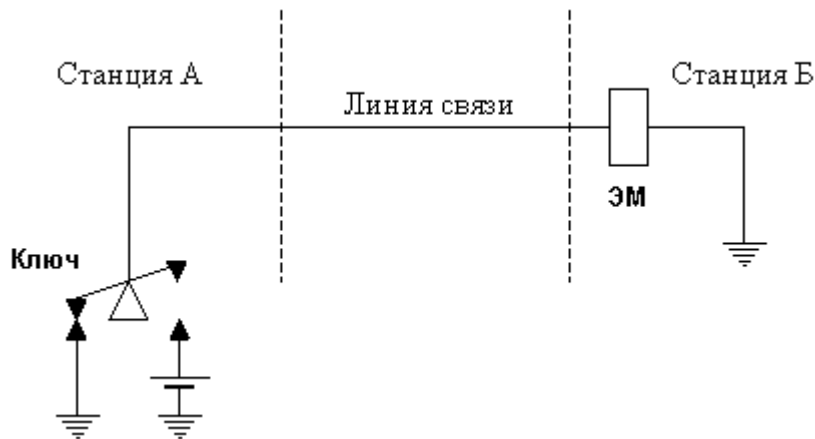


Рисунок 4.3 – Схема асинхронной передачи единичных элементов

Для регистрации того или иного е.э. на приеме используется фиксация начала токовой или бестоковой посылки. Этот способ сильно подвержен действию помех. В СПД для повышения верности приема е.э. при наличии искажений применяют методы, основанные на рациональном выборе момента регистрации принимаемых элементов. Необходимым условием использования таких является знание моментов прихода е.э. в приемник.

При *синхронном* способе передачи е.э. передаются через одинаковые промежутки времени и имеют фиксированную длительность. Таким образом, на приемной стороне можно прогнозировать моменты прихода е.э. и применять методы регистрации, обеспечивающие повышение верности приема.

Способ передачи может быть последовательный и параллельный. При последовательном способе передача е.э. осуществляется последовательно во времени, один за другим. При параллельном – все разряды кодовой комбинации или их часть передаются одновременно. Для реализации последовательного способа в передатчике и приемнике необходимо иметь распределители, которые вращаются с одинаковой скоростью. Такой режим работы называется синхронным. Чтобы посылки с  $i$ -го контакта передающего распределителя попали на  $i$ -й контакт приемного распределителя необходимо поддержание определенного соотношения фаз, т.е. обеспечивать синфазность. Таким образом, для обеспечения полного соответствия принятых кодовых комбинаций переданным, распределители должны переключаться синхронно и синфазно.

Применяют два основных метода фазирования: **синхронный** и **старт-стопный**. При синхронном методе фазирования распределители после установления связи работают непрерывно, и, следовательно, на приемной стороне непрерывно формируются управляющие импульсы независимо от того, передается информация или нет. Для поддержания синхронности и синфазности предусматриваются специальные фазирующие устройства.

При старт-стопном методе фазирования в промежутках между передачей сообщений передающий и приемный распределители не работают (стоят на стопе). Перед сигналом передачи сообщений передается сигнал начала передачи «старт», под воздействием которого оба распределителя начинают синфазно переключаться в течение передачи одной кодовой комбинации. По окончании передачи символа оба распределителя останавливаются «на стопе». При этом расхождение по фазе, накопившееся за время передачи кодовой комбинации, ликвидируется.

### 4.3. Временные и энергетические характеристики дискретных сигналов

К временным параметрам сигнала относится длительность единичного элемента  $\tau_0$ , для периодической последовательности единичных элементов – период  $T$  и скважность  $\alpha = T/\tau_0$  (рисунок 4.4). Количество единичных элементов  $B$ , передаваемых в единицу времени, называется скоростью манипуляции. Эта величина получила размерность Бод.

$$B = 1/\tau_0. \quad (4.1)$$

Частота периодической последовательности со скважностью  $\alpha$  связана со скоростью манипуляции следующим соотношением:  $F = 1/T = 1/\alpha\tau_0 = B/\alpha$ .

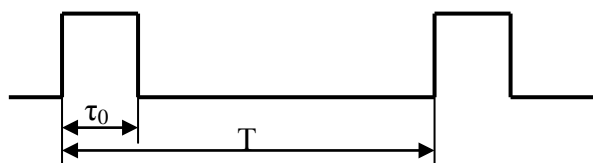


Рисунок 4.4 – Периодическая последовательность прямоугольных импульсов

В системах передачи данных периодическую последовательность импульсов (е. э.) записывают в виде  $\tau_0 : (T - \tau_0)$  или  $1 : (\alpha - 1)$ . На рис.4.5 и показаны последовательности вида 1:1 (а) и 1:3 (б).

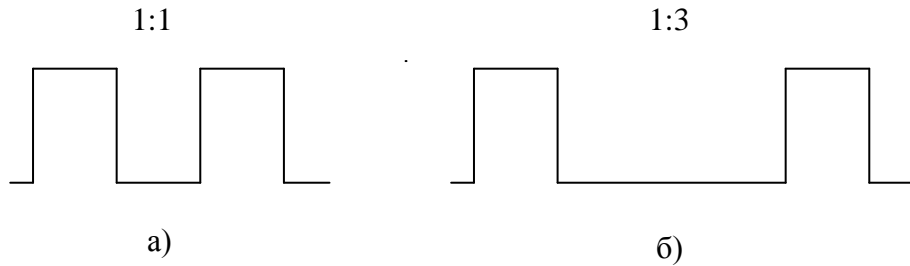


Рисунок 4.5 – Пример периодических последовательностей

К энергетическим параметрам сигналов относится мощность  $P_C$  и энергия  $E_C$  сигнала, определяемые соответственно по формулам:

$$P_C = U^2 \varepsilon \phi / R ; \quad \text{при } R=1 \text{ Ом} \quad P_C = U^2 \varepsilon \phi ;$$

$$E_C = \int_0^{\tau_0} U^2 \varepsilon \phi \, dt = U^2 \varepsilon \phi \tau_0 \quad (\text{на единичном сопротивлении}).$$

#### 4.4. Спектры импульсов постоянного тока

##### 4.4.1. Спектры немодулированных сигналов передачи данных

Сигналы постоянного тока широко используются при передаче данных по кабельным линиям связи. При этом используются однополярные двоичные или биполярные двоичные и квазитроичные импульсы. Любой сложный периодический сигнал можно разложить в ряд Фурье по гармоническим составляющим, т.е. представить его в виде суммы гармонических колебаний с частотами, кратными частоте повторения этого сигнала:

$$u(t) = C_0 + \sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos(k\Omega t - \varphi_k), \quad (4.2)$$

где  $u(t)$ - разлагаемый периодический сигнал;  $k$ - номера гармоник ( $k = 1, 2, \dots$ );  $C_0$  - постоянная составляющая;  $C_k$  - амплитуды гармоник;  $\varphi_k$  - начальные фазы гармоник;  $\Omega$ - круговая частота повторения равная  $2\pi / T$ , здесь  $T$  - период повторения функции  $u(t)$ .

Совокупность амплитуд  $C_k$  и  $C_0$  называют спектром амплитуд (или просто спектром), а совокупность фаз  $\varphi_k$  - фазовым спектром. Амплитуды гармоник вычисляются по формуле

$$C_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}, \quad (4.3)$$

$$\text{где } a_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u(t) \cos k\Omega t dt, \quad b_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u(t) \sin k\Omega t dt. \quad (4.4)$$

Постоянная составляющая вычисляется по формуле

$$C_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u(t) dt. \quad (4.5)$$

Интегралы в этих формулах легко вычисляются. Если функция непериодическая, то она может быть представлена интегралом Фурье

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (4.6)$$

где комплексный спектр равен

$$S(\omega) = |S(\omega)| e^{-j\varphi(\omega)}, \quad (4.7)$$

где  $|S(\omega)|$  - спектральная плотность амплитуд;  $\varphi(\omega)$  - спектр фаз.

Как видно из вышеприведенных выражений, в непериодической функции расстояние между соседними гармониками становится бесконечно малым, т.е. спектр становится сплошным. В отличие от него спектр периодической функции является линейчатым или дискретным.

Рассмотрим спектры некоторых типичных непериодических (одиночных) сигналов. Немодулированные сигналы в СПД обычно состоят из прямоугольных импульсов длительностью  $\tau_0$  (рисунок 4.6,а).

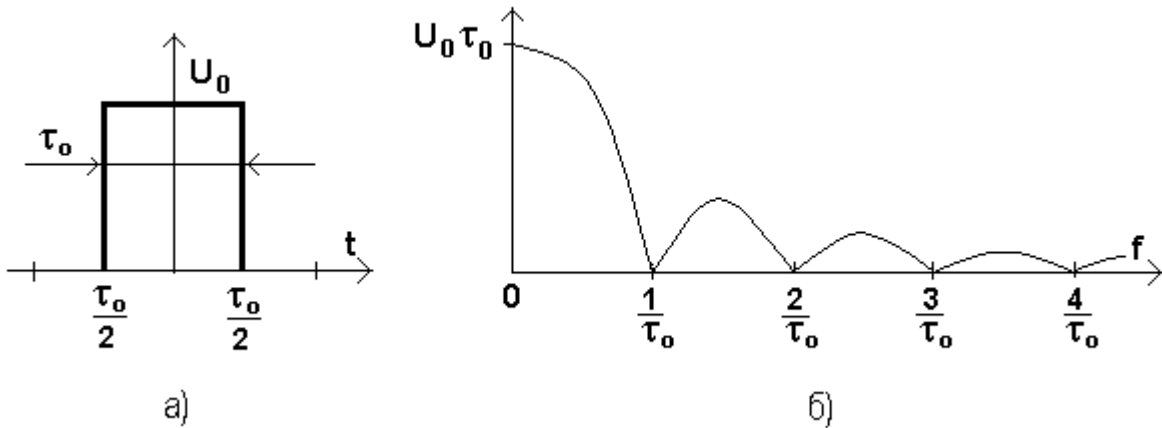


Рисунок 4.6 – Одиночный прямоугольный импульс (а) и его спектр (б)

На основании формулы преобразования Фурье получим:

$$S(\omega) = U_0 \int_{-\tau_0/2}^{\tau_0/2} e^{-j\omega t} dt = U_0 \tau_0 \left| \frac{\sin \pi \tau_0 f}{\pi \tau_0 f} \right|, \quad (4.8)$$

где  $U_0$  - амплитуда импульса,  $f = \omega/2\pi$  - текущая частота.



Если импульс данных имеет трапецеидальную форму (рисунок 4.7,а), то спектральная плотность для одиночного импульса рассчитывается по формуле:

$$S(\omega) = U_0 \tau_0 \left| \frac{\sin \pi \tau_0 f}{\pi \tau_0 f} \cdot \frac{\sin \pi \tau_H f}{\pi \tau_H f} \right|.$$

Графическая зависимость спектральной плотности при различных длительностях нарастания времени фронта импульса показана на рис.4.7,б. Из рисунка видно, что чем медленнее нарастает импульс, тем меньше энергии содержится в верхних лепестках спектра, и тем больше энергия основного лепестка.

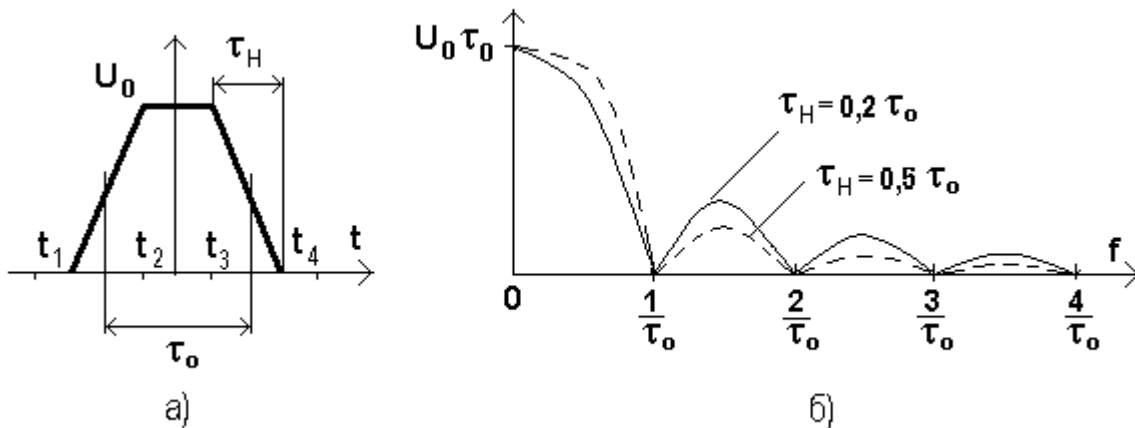


Рисунок 4.7 – Трапецеидальный импульс (а) и его спектр (б)

Для косинусоидального импульса (рисунок 4.8,а) с длительностью  $\tau_0$  на середине его высоты спектральная плотность рассчитывается по следующей формуле:

$$S(\omega) = \left| \frac{U_0 \tau_0}{1 - 4(\tau_0 f)^2} \cdot \frac{\sin 2\pi \tau_0 f}{2\pi \tau_0 f} \right|.$$

Вид спектра косинусоидального импульса показан на рисунке 4.8,б.

Аналогично определяются спектры для экспоненциального, колоколообразного и других форм импульсов. Следует отметить, что для всех рассмотренных импульсов спектры характеризуются одним и тем же: основная энергия сосредоточена вблизи нулевой частоты; при увеличении частоты амплитуда составляющих падает. В принципе, все рассмотренные спектры бесконечно широкие, однако можно говорить о конечной ширине спектра импульса, если отсечь высокие частоты, на которых расположена незначительная часть энергии, например, 1% энергии сигнала. Практически под шириной спектра понимают область частот в пределах которой сконцентрировано 90% или 95% энергии.

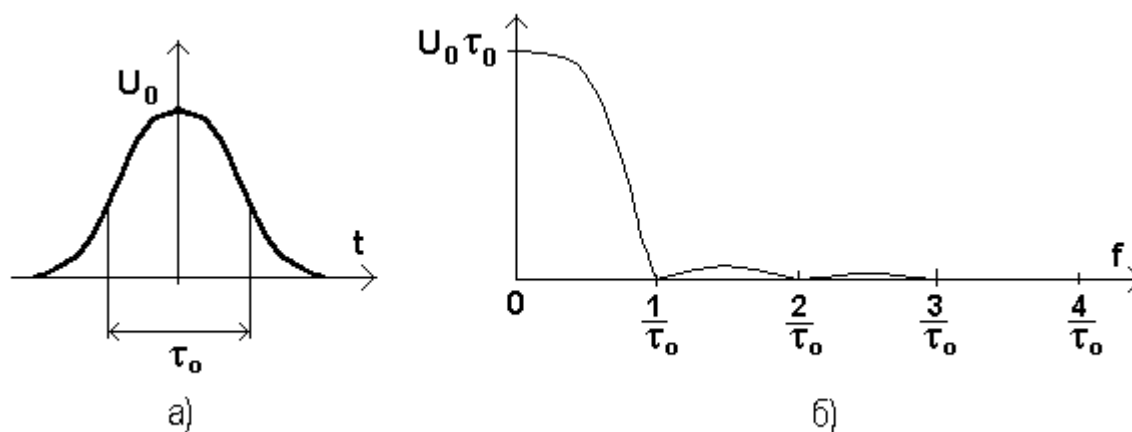


Рисунок 4.8 – Косинусоидальный импульс (а) и его спектр (б)

Рассмотрим спектр периодической последовательности прямоугольных импульсов типа “точки”, т.е. сигнала вида 1:1 (рис.4.9). Поскольку сигнал является четной функцией времени, то в (4.4) обращаются в нуль все  $b_k$ . Используя формулы (4.4) и (4.5), получим

$$C_k = |a_k| = \left| \frac{2}{T} \int_{-\tau_0/2}^{\tau_0/2} U_0 \cos k\Omega t dt \right| = U_0 \left| \frac{\sin \frac{\pi k}{2}}{\frac{\pi k}{2}} \right|. \quad (4.9)$$

$$C_0 = \frac{1}{T} \int_{-\tau_0/2}^{\tau_0/2} U_0 dt = \frac{U_0}{2}. \quad (4.10)$$

Здесь  $\tau_0$  – длительность единичного интервала сигнала.

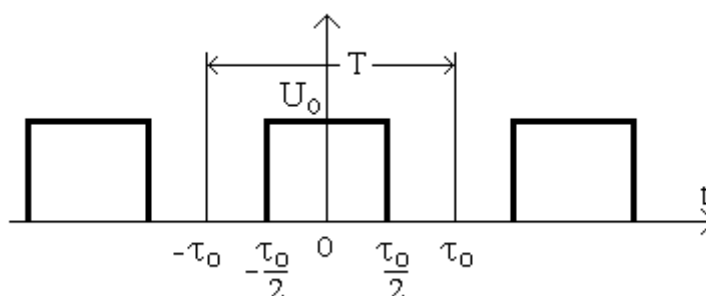


Рисунок 4.9 – Импульсная последовательность вида 1:1 - «точки»

Спектр “точек” показан на рисунке 4.10. Постоянная составляющая равна  $U_0/2$ . Основную энергию содержит первая гармоника, а все четные гармоники отсутствуют.

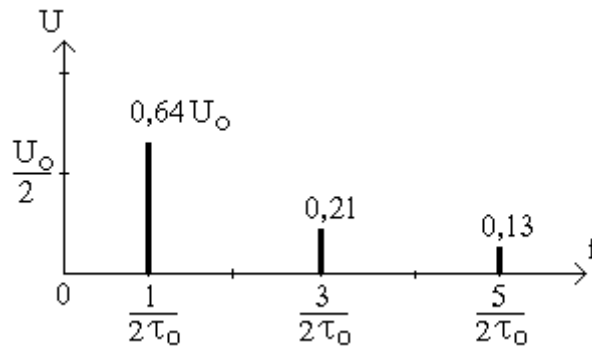


Рисунок 4.10 — Спектр сигналов типа «точки»

#### 4.4.2 Спектры видесигналов типа 1:( $\alpha-1$ )

Рассмотрим теперь спектр импульсной последовательности вида 1: ( $\alpha-1$ ), где  $\alpha=T/\tau_0$  - скважность последовательности. Этот сигнал также является четной функцией и поэтому все коэффициенты  $b_k$  обращаются в нуль. Амплитуды гармоник будут равны:

$$C_k = |a_k| = \left| \frac{2}{T} \int_{-\tau_0/2}^{\tau_0/2} U_0 \cos k\Omega t dt \right| = \frac{2U_0}{\alpha} \left| \frac{\sin \frac{\pi k}{\alpha}}{\frac{\pi k}{\alpha}} \right|, \quad (4.11)$$

а постоянная составляющая  $C_0 = U_0 / \alpha$ .

Пусть  $\alpha = 6$ , тогда импульсная последовательность имеет вид 1:5 (рис.4.11), а спектральные составляющие соответственно равны:

$$C_k = \frac{U_0}{3} \left| \frac{\sin(\pi k / 6)}{\pi k / 6} \right|, \quad C_0 = U_0 / 6. \quad (4.12)$$

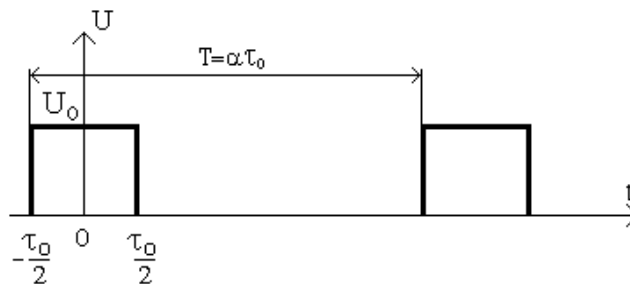


Рисунок 4.11 – Импульсная последовательность вида 1:5

Спектр этого сигнала показан на рисунке 4.12. По сравнению со спектром сигнала 1:1 спектр сигнала 1:5 гораздо сложнее. На участке от нуля до частоты  $1/\tau_0$  теперь располагается 5 гармоник. Вследствие увеличения количества гармоник амплитуда каждой из них уменьшилась.

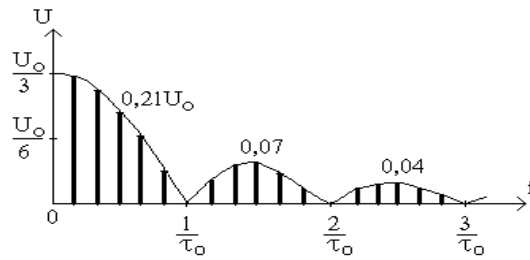


Рисунок 4.12 – Спектр импульсной последовательности вида 1:5

Рассмотрения этого частного случая и общей формулы (11) позволяет сформулировать следующие закономерности спектра последовательности прямоугольных импульсов вида 1: ( $\alpha-1$ ):

1. Амплитуда спектральных составляющих спадает по закону функции  $|\sin x / x|$ .
2. Амплитуда спектральных составляющих обращается в нуль на частотах  $1/\tau_0$ ,  $2/\tau_0$ ,  $3/\tau_0$  и т.д.
3. В основной области частот от нуля до  $1/\tau_0$  располагается  $\alpha-1$  гармоник через равные промежутки  $1/(\alpha\tau_0)$ .
4. Постоянная составляющая (компонента с нулевой частотой) равна:  $C_0=U_0/\alpha$ .
5. Амплитуда гармоник при уменьшении частоты стремится к величине  $2C_0$ .

#### 4.5 Спектры дискретных модулированных сигналов

Немодулируемое гармоническое (несущее) колебание представляется в виде:

$$U = U_M \cos(\omega_o + \varphi_o), \quad (4.13)$$

где  $U_M$  - амплитуда напряжения несущего колебания,  $\omega_o$  — его круговая частота,  $\varphi_o$  — его начальная фаза.

При *амплитудной модуляции* модулирующий сигнал изменяется по произвольному закону  $f(t)$ , причем предполагается, что максимальное и минимальное значение амплитуды равны соответственно:  $\Delta U_{\text{МАКС}} = +1$  и  $\Delta U_{\text{МИН}} = -1$ . Если амплитуду модулирующего напряжения обозначить  $\Delta U$ , то амплитуда модулированного напряжения будет изменяться по закону

$$U_1 = U_M + \Delta U f(t) = U_M \left[ 1 + \frac{\Delta U}{U_M} f(t) \right] = U_M [1 + m f(t)], \quad (4.14)$$

где  $m$  - коэффициент модуляции ( $m = \Delta U / U_M$ ). Модулированный сигнал запишется следующим образом:

$$U_{AM} = U_1 \cos(\omega_o t + \varphi_o) = U_M [1 + m f(t)] \cos(\omega_o t + \varphi_o). \quad (4.15)$$

Для наиболее часто применяемой стопроцентной модуляции ( $m=1$ ):

$$U_{AM} = U_M [1 + f(t)] \cos(\omega_o t + \varphi_o). \quad (4.16)$$

Здесь и в дальнейшем мы будем рассматривать спектры модулированных колебаний в двух случаях: когда  $f(t)$  представляет периодическую последовательность прямоугольных посылок и когда  $f(t)$  является гармоническим колебанием. Первый случай амплитудной модуляции получил название *двоичной амплитудной модуляции*. В общем случае манипуляции  $f(t)$  может принимать конечное число значений. Первый случай соответствует процессам, имеющим место в системах передачи дискретной информации, а второй позволяет путем сравнения с первым сделать ряд полезных выводов.

Для определения спектра  $U_{AM}$  достаточно спектральное разложение в ряд Фурье  $f(t) = C_0 + \sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos(k\Omega t)$  подставить в формулу (4.16). В случае последовательности прямоугольных посылок при  $U_0 = 1$ :

$$f(t) = \frac{1}{\alpha} + \frac{2}{\alpha} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(\frac{\pi k}{\alpha})}{\frac{\pi k}{\alpha}} \cos(k\Omega t), \quad (4.17)$$

где  $\Omega = \frac{2\pi}{T}$  - круговая частота повторения посылок,  $T$  - период следования посылок. Подставляя (4.17) в (4.16), получим

$$U_{AM} = \frac{U_M}{\alpha} \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{U_M}{\alpha} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(\frac{\pi k}{\alpha})}{\frac{\pi k}{\alpha}} \{ \sin[(\omega_0 + k\Omega)t + \varphi_0] + \sin[(\omega_0 - k\Omega)t + \varphi_0] \}. \quad (4.18)$$

Отсюда видно, что спектр амплитудно-манипулированного сигнала содержит несущую частоту и две боковые полосы - верхнюю и нижнюю. Форма боковых частот спектра манипулированного сигнала аналогична форме спектра модулирующих посылок, но спектр модулированного сигнала вдвое шире спектра модулирующих посылок.

В случае модулирующей функции  $f(t) = \sin(\Omega t)$  спектр амплитудно-модулированного сигнала также состоит из несущей частоты и двух боковых частот:

$$U_{AM} = U_M [1 + \sin(\Omega t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = U_M \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{U_M}{2} \sin[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0] - \frac{U_M}{2} \sin[(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0]. \quad (4.19)$$

Полученные выводы могут быть распространены на модулирующие сигналы произвольной формы.

При *фазовой модуляции*, при изменении модулирующего сигнала по закону  $f(t)$  и максимальном изменении начальной фазы на величину  $\Delta\varphi$  фаза сигнала изменяется по закону:

$$\theta = \omega_0 t + \varphi_0 + \Delta\varphi f(t). \quad (4.20)$$

Мгновенное значение фазомодулированного напряжения имеет следующий вид:

$$U_{\Phi M} = U_M \cos \theta = U_M \cos [\omega_0 t + \varphi_0 + \Delta \varphi f(t)], \quad (4.21)$$

где  $\Delta \varphi$  - девиация фазы или, как еще ее называют, *индекс фазовой модуляции*. Чем больше изменение модулируемого параметра, тем, очевидно, легче отличать друг от друга значения передаваемых сигналов на приеме. Поэтому значения девиации фазы следует выбирать возможно большим, т. е.  $\Delta \varphi = 90^\circ$ . При модуляции серией прямоугольных импульсных посылок (фазовая манипуляция), показанных на рис.4.13,а, фазоманипулированный сигнал при  $\Delta \varphi = 90^\circ$  имеет вид, показанный на рис.4.13,б.

Модулированный сигнал можно представить как сумму двух сигналов, имеющих одинаковую частоту  $\omega_0$ , но отличающихся значением начальной фазы. В частности, для случая  $\Delta \varphi = 90^\circ$ , изображенного на рис.4.13,б, эти сигналы показаны на рис.4.13,в и 4.13,г. Их несущие частоты отличаются по фазе на  $2\Delta \varphi = 180^\circ$ . Перепишем выражение (21) следующим образом:

$$U_{\Phi M} = U_M \left\{ \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos[\Delta \varphi f(t)] - \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \sin[\Delta \varphi f(t)] \right\}. \quad (4.22)$$

В случае фазовой манипуляции прямоугольными посылками

$$f(t) = \begin{cases} -1 & \text{при } n\tau_0 \leq t \leq (n+1)\tau_0 \\ +1 & \text{при } (n-1)\tau_0 \leq t \leq n\tau_0 \end{cases} \quad (4.23)$$

Получим:

$$U_{\Phi M} = U_M \left[ \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos \Delta \varphi - f(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \sin \Delta \varphi \right]. \quad (4.24)$$

В случае биполярного модулирующего сигнала, изображенного на рис.15.8,а

$$f(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{\pi k}{2}}{\frac{\pi k}{2}} \cos(k\Omega t). \quad (4.25)$$

Подставляя выражение (4.16) в (4.15), получим

$$U_{\Phi M} = U_M \left[ \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos \Delta \varphi - \sin \Delta \varphi \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{\pi k}{2}}{\frac{\pi k}{2}} \cos(k\Omega t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \right] =$$

$$\begin{aligned}
&= U_M \cos \Delta \varphi \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{U_M \sin \Delta \varphi \sin \frac{\pi k}{2}}{\frac{\pi k}{2}} \sin(\omega_0 t + k\Omega t + \varphi_0) + \\
&\quad + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{U_M \sin \Delta \varphi \sin \frac{\pi k}{2}}{\frac{\pi k}{2}} \sin(\omega_0 t - k\Omega t + \varphi_0). \quad (4.26)
\end{aligned}$$

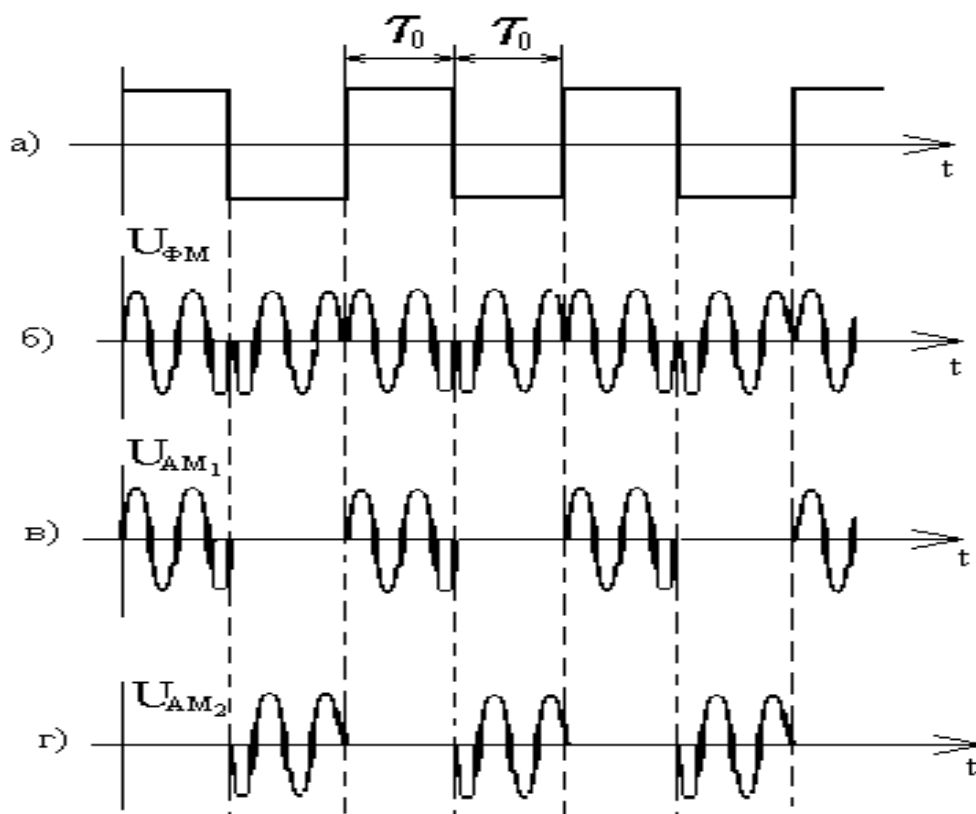


Рисунок 4.13 – Временные диаграммы сигналов при фазовой манипуляции:  
а - модулирующий сигнал; б - фазоманипулированный сигнал;  
в, г - составляющие фазоманипулированного сигнала.

Таким образом, в общем случае спектр ФМ колебания содержит несущую, симметрично от которой располагаются боковые составляющие, отстоящие на частотные интервалы, кратные частоте манипуляции. В рассматриваемом случае  $\Delta \varphi = 90^\circ$  спектр ФМ становится равным спектру АМ при подавлении несущего колебания.

На рисунках 4.14,б-д показаны спектры фазоманипулированных сигналов при различных индексах модуляции, а на рисунках 4.14,а для сравнения приведен спектр амплитудно-манипулированного сигнала.

На основании выше изложенного можно сделать заключение о том, что при фазовой модуляции периодической последовательностью прямоугольных посылок:

- ширина спектра ФМ манипуляции равна ширине спектра АМ манипуляции и не зависит от индекса модуляции;
- амплитуды боковых частот ФМ сигнала отличаются от таковых при АМ на величину  $\sin \Delta \varphi$ .

В случае гармонической модулирующей функции  $f(t) = \sin(\Omega t)$  фаза модулированный сигнала имеет вид:

$$U_{\Phi M} = U_M \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \Delta \varphi \sin(\Omega t)), \quad (4.27)$$

или, разлагая косинус суммы, получаем:

$$U_{\Phi M} = U_M [\cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos(\Delta \varphi \sin(\Omega t)) - \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \sin(\Delta \varphi \sin(\Omega t))]. \quad (4.28)$$

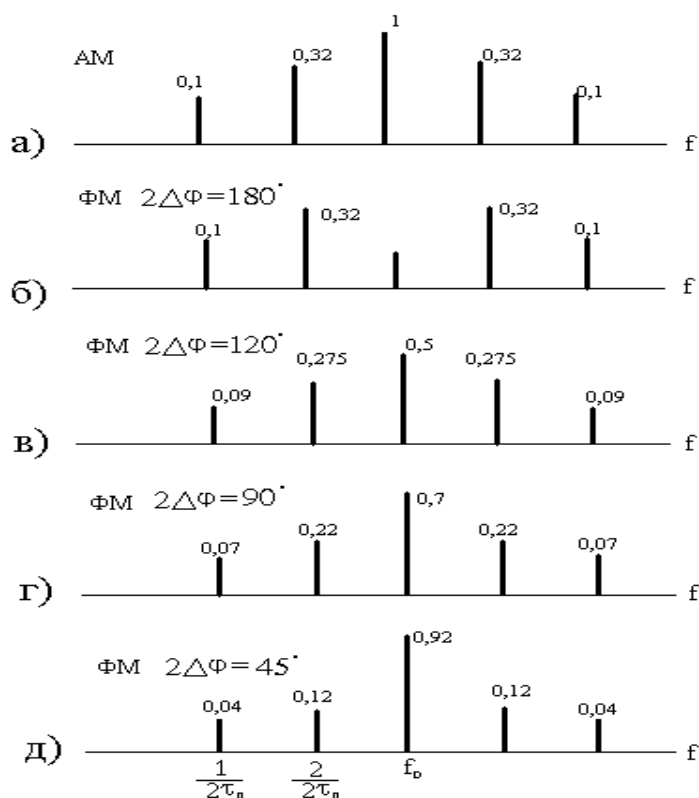


Рисунок 4.14 - Спектры манипулированных сигналов:

а) - спектр амплитудно-манипулированного сигнала; в) – д) - спектры фазоманипулированных сигналов

Из математики известно, что

$$\left. \begin{aligned} \sin(\Delta \varphi \sin(\Omega t)) &= 2 J_1(\Delta \varphi) \sin(\Omega t) + 2 J_3(\Delta \varphi) \sin(3\Omega t) + \dots \\ \cos(\Delta \varphi \sin(\Omega t)) &= J_0(\Delta \varphi) + 2 J_2(\Delta \varphi) \cos(2\Omega t) + \dots \end{aligned} \right\} \quad (4.29)$$



где  $J_n(\Delta\varphi)$ - функция Бесселя первого рода,  $n$ -ого порядка от аргумента  $\Delta\varphi$ . Таким образом, при гармонической ФМ получается сигнал с бесконечным числом составляющих и отсутствует симметрия боковых составляющих относительно несущего колебания.

При *частотной модуляции*, изменение модулирующего сигнала по закону  $f(t)$  и максимальном изменении частоты на величину  $\Delta\omega$  частота сигнала изменяется по закону

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega f(t). \quad (4.30)$$

Изменение частоты сопровождается изменением фазы сигнала, причем мгновенная фаза сигнала связана с частотой очевидной зависимостью

$$\varphi(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \varphi_0, \quad (4.31)$$

следовательно,

$$\varphi(t) = \omega_0 t + \Delta\omega \int_0^t f(t) dt + \varphi_0. \quad (4.32)$$

Таким образом, напряжение, модулированное по частоте, можно записать так:

$$U_{YM} = U_M \cos \left[ \omega_0 t + \Delta\omega \int_0^t f(t) dt + \varphi_0 \right]. \quad (4.33)$$

Обозначим в выражении (4.33) величину  $\Delta\omega \int_0^t f(t) dt = \theta(t)$ , тогда его можно записать в следующем виде:

$$U_{YM} = U_M \{ \cos[\omega_0 t + \varphi_0] \cos \theta(t) - \sin[\omega_0 t + \varphi_0] \sin \theta(t) \}. \quad (4.34)$$

При частотной манипуляции модулирующим сигналом является периодическая последовательность прямоугольных посылок (рис.4.15,а), т. е. передача осуществляется на двух сменяющих друг друга частотах: верхней частоте  $\omega_B$ , соответствующей положительному модулирующему сигналу, и нижней частоте  $\omega_H$ , соответствующей отрицательному сигналу. В этом случае в выражении (4.30)  $\omega_0$  соответствует средней частоте  $\omega_0 = (\omega_H + \omega_B)/2$ , а величина  $\Delta\omega = (\omega_B - \omega_H)/2$  называется девиацией частоты.

Переходная фаза сигнала при этом изменяется по следующему закону (рисунок 4.15,б):

$$\theta(t) = \begin{cases} -\Delta\omega(t + \frac{\tau_0}{2}) & \text{при } -\tau_0 < t < 0, \\ \Delta\omega(t - \frac{\tau_0}{2}) & \text{при } 0 < t < \tau_0. \end{cases}$$

Представим  $\cos\theta(t)$  и  $\sin\theta(t)$  в виде их разложений в ряды Фурье:

$$\left. \begin{aligned} \cos \theta(t) &= A_0 + \sum_{k=2,4,6,\dots}^{\infty} A_k \cos(k\Omega t) \\ \sin \theta(t) &= \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} B_k \sin(k\Omega t) \end{aligned} \right\}, \quad (4.35)$$

где  $\Omega$  - круговая частота повторения посылок;

$$A_0 = \frac{1}{2\tau_0} \int_{-\tau_0}^{\tau_0} \cos \theta(t) dt = \frac{1}{2\tau_0} \left\{ \int_{-\tau_0}^0 \cos \left[ -\Delta\omega \left( t + \frac{\tau_0}{2} \right) \right] dt + \right. \\ \left. + \int_0^{\tau_0} \cos \left[ \Delta\omega \left( t - \frac{\tau_0}{2} \right) \right] dt \right\} = \frac{\sin \frac{\Delta\omega\pi}{\Omega 2}}{\frac{\Delta\omega\pi}{\Omega 2}};$$

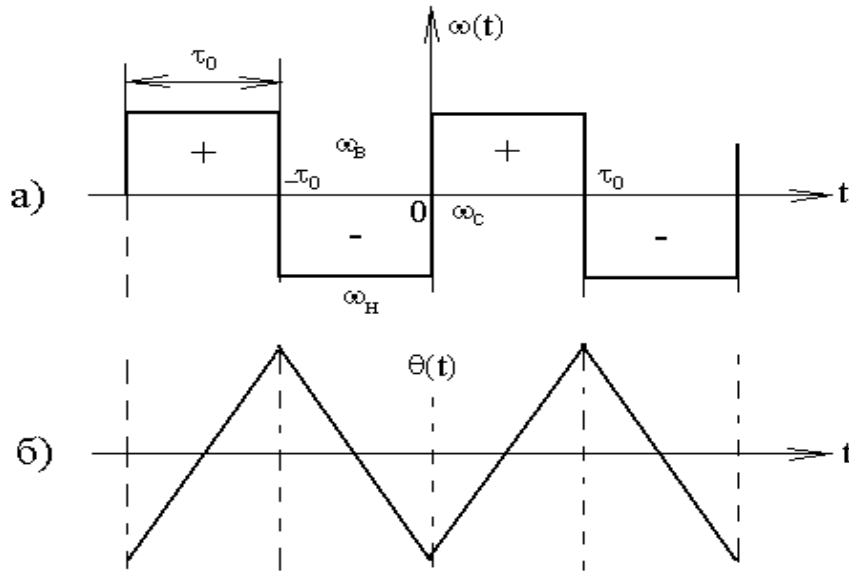


Рисунок 4.15 - Частотная манипуляция: а) - манипулирующий сигнал;  
б) - переходная фаза при частотной манипуляции

$$A_k = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} \cos \theta(t) \cos(k\Omega t) dt = \frac{4}{\pi} \frac{m \sin \frac{\pi m}{2}}{m^2 - k^2};$$

$$B_k = \frac{4}{\pi} \frac{m \cos \frac{\pi m}{2}}{m^2 - k^2};$$

где  $m = \frac{\Delta\omega}{\Omega}$  - индекс частотной модуляции. Подставляя выражение (4.35) в уравнение (4.34), получим

$$\begin{aligned}
U_{YM} = U_M \frac{\sin \frac{\pi m}{2}}{\frac{\pi m}{2}} \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + U_M \frac{2}{\pi} \sum_{k=2,4,6}^{\infty} \frac{m \sin \frac{\pi m}{2}}{m^2 - k^2} \times \\
\times \{ \cos[(\omega_0 + k\Omega)t + \varphi_0] + \cos[(\omega_0 - k\Omega)t + \varphi_0] \} + \\
+ U_M \frac{2}{\pi} \sum_{k=1,3,5}^{\infty} \frac{m \cos \frac{\pi m}{2}}{m^2 - k^2} \{ \cos[(\omega_0 - k\Omega_1)t + \varphi_0] - \cos[(\omega_0 + k\Omega_1)t + \varphi_0] \}.
\end{aligned} \quad (4.36)$$

Отсюда следует, что спектр частотно-манипулированного колебания состоит из несущей частоты, верхней и нижней боковых частот; четные и нечетные боковые частоты подчиняются разным законам и отличаются по фазе на  $90^\circ$ ; спектры боковых частот отличаются от спектра модулирующего сигнала; форма спектра зависит от индекса модуляции.

#### 4.6 Связь между скоростью передачи и шириной канала

Знание спектров сигналов, используемых для передачи данных, динамики их изменения при различных видах сигналов, способов и параметров модуляции, а также переходных процессов в каналах при передаче этих сигналов, позволяет установить соотношения между скоростью передачи и требуемой шириной полосы пропускания используемого канала связи.

На практике нет необходимости (да и возможности) передавать весь спектр сигнала. Достаточно передать лишь те составляющие, в которых сосредоточена основная часть энергии ( $>50\%$ ). Так например, при передаче “точек” импульсами постоянного тока, основная часть энергии содержится в двух первых компонентах спектра: постоянной составляющей и первой гармонике с частотой  $f=1/2\tau_0$ , где  $\tau_0$  - длительность единичного элемента. Следовательно, минимально необходимая полоса частот канала связи в этом случае равна

$$\Delta F_{\min} = 1/2\tau_0 = B/2, \quad (4.37)$$

где  $B$  - скорость модуляции, Бод. Анализируя спектры других видов сигналов можно заметить, что через такую полосу также пройдет основная часть энергии этих сигналов.

Следовательно, предельная скорость модуляции при передаче импульсами постоянного тока будет равна:

$$B_{\max} = 2\Delta F_{\text{эф}}, \quad (4.38)$$

где  $\Delta F_{\text{эф}}$  - ширина полосы пропускания канала. Эта формула называется формулой Найквиста.

При передаче модулированных сигналов предельная скорость модуляции снижается вдвое за счет передачи двух боковых полос, т.е.:

$$\Delta F_{\min} = 1/\tau_0 = B, \quad \text{а} \quad B_{\max} = \Delta F_{\text{эф}}. \quad (4.39)$$

Эти же формулы справедливы для ЧМ и ФМ при малых индексах модуляции, т.е. при  $m_{\text{ЧМ,ФМ}} < 1$ .

При передаче модулируемых сигналов с одной боковой полосой требуемая ширина полосы канала связи уменьшится вдвое, т.е.:

$$B_{\text{max}} \approx 2\Delta F_{\text{эф}}. \quad (4.40)$$

## 5. Помехи в линиях и каналах связи

### 5.1. Аддитивные и мультипликативные помехи

Помимо передаваемого сигнала в канале всегда присутствуют процессы различного происхождения, называемые *помехами* или *шумами*. По характеру воздействия на принимаемые сигналы различают помехи **аддитивные** и **мультипликативные**.

**Аддитивная** помеха представляет собой электрическое возмущение, складывающееся с сигналом. При этом напряжение на выходе приемного тракта можно представить как сумму переданного сигнала и аддитивной помехи

$$x(t) = s(t) + n(t). \quad (5.1)$$

**Мультипликативной** помехой называется случайное изменение коэффициента передачи канала связи  $\mu(j\omega t)$ . Принимаемые сигналы могут быть подвержены одновременному воздействию аддитивных и мультипликативных помех.

В общем случае передаваемый сигнал распространяется по нескольким путям (лучам). Тогда зависимость между принимаемым сигналом  $x(t)$  и передаваемым  $s(t)$  может быть представлена следующим образом:

$$x(t) = \sum \mu_k S(t - \tau_k) + n(t), \quad (5.2)$$

где  $\mu_k$  - коэффициент передачи  $k$ -го пути распространения сигнала;  $\tau_k$  - время запаздывания в  $k$ -м луче;  $n(t)$  - аддитивная помеха.

Во многих случаях имеет место только один путь распространения. Тогда выходной сигнал на выходе канала с помехой описывается выражением:

$$x(t) = \mu S(t - \tau) + n(t). \quad (5.3)$$

Параметры канала  $\mu$  и  $\tau$  в общем случае являются функциями времени.

Большое число аддитивных помех имеет флуктуационный характер с нормальным законом распределения. **Флуктуационные помехи** представляют собой реализацию стационарного случайного процесса с *нормальным* распределением вероятностей (гауссовский процесс). Помехи этого вида имеют место во всех типах каналов связи, используемых в компьютерных сетях и заметно влияют на достоверность передачи данных.

Практическое значение нормальной флуктуационной помехи связано с тем, что, во-первых, она неизбежно присутствует во всех реальных КС в виде тепловых шумов, воз-

никающих в каналообразующей аппаратуре, во-вторых, она достаточно хорошо аппроксимирует сумму любых помех, происходящих от различных источников.

Для характеристики распределения энергии составляющих помехи по частоте используется понятие энергетического спектра  $G(\omega)$ , который характеризует поведение реализаций случайной помехи в среднем. На практике функция  $G(\omega)$  обычно задается графически либо аналитически. Для реальных случайных процессов  $G(\omega)$  спадает с ростом частоты. Случайный процесс, у которого  $G(\omega) = N_0$  - постоянная величина, называется **белым шумом**. Здесь  $N_0$  - спектральная плотность, под которой понимается мощность шума  $P_n$ , приходящаяся на 1 Гц полосы частот.

$$N_0 = P_n / \Delta F. \quad (5.4)$$

В большинстве случаев нормальная флуктуационная помеха имеет равномерный спектр в столь широкой полосе частот, что ее можно считать практически бесконечной. Такая помеха носит название **“нормальный аддитивный белый шум”**, которая полностью характеризуется спектральной плотностью.

## 5.2. Статистические характеристики флуктуационной помехи

Плотность вероятности гауссовой помехи распределена по нормальному закону

$$P(U) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(U_n - \overline{U_n})^2}{2\sigma_n^2}}, \quad (5.5)$$

где  $U_n$  - мгновенное значение помехи;  $\overline{U_n}$  - среднее значение помехи, которое обычно равно нулю;  $\sigma_n^2$  - дисперсия помехи, равная средней мощности помехи на единичном сопротивлении;  $\sigma_n = U_{эф}$  - эффективное напряжение помехи.

Интегральная функция распределения  $F(U_0)$  представляет собой вероятность того, что мгновенное напряжение помехи не превысит некоторое пороговое значение  $U_0$ .

$$F(U_0) = P\{U_n < U_0\} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-U^2/2} dU = 0,5[1 + \Phi(U_0)], \quad (5.6)$$

где  $U_0 = U_n / \sigma_n$  - относительное значение помехи;

$$\Phi(U) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^U e^{-t^2/2} dt$$

-табулированный интеграл вероятности или *функция Крампэ*.

Следует заметить, что функция Крампа является нечетной, т.е.  $\Phi(-U) = -\Phi(U)$ , кроме этого  $\Phi(\infty) = 1$  и  $\Phi(0) = 0$ . Графические зависимости функции распределения плотности вероятности нормального флуктуационного процесса и интегральной функции распределения показаны на рисунке 5.1.

Вероятность того, что уровень помехи примет значение, лежащее в заданных пределах, определяется по формуле:

$$P\{U_1 < U < U_2\} = \frac{1}{2} [\Phi(U_2) - \Phi(U_1)]. \quad (5.7)$$

Вероятность того, что помеха превысит некоторый пороговый уровень

$$P(U > U_0) = \frac{1}{2} [\Phi(\infty) - \Phi(U_0)] = \frac{1}{2} [1 - \Phi(U_0)]. \quad (5.8)$$

Вероятность превышения помехой порогового уровня  $U_0$  быстро падает с увеличением  $U_0$ . Так вероятность превышения  $U_0 = 1$  равна 0,16; при  $U_0 = 3$   $P = 0,0013$  и при  $U_0 = 4$  вероятность становится равной  $P = 3,5 \cdot 10^{-5}$  и т.д.

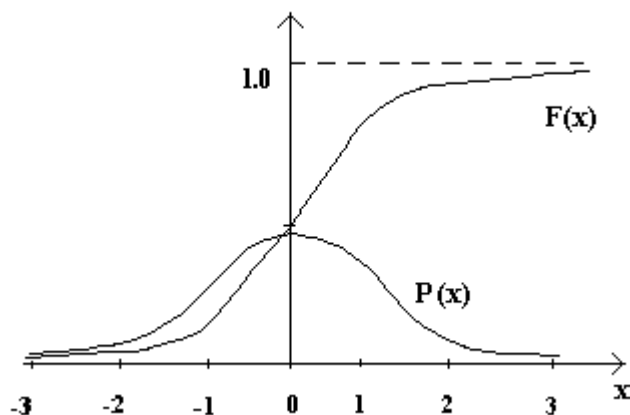


Рисунок 5.1 - Зависимости функции распределения плотности вероятности нормального флуктуационного процесса  $P(x)$  и интегральной функции распределения  $F(x)$

Отсюда следует, что *колебания флуктуационной помехи не превышают трехкратного эффективного значения помехи*, т.е.  $U_p \leq 3\sigma_p$ . Отношение максимального выброса напряжения помехи к эффективному значению получил название **пикфактор помехи**. Для нормальной флуктуационной помехи  $U_{\text{макс}}/U_{\text{эфф}} = 3,5 \div 4,6$ . Поэтому флуктуационную помеху называют гладкой.

### 5.3. Импульсные помехи, занижения уровня и кратковременные перерывы

Импульсная помеха (ИП) представляет собой последовательность не перекрывающихся по времени в общем случае нерегулярных импульсов. При её воздействии на вход узкополосной системы напряжение помех на выходе этой системы сохраняет импульс-

ный характер, при условии, что средние интервалы между импульсами превышают длительность вызванных импульсами помех переходных процессов. Если же полоса приёмного тракта столь узка, что это условие не соблюдается, то возбуждённые отдельными импульсами колебания будут перекрываться и помеха на выходе может по структуре оказаться ближе к флуктуационной, чем импульсной. Импульсную помеху называют также помехой, сосредоточенной по времени. Осциллограмма импульсной помехи показана на рисунке 5.2.

Основные причины появления в каналах связи импульсных помех:

- 1) кратковременные перерывы в линейном тракте;
- 2) перерывы в цепях питания;
- 3) грозовые разряды;
- 4) эксплуатационные переключения на каналах и измерения;
- 5) перегрузки ВЧ систем передачи.

Одним из основных параметров импульсной помехи является её амплитуда – величина максимального выброса напряжения. Амплитуда импульсной помехи – величина случайная и зависит от ряда факторов: мощности и типа источника импульсных помех, точки проникновения в КС, частотных характеристик КС и т. д.

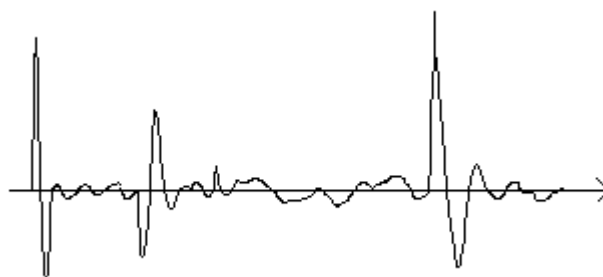


Рисунок 5.2 – Пример реализации импульсной помехи

В настоящее время используют две формы представления амплитудного распределения ИП: суммарного времени превышения помехой определённых значений напряжения за сеанс измерения и вероятность превышения амплитуды помехи определённых значений напряжения. Кроме распределения амплитуды импульсной помехи рассматривают временные характеристики ИП. Эти характеристики являются наиболее важными. К ним относится интенсивность потока импульсных помех (количество помех в единицу времени).

Импульсные помехи в каналах связи часто появляются группами, так называемыми «пачками». «Пачка» ИП – группа помех, временные интервалы между рядом стоящими импульсами в которой не превышают определённой длительности  $\tau_{ип}$ . На практике  $\tau_{ип}$  принимают равным 0,5 и 20 с. Важнейшей характеристикой «пачки помех» является вероятность распределения длительности пачки и распределение числа импульсных помех в пачке.

В процессе передачи информации уровень сигнала в канале связи не остаётся постоянным. Он изменяется как в сторону занижения, так и сторону увеличения. Занижение уровня различают по глубине (значению изменения уровня сигнала в сторону уменьшения относительно номинального уровня) и продолжительности занижения уровня.

Занижение уровня глубиной более **17,5 дБ** определяется как **перерыв**. По длительности перерывы делятся на короткие и продолжительные. Границей этого деления является интервал времени **300 мс**, так как это объясняется особенностью коммутируемых каналов нарушать установленное соединение при наличии перерывов длительностью более 300 мс. Т. о. коротким называется перерыв длительностью менее 300 мс, а продолжительным – более 300 мс.

Если занижения уровня, как правило, не приводят к появлению ошибок при передаче дискретной информации, то перерывы являются одной из основных причин, снижающих достоверность, пропускную способность и надёжность СПД. 80% ошибок при передаче цифровой информации в компьютерных сетях появляется за счёт кратковременных перерывов.

Статистически, перерывы, как и импульсные помехи, характеризуются распределением во времени, распределением интервалов между перерывами, распределением пачек перерывов, распределением числа перерывов в пачке.

Для уменьшения количества ошибочно принятых символов при передаче двоичной информации МККТТ нормируются импульсные помехи и перерывы, возникающие в каналах связи.



## 6. Обработка сигналов в приемниках СПД

### 6.1. Геометрическое представление сигналов и помех

В современной теории связи широко используются геометрические представления сигналов и помех. Сигналы конечной длительности  $T$ , и ограниченные полосой  $F$ , могут быть представлены геометрически различными векторами в  $n$ -мерном пространстве (рис. 6.1). Различие между двумя какими-либо сигналами оценивается расстоянием между векторами, изображающими эти сигналы.

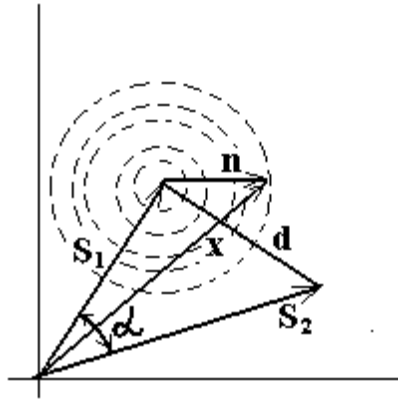


Рисунок 6.1 – Векторная диаграмма сигналов и помехи

Расстояние  $d$  между векторами  $X$  и  $Y$  зависит от длин этих векторов и угла  $\alpha$  между ними. Из аналитической геометрии известно, что:

$$\cos \alpha = \frac{(x, y)}{\|x\| \|y\|}, \quad \text{где} \quad (x, y) = \sum_{i=1}^n x_i y_i$$

- скалярное произведение двух векторов  $X$  и  $Y$ ;  $\|x\|$  и  $\|y\|$  - длина вектора, определяемая по формуле:

$$\|x\| = \sqrt{\sum_{i=1}^n x_i^2}.$$

Для непрерывных функций  $x(t)$  и  $y(t)$  скалярное произведение  $(x, y)$  и длина вектора  $\|x\|$  определяются соответственно следующими соотношениями:

$$(x, y) = \int_0^T x(t) y(t) dt; \quad \|x\| = \sqrt{\int_0^T x^2(t) dt}.$$

Расстояние  $d$  между векторами вычисляется следующим образом:

$$d(x, y) = \|x - y\| = \sqrt{\int_0^T [x(t) - y(t)]^2 dt}.$$

Помеха, ограниченная той же полосой, что и сигнал, также определяется вектором в

$n$ -мерном пространстве. Этот вектор добавляется к вектору сигнала. В отличие от вектора сигнала, вектор помехи может иметь любую величину и направление (вектор случайный). В результате наложения, вокруг вектора сигнала образуется «облако», переменная плотность которого выражает вероятность попадания результирующего вектора в данный элемент объема (рис.6.1).

При приеме может произойти ошибка, когда результирующий вектор  $\mathbf{x}$  окажется ближе к концу вектора того сигнала  $\mathbf{S}_2$ , который в данный момент не передается. Можно построить приемник, воспроизводящий сообщение  $\mathbf{u}$ , всякий раз, когда вектор  $\mathbf{x}$  ближе к  $\mathbf{S}_1$ , чем к концу вектора  $\mathbf{S}_2$  и наоборот. Такой приемник называют **идеальным приемником Котельникова** или просто **оптимальным приемником**. В этом случае достигается **наименьшая** принципиально возможная вероятность ошибки, а следовательно – потенциальная помехоустойчивость.

## 6.2. Различимость сигналов

В системах передачи информации обычно используется **ансамбль сигналов**:

$$\mathbf{S}_1(t), \mathbf{S}_2(t), \dots, \mathbf{S}_m(t).$$

При двоичной передаче этот ансамбль состоит всего из двух сигналов. В многопозиционной системе число сигналов равно основанию кода  $m$ , в МКС – числу каналов. Передаваемые сигналы, очевидно, должны отличаться друг от друга настолько, чтобы их можно было уверенно различить, а, следовательно, разделить на приеме.

Геометрически каждому сигналу соответствует вектор в  $n$ -мерном пространстве. Мы будем предполагать, что сигналы имеют одинаковую длительность  $T$  и ограничены полосой частот  $F$ . Квадрат расстояния между любой парой сигналов равен:

$$d^2(\mathbf{S}_i, \mathbf{S}_j) = \int_0^T [\mathbf{S}_i(t) - \mathbf{S}_j(t)]^2 dt.$$

Величина  $d$  полностью характеризует различие между сигналами: чем больше  $d$ , тем больше это различие. Раскрывая скобки, получим:

$$d^2 = \int_0^T \mathbf{S}_i^2(t) dt - 2 \int_0^T \mathbf{S}_i(t) \mathbf{S}_j(t) dt + \int_0^T \mathbf{S}_j^2(t) dt.$$

Крайние члены определяют **энергию сигнала**, а средние – **взаимную корреляцию** между сигналами. Для сигналов, имеющих одинаковую энергию:

$$E = \int_0^T \mathbf{S}^2(t) dt$$

$$d^2 = 2E - 2 \int_0^T \mathbf{S}_i(t) \mathbf{S}_j(t) dt - 2E(1 - \rho_{ij}),$$

где  $\rho_{ij} = \frac{1}{E} \int_0^T \mathbf{S}_i(t) \mathbf{S}_j(t) dt$  - коэффициент взаимной корреляции сигналов.

Итак, **различие** между сигналами полностью определяется **коэффициентом взаимной корреляции**  $\rho_{ij}$  между ними. С увеличением  $\rho_{ij}$  различие между сигналами уменьшается и их полное разделение на приеме становится невозможным.

Условием разделения сигналов является выполнение неравенства:

$$d(\mathbf{S}_i, \mathbf{S}_j) = \sqrt{\int_0^T [\mathbf{S}_i(t) - \mathbf{S}_j(t)]^2 dt} > 0,$$

откуда получаем:  $\int_0^T [\mathbf{S}_i(t) - \mathbf{S}_j(t)]^2 dt > 0$  или

$$2 \int_0^T \mathbf{S}_i(t) \mathbf{S}_j(t) dt < E_i + E_j \quad \text{Для сигналов} \quad E_i = E_j = E$$

$$\int_0^T \mathbf{S}_i(t) \mathbf{S}_j(t) dt < E \quad (\text{для всех } i \neq j)$$

$$\text{или } \rho_{ij} = \frac{1}{E} \int_0^T \mathbf{S}_i(t) \mathbf{S}_j(t) dt < 1.$$

Таким образом, для того, чтобы можно было разделить сигналы равных энергий, их скалярное произведение (для случайных сигналов – функция взаимной корреляции) должно быть меньше энергии любого из них, или коэффициент корреляции при  $\tau = 0$  меньше единицы.

Из последнего выражения следует, что ортогональность сигналов является достаточным условием их разделения.

В этом случае 
$$\rho_{ij} = \frac{1}{E} \int_0^T \mathbf{S}_i(t) \mathbf{S}_j(t) dt = \begin{cases} 0 & \text{при } i \neq j; \\ 1 & \text{при } i = j. \end{cases}$$

Степень различия сигналов можно характеризовать величиной коэффициента  $\rho_{ij}$  или коэффициента различимости:  $\lambda_{ij} = 1 - \rho_{ij}$ .

В системах двух сигналов максимальная различимость будет иметь при выполнении условия:

$$\mathbf{S}_1(t) = -\mathbf{S}_2(t).$$

Сигналы, удовлетворяющие этому условию, называются противоположными. Для противоположных сигналов  $\lambda_{12}=2$ ; для ортогональных сигналов  $\lambda_{12}=1$ ; для всех других сигналов  $\lambda_{12} > 1$ .

Задача разделения сигналов при передаче сообщений по КС применяется не только для разделения полезных сигналов, но и при выделении полезных сигналов из помех.

При приеме сигналов возникают следующие задачи:

- 1) обнаружения сигналов;

- 2) различения сигналов;
- 3) восстановления сигналов.

При обнаружении сигналов задача сводится к получению ответа на вопрос, имеется на входе приемника сигнал или нет, точнее, имеется на входе сигнал «плюс» помеха или только шум. Это типовая задача радиолокации и некоторых областей связи (системы с пассивной паузой).

При передаче двух сигналов  $S_1$  и  $S_2$  возникает задача не обнаружения, а различения сигналов. Здесь необходимо дать ответ на вопрос: какой из сигналов имеется на входе:  $S_1$  или  $S_2$ ? Ответ на этот вопрос определяется уже не свойствами каждого сигнала в отдельности, а их различием. Необходимо стремиться к тому, чтобы различие было наибольшим и устойчивым к воздействию помех.

Задача восстановления сообщения существенно отличается от задач обнаружения и различения. Она состоит в том, чтобы получить выходной видеосигнал  $V(t)$ , наименее отличающийся от переданного  $U(t)$ .

### 6.3. Оптимальный прием дискретных сообщений

В реальных системах связи прием осуществляется в условиях помех. Это приводит к искажениям сигналов, имеющим случайный характер. При любых условиях приема нет гарантии абсолютно достоверного приема сообщений: речь может идти лишь об обеспечении определенной вероятности достоверного приема.

Помехоустойчивостью (ПУ) системы передачи данных называется способность системы различать сигналы с заданной достоверностью при воздействии на сигнал помех. Количественная оценка помехоустойчивости СПИ может быть сделана по степени соответствия принимаемых сообщений переданным в заданных условиях приема.

Существуют различные критерии оценки степени соответствия принимаемых сообщений переданным. Приемное устройство, обеспечивающее при заданном критерии максимальную степень соответствия принимаемых сообщений переданным, является оптимальным и обеспечивает наивысшую помехоустойчивость. Эту предельно допустимую в заданных условиях приема помехоустойчивость называют потенциальной помехоустойчивостью. Степень приближения потенциальной помехоустойчивости (ПУ) реальных систем к потенциальной указывает на возможные резервы совершенствования этих систем. Сравнительная оценка потенциальной ПУ при различных видах сигналов позволяет обосновать выбор сигналов, обеспечивающих наивысшую в данных условиях устойчивость к помехам..

Задача определения помехоустойчивости СПД в целом весьма сложная. Поэтому часто определяют ПУ отдельных звеньев системы: приемника, при заданном способе передачи, системы кодирования, при заданном методе приема, системы синхронизации и т.д. Ниже мы рассмотрим помехоустойчивость некоторых типов приемных устройств при различных методах модуляции передаваемых сигналов.

На практике количественно ПУ априорно оценивается вероятностью ошибочной регистрации единичного элемента (бита) или вероятностью ошибочного приема символа (знака), например, байта:  $P_0$  и  $P_{\text{зн}}$ .

Апостериорная оценка помехоустойчивости реальной системы выражается через коэффициент ошибок по элементам  $\mathbf{K}_0$  и коэффициентом ошибок по знакам  $\mathbf{K}_{\text{зн}}$ . Эти коэффициенты определяются:

$$\mathbf{K}_0 = \frac{\sum_{i=1}^N \mathbf{n}_i}{N}; \quad \mathbf{K}_{\text{зн}} = \frac{\sum_{i=1}^{N_{\text{зн}}} \mathbf{N}_i}{N_{\text{зн}}};$$

Здесь  $\mathbf{n}_i$  – количество ошибочно принятых битов за  $i$ -й цикл передачи;  $N$  – количество переданных единичных элементов за все время передачи;  $\mathbf{N}_i$  – количество ошибочно принятых знаков;  $N_{\text{зн}}$  – общее количество знаков.

При  $N_0 \rightarrow \infty$  и  $N_{\text{зн}} \rightarrow \infty$  коэффициенты  $\mathbf{K}_0$  и  $\mathbf{K}_{\text{зн}}$  приближаются к соответствующим вероятностям:

$$P_0 = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{\sum \mathbf{n}_i}{N}; \quad P_{\text{зн}} = \lim_{N_{\text{зн}} \rightarrow \infty} \frac{\sum \mathbf{N}_i}{N_{\text{зн}}};$$

Вероятности ошибочного приема  $P_0$  и  $P_{\text{зн}}$  зависят от вида модуляции передаваемых сигналов, метода приема и отношения сигнал/помеха. Обычно вид модуляции и метод приема являются фиксированными, а  $P_0$  является функцией отношения энергии сигнала к спектральной плотности помехи  $h^2$ .

$$h^2 = \frac{E_c}{N_0} = \frac{P_c T_c}{P_n / F} = \frac{P_c}{P_n} T_c F,$$

где  $P_c = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} S^2(t) dt$ ;

$N_0 = \frac{U_{\text{п эф}}^2}{\Delta F}$  – спектральная плотность помехи;  $T_c$  – длительность сигнала;  
 $F$  – шумовая полоса.

При передаче дискретных сообщений наиболее широко используется **критерий идеального наблюдателя (Котельникова)**. Т.к. помеха, воздействуя на сигнал, вносит неопределенность относительно того, какое из возможных сообщений было передано, то по принятому сигналу  $\mathbf{x}$  только с некоторой вероятностью можно судить о том, что был передан тот или иной сигнал  $\mathbf{S}$ . Эта неопределенность описывается апостериорным распределением вероятностей  $P(\mathbf{S}/\mathbf{x})$ .

Это вероятность передачи сигнала  $\mathbf{S}(t)$  при условии принятия колебания  $\mathbf{x}(t) = \mathbf{S}(t) + \mathbf{n}(t)$ . Согласно критерию идеального наблюдателя, принимается решение, что был передан сигнал, для которого апостериорная вероятность  $P(\mathbf{S}_i/\mathbf{x})$  имеет наибольшее значение, т.е. регистрируется сигнал  $\mathbf{S}_i$ , если выполняются неравенства:

$$P(\mathbf{S}_i/\mathbf{x}) = P(\mathbf{S}_j/\mathbf{x}), \quad j \neq i. \quad (6.1)$$

Критерий идеального наблюдателя минимизирует полную вероятность ошибочной регистрации единичного элемента  $P_0$ .

Апостериорные вероятности находятся по **формуле Байеса**:

$$P(S_i/x) = \frac{P(S_i) P(x/S_i)}{p(x)}. \quad (6.2)$$

Здесь  $p(x)$  – плотность вероятности  $x(t)$ . Неравенство (6.1) можно записать с учетом (6.2) в виде:

$$P(S_i) P(x/S_i) > P(S_j) P(x/S_j) \quad (6.3)$$

$$\text{или} \quad \frac{P(x/S_i)}{P(x/S_j)} > \frac{P(S_j)}{P(S_i)} \quad (6.4)$$

$$\text{Функцию} \quad P(x/S_i)/P(x/S_j) = \Lambda. \quad (6.5)$$

называют **отношением правдоподобия**.

Таким образом, для правильного приема должно выполняться условие:

$$\Lambda > P(S_i)/P(S_j). \quad (6.6)$$

Для равновероятных сигналов  $P(S_i) = P(S_j)$  неравенство (6.6) принимает вид:

$$\Lambda > 1. \quad (6.7)$$

График плотности условного распределения вероятностей при передаче сигналов  $S_1$  и  $S_2$  показан на рисунке 6.2.

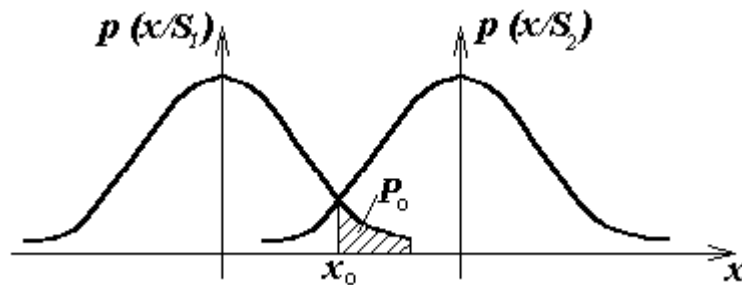


Рисунок 6.2 - График плотности условного распределения вероятностей при передаче сигналов  $S_1$  и  $S_2$

Для аддитивной гауссовской помехи со спектральной плотностью  $N_0$  и равновероятных сигналов  $P(S_1)=P(S_2)=\dots=P(S_m)=1/m$  критерий Котельникова принимает вид:

$$\int_0^T [x(t) - S_i(t)]^2 dt < \int_0^T [x(t) - S_j(t)]^2 dt, \quad j \neq i. \quad (6.8)$$

Таким образом, при равновероятных сообщениях оптимальный приемник воспроизводит сообщение, соответствующее тому переданному сигналу, который имеет наименьшее среднестатистическое отклонение от принятого сигнала.

Для сигналов, имеющих равные энергии

$$\int_0^T S_i^2(t) dt = \int_0^T S_j^2(t) dt,$$

раскрывая скобки, получим правило решения:

$$\int_0^T x(t) S_i(t) dt > \int_0^T x(t) S_j(t) dt. \quad (6.9)$$

Условие оптимального приема:

Если все возможные сигналы равновероятны и имеют одинаковую энергию, оптимальный приемник воспроизводит сообщение, соответствующее тому переданному сигналу, взаимная корреляция которого с принятым сигналом максимальна.

Схемы оптимальных приемников Котельникова, реализующих правило принятия решения (6.8) и (6.9), показаны соответственно на рисунках 6.3,а и 6.3,б.

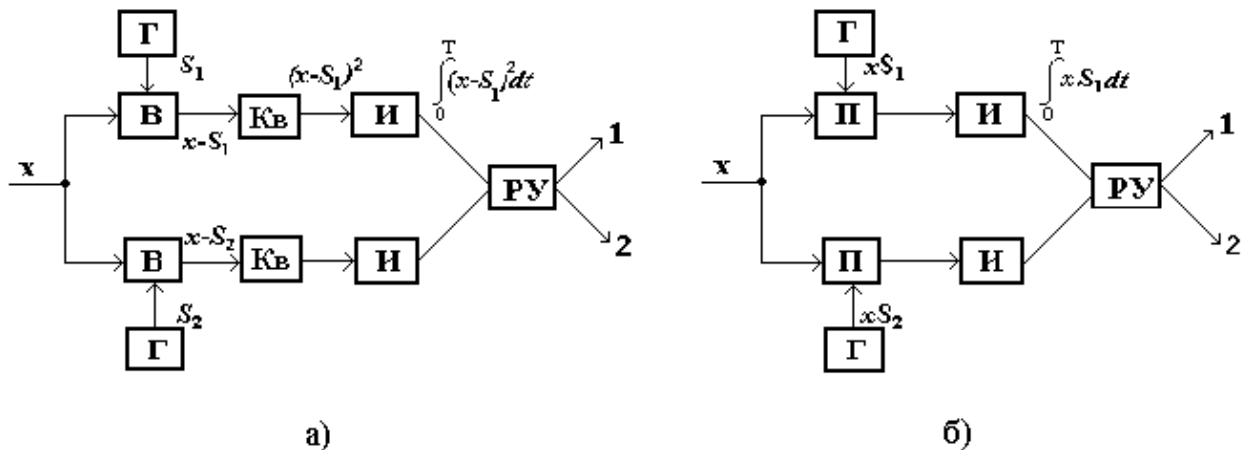


Рисунок 6.3 – Схемы оптимального приемника Котельникова

Для реализации оптимальных приемников они должны иметь генераторы образцов всех передаваемых сигналов, полностью совпадающие по амплитуде, частоте и начальной фазе с колебаниями сигналов передающей стороны. Такие колебания называют когерентными. Поэтому оптимальный приемник получил название «когерентный».

#### 6.4. Потенциальная помехоустойчивость при когерентном приеме двоичных полностью известных сигналов

Пусть на вход приемного устройства могут поступать сигналы  $S_1(t)$  и  $S_0(t)$ , соответствующие передаче «1» и «0». Предположим, что на приемной стороне параметры обоих сигналов (амплитуда, частота, фаза, длительность), а также вероятность появления каждого из них известны. Закон распределения помехи также предполагается известным. Неизвестно лишь, какой из сигналов принимается во время данного интервала наблюдения. В системах ПД зачастую вероятности передачи сигналов  $S_1$  и  $S_0$  равны, т.е.

$$P(S_1) = P(S_2) \quad \text{или} \quad P(1) = P(0) = 0,5 .$$

Так как появление «0» и «1» являются несовместимыми событиями, то вероятность ошибки приема элемента сигнала равна:

$$P_{\text{ош}} = P(0)P(1/0) + P(1)P(0/1) . \quad (6.10)$$

Для симметричного канала  $P(1/0) = P(0/1)$ . Следовательно, вероятность ошибочного приема сигнала  $S(t)$  равна:

$$P_{\text{ош}} = 0,5 [ P(1/0) + P(0/1) ] = P(1/0) = P(0/1).$$

Рассмотрим геометрическую модель работы оптимального приемника (рисунок 6.4).

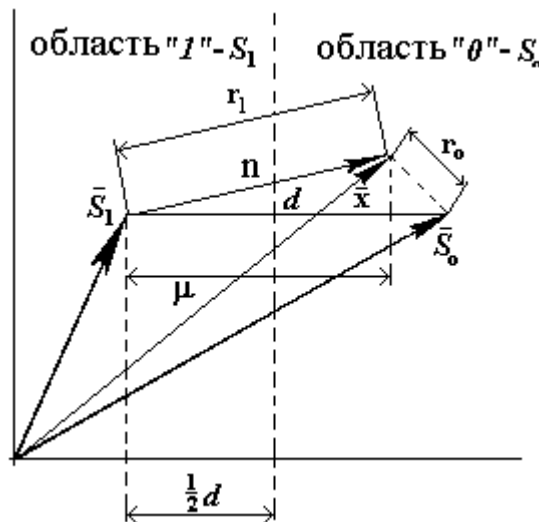


Рисунок 6.4 – Геометрическая модель работы оптимального приемника

Пространство возможных значений сигнала разбивается на две области: «1» и «0» так, чтобы при попадании вектора  $x$  в область «1» приемником воспроизводился сигнал  $S_1$ , а при попадании в область «0» – сигнал  $S_0$ .



Если  $\mathbf{x}$ , соответствующий данному сигналу, попадает в область другого сигнала, то происходит ошибка (вместо  $\mathbf{S}_1$  воспроизводится  $\mathbf{S}_0$ , и наоборот -  $\mathbf{S}_1$  вместо  $\mathbf{S}_0$ ). Очевидно, что если передавался сигнал  $\mathbf{S}_1$ , то ошибка произойдет, если расстояния  $r_0 < r_1$ , или

$$\int_0^T [\mathbf{x}(t) - \mathbf{S}_0(t)]^2 dt < \int_0^T [\mathbf{x}(t) - \mathbf{S}_1(t)]^2 dt.$$

Условие возникновения ошибки можно записать также в виде:

$$\mu > \frac{1}{2} d, \quad (6.11)$$

где  $\mu$  проекция вектора помехи на расстояние  $d$ . Тогда  $P_{\text{ош}}$  будет вероятностью того, что величина  $\mu$  превышает  $d/2$ .

Располагая оси многомерной координатной системы таким образом, чтобы расстояние  $d$  оказалось параллельным одной из них (например  $\mathbf{k}$ -й), проекцию вектора  $\mu$  можно рассматривать как проекцию вектора помехи на  $\mathbf{k}$ -ю координатную ось, т.е. как мгновенное значение помехи в момент времени  $\mathbf{k} \Delta t$ .

Для помехи с нормальным распределением  $\mu_k$  также распределено по нормальному закону с нулевым средним и дисперсией  $\sigma_\mu^2$ .

В соответствии с этим

$$P_{\text{ош}} = P(0/1) = P \left\{ |\mu_k| > \frac{d}{2} \right\} = \int_{d/2}^{\infty} p(\mu_k) d\mu_k = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_\mu} \int_{d/2}^{\infty} e^{-\frac{\mu_k^2}{2\sigma_\mu^2}} d\mu_k.$$

Выражение для  $P_{\text{ош}}$  можно преобразовать к виду:

$$P_{\text{ош}} = 0,5 [1 - \phi(\alpha)] , \quad \text{где} \quad \alpha = \frac{d}{2\sigma_\mu} ; \quad (6.12)$$

$$\phi(\alpha) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\alpha e^{-\frac{y^2}{2}} dy - \text{функция Крампа.}$$

$$\alpha^2 = \frac{1}{2N_0} \int_0^T [S_1(t) - S_0(t)]^2 dt \quad (6.13)$$

Рассчитаем вероятности ошибок при использовании различных видов манипуляции. Так как для АМ-сигналов  $S_1(t) = S(t) = S_1$ , а  $S_0 = 0$ , то с учетом (6.13) параметр

$$\alpha^2 = \frac{1}{2N_0} S_1^2 T = \frac{E_c}{2N_0}.$$

Как уже отмечалось выше, в качестве оценки отношения сигнал/помеха в системах передачи данных используется параметр  $h^2$  - отношение энергии сигнала  $E_C$  к спектральной плотности шума  $N_0$ , причем

$$h^2 = \frac{E_C}{N_0} = \frac{P_C}{P_{\Pi}} TF.$$

С учетом этого, формулу для вероятности ошибки (6.12) при АМ можно переписать в следующем виде:

$$P_{\text{ош}}_{\text{АМ}} = 0,5 \left[ 1 - \Phi \left( \frac{h}{\sqrt{2}} \right) \right]. \quad (6.14)$$

Аналогично вычисляются вероятности ошибок для ортогональных сигналов ЧМ- и ФМ-сигналов. Принимая во внимание, что для ортогональных сигналов справедливо соотношение

$$\int_0^T S_1(t) S_2(t) dt = 0, \quad \text{а} \quad \alpha^2 = E / N_0,$$

а для ФМ-сигналов  $S_1(t) = -S_2(t)$ , получим

$$\begin{aligned} P_{\text{ошЧМ}} &= 0,5[1 - \Phi(h)]; \\ P_{\text{ошФМ}} &= 0,5[1 - \Phi(\sqrt{2}h)]. \end{aligned} \quad (6.15)$$

Выражения вероятностей ошибок (6.14 и 6.15), характеризуют потенциальную помехоустойчивость при передаче двоичных сигналов.

На рисунке 6.5 изображены графические зависимости  $P_{\text{ош}}$  от отношения сигнал/помеха  $h$ , рассчитанные по этим формулам. Как видно из графиков, наименьшую вероятность ошибки обеспечивают системы с противоположными сигналами. Минимальной помехоустойчивостью обладают системы передачи данных с АМ.

Приведенные выражения (6.14 и 6.15) для потенциальной ПУ соответствуют условиям, при которых все параметры принимаемых сигналов, в том числе и начальная фаза, точно известны. Метод приема, при котором используются сведения о начальной фазе несущего колебания для отделения сигнала от помехи, называется когерентным. При таком приеме возникновение ошибок обусловлено воздействием лишь одной синфазной составляющей помехи.

В реальных КС, в связи с нестабильностью коэффициента передачи, нестабильности фазы излучаемых колебаний, техническая реализация когерентного приема встречает значительные трудности. Поэтому в первых поколениях модемов применялся некогерентный метод приема, при котором информация о фазе принимаемого сигнала не использовалась. Очевидно, что этот способ обладает более низкой помехоустойчивостью.

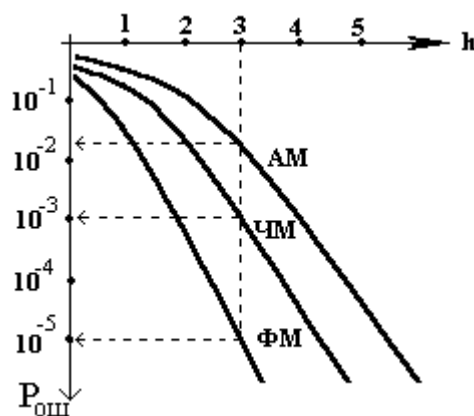


Рисунок 6.5 – Зависимость вероятности ошибок от отношения сигнал/помеха и вида манипуляции

Так, например, вероятность ошибки для некогерентного приема для ортогональных ЧМ-сигналов:

$$P = 0,5 \exp(-h^2 / 2).$$

В настоящее время, за счет использования в модемах цифровой оптимальной обработки сигналов, адаптивной коррекции характеристик каналов связи и автоматической подстройки частоты и фазы принимаемых сигналов, реальная вероятность ошибочной регистрации единичных элементов практически приблизилась к потенциальной.

## 6.5. Методы борьбы с импульсными помехами

Для борьбы с импульсными помехами (ИП) широко применяется метод **ШОУ** (**Ш**ирокая полоса – **О**граничение – **У**зкая полоса). Особенностью этого метода является ограничение амплитуды ИП на уровне амплитуды сигнала и дальнейшее уменьшение уровня ИП за счёт пропускания её через узкополосный каскад.

Обычно принятый сигнал усиливается для нормальной работы последующих каскадов приёмного устройства. Чтобы при этом не происходило растягивания ИП по времени, первый каскад должен обладать достаточно широкой полосой пропускания. Временные диаграммы, иллюстрирующие метод ШОУ представлены на рис.6.6,а.

Выбирая уровень ограничения сверху близким к амплитуде сигнала можно уменьшить уровень ИП до уровня сигнала. Полоса пропускания узкополосного усилителя должна быть возможно более узкой, но достаточной для пропускания эффективной части спектра сигнала. Схема обработки сигналов методом ШОУ показана на рисунке 6.6,б.

Применение метода ШОУ не приводит к повышению помехоустойчивости при ИП, длительность которых одного порядка с длительностью сигнала. Этот метод не эффективен также в случае, когда ИП следуют настолько часто, что возникающие колебания реакции высокочастотного тракта перекрывают друг друга.

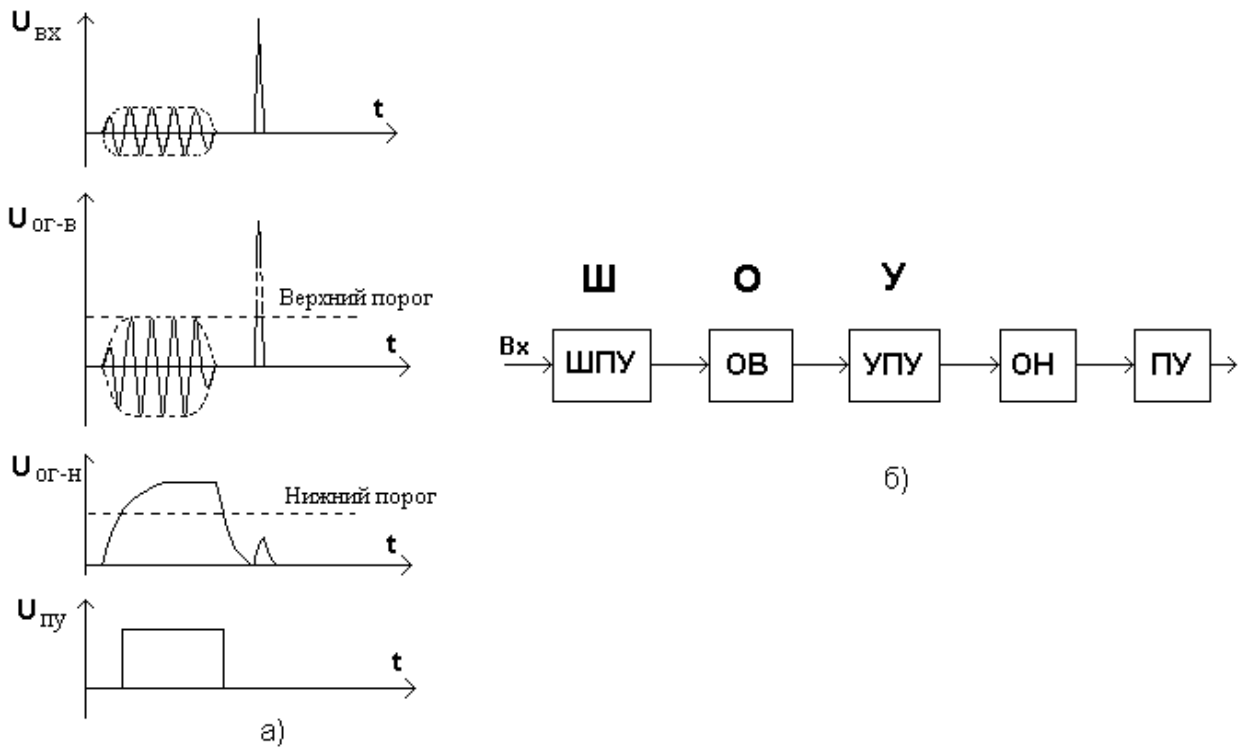


Рисунок 6.6 – Временные диаграммы (а) и схема подавления импульсных помех методом ШОУ (б)

Кроме того, из-за наличия в тракте нелинейного элемента (ограничителя) методу ШОУ свойственны недостатки:

- 1) возможность подавления слабого сигнала сильной помехой, что существенно снижает ПУ при воздействии гладких помех;
- 2) образование на выходе ограничителя комбинационных частот, создающих дополнительные помехи.

## 6.6. Искажение посылок при передаче дискретной информации

Различного рода помехи (шумы), амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики КС, скачки уровня и др. называют **первичными** характеристиками каналов. Они позволяют выявить характер физических явлений, влияющих на достоверность приёма информации. Под **вторичными** характеристиками КС понимают искажения краев посылок (единичных элементов) и дробления сигналов. Эти характеристики позволяют по результатам приёма прямоугольных посылок непосредственно судить о достоверности принимаемой информации.

Причинами искажений единичных элементов являются первичные характеристики КС (например, воздействие флуктуационных и импульсных помех). Но зависимость между этими характеристиками и верностью приёма информации к настоящему времени в полном объёме ещё не установлены. Искажение формы единичного элемента можно

устранить, (например, подать на триггер) однако устранить искажения в длительности и знаке единичного элемента остаются.

Рассмотрим последовательность единичных элементов данных (рис. 6.9). Моменты времени, в которые знак импульса на передающем конце может измениться на противоположный (точки а, б, в, г, д, е, ж...) называются характеристическими моментами модуляции (**ХММ**). Моменты времени, в которые знак посылки действительно изменился (точки а, б, г, е), называются значащими или действительными характеристическими моментами модуляции (**ЗХММ**). При приёме различают соответственно характеристические моменты восстановления (**ХМВ**) и значащие характеристическими моменты восстановления (**ЗХМВ**).

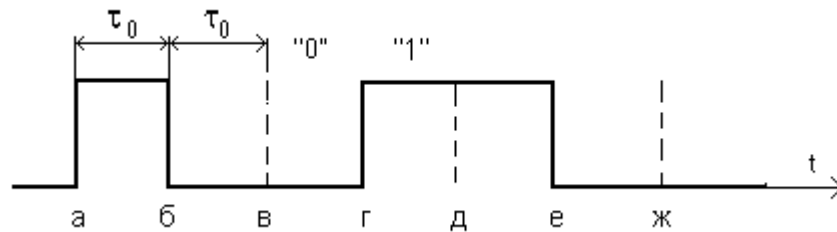


Рисунок 6.9 – Пример последовательности единичных элементов данных

В общем случае ДХММ и ДХМВ смещены относительно друг друга. При наличии в КС мешающих факторов, ЗХМВ смещены относительно ЗХММ на время, отличающееся от времени распространения  $t_p$  (рисунок 6.10).

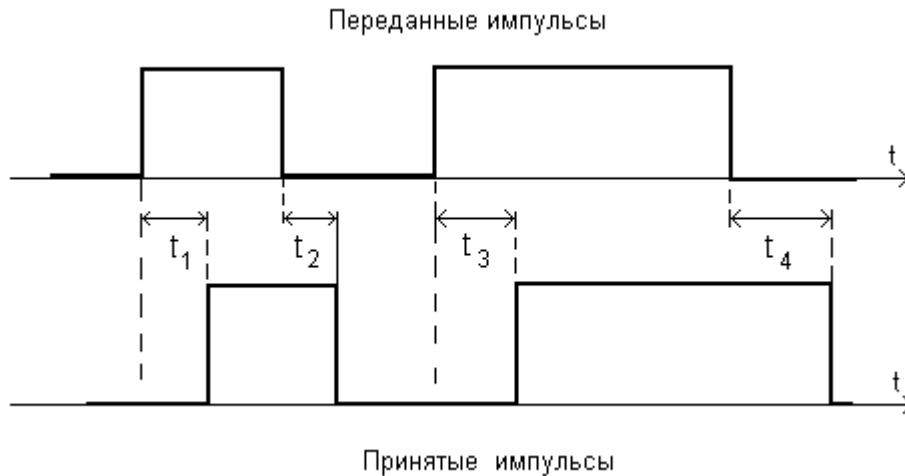


Рисунок 6.10 – Смещение характеристических моментов восстановления

Первый импульс удлинен на время  $\theta_1 = t_2 - t_1$ , а третий укорочен на  $\theta_3 = t_3 - t_4$ . При бесконечной последовательности импульсов можно считать, что полная зона ДХМВ составляет

$$\theta = t_{\max} - t_{\min},$$

где  $t_{\max}$  и  $t_{\min}$  соответственно максимальное и минимальное значения смещения ДХМВ относительно ДХММ.  $\theta$  - **абсолютная величина краевых искажений**. Краевые искаже-

ния – это изменение длительности принятых единичных элементов. Удобнее пользоваться **относительной** величиной краевых искажений

$$\delta = \theta / \tau_0 * 100\% = (t_{\max} - t_{\min}) / \tau_0 * 100\% = B (t_{\max} - t_{\min}) * 100\%.$$

Здесь  $B$  – скорость передачи, Бод.

Краевые искажения в свою очередь подразделяются на: преобладания  $\delta_{\text{пр}}$ , характеристические  $\delta_{\text{хар}}$  и случайные  $\delta_{\text{сл}}$ . Если искажения отдельных посылок  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_i$  остаются постоянными во времени (по величине и знаку), то их относят к искажениям, называемыми **преобладаниями**.

Особенностью **характеристических** искажений является зависимость их величины от характера передаваемой последовательности. Длительность посылок на выходе при этом меняется в зависимости от вида предыдущих посылок.

**Случайные искажения** вызываются обычно помехами и являются случайной величиной, меняющейся во времени. В общем случае принимаемые посылки подвержены действию искажений указанных типов одновременно:

$$\delta_{\text{общ}} = \delta_{\text{пр}} + \delta_{\text{хар}} + \delta_{\text{сл}}.$$

**Дроблением** посылок называется искажение, состоящее в смене полярности сигнала во время передачи посылки. Действие дроблений сопровождается изменением числа ЗХМВ по сравнению с ЗХММ. Момент начала дробления и его продолжительность носит случайный характер (рис.6.10).

Многочисленными исследованиями на проводных КС при передаче двоичной информации установлено, что в большинстве случаев распределение смещений ЗХМВ подчинено нормальному закону распределения. Однако это не исключает возможности иных распределений в других условиях. Кривая плотности распределения краевых искажений:

$$\varphi(\delta) = \frac{1}{\sigma} \exp\left(-\frac{(\delta - \bar{\delta})^2}{2\sigma^2}\right),$$

где  $\bar{\delta}$  – среднее значение краевых искажений  $\approx 0$ ;  $\sigma$  – среднеквадратичное отклонение.

Распределение длительности дроблений для большинства проводных каналов подчиняется логарифмически-нормальному закону, т. е. по нормальному закону распределена не длительность дроблений, а её логарифм.

$$\varphi(t_{\text{др}}) = \frac{1}{t_{\text{др}} \tilde{\sigma} \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\lg t_{\text{др}} - \tilde{m})^2}{2\tilde{\sigma}^2}\right), \quad 0 < t_{\text{др}} < \infty.$$

Здесь  $\tilde{m}$  – математическое ожидание  $\lg t_{\text{др}}$ ,  $\tilde{\sigma}$  – среднеквадратичное отклонение  $\lg t_{\text{др}}$ .

## 6.7. Способы регистрации единичных элементов

### 6.7.1. Стробирование

В аппаратуре передачи данных устройства регистрации включаются, как правило, после демодулятора и служат для правильной фиксации единичных элементов при наличии краевых искажений или дроблений. В зависимости от вида искажений применяют стробирование, интегрирование или комбинированный метод регистрации.

Метод стробирования заключается в том, что значение единичного элемента проверяется в момент времени, наименее подверженный искажениям, т.е. в середине посылки, путем подачи на ключевые элементы стробирующего импульса (*строба*). В качестве стробов используются последовательность коротких импульсов с периодом следования  $\tau_0$ , вырабатываемое специальной схемой синхронизации. В зависимости от вида информации, поступающей со схемы сравнения демодулятора (однофазной или парафазной), применяют устройства, представленные на рисунках 6.11,а и 6.11,б соответственно.

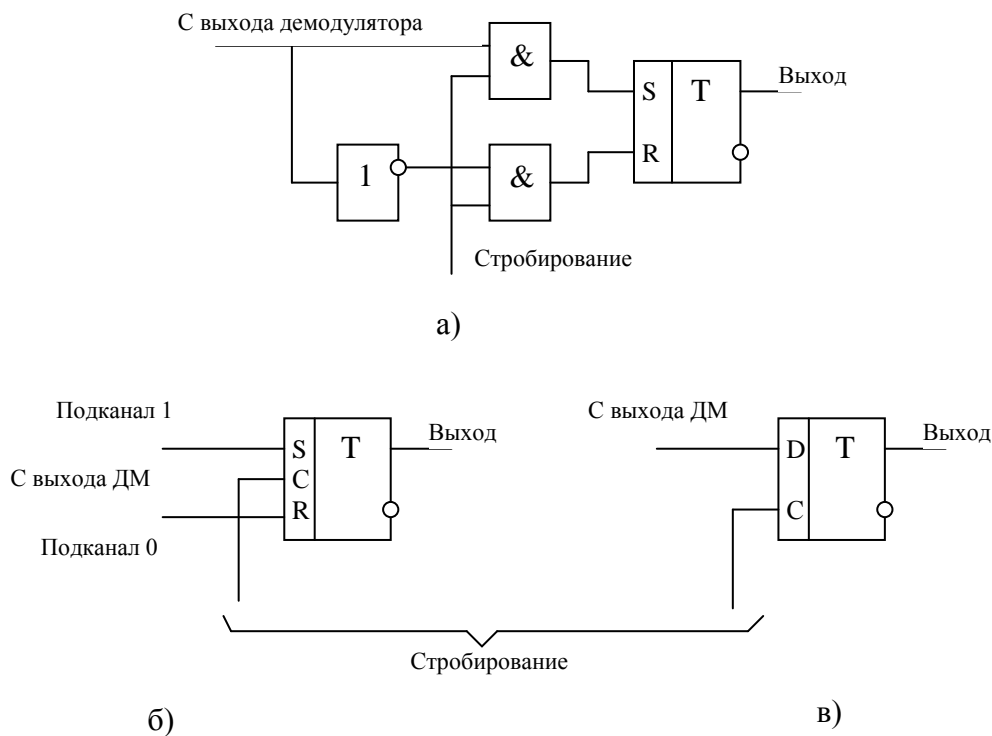


Рисунок 6.11 – Схемы регистрации единичных элементов стробированием

В случае использования в качестве регистрирующего элемента асинхронного RS-триггера функцию стробирования выполняет логические элементы И (рисунок 6.11,а). Применение синхронного RS-триггера позволяет исключить схемы совпадения И (рисунок 6.11,б). Следует заметить, что использование в качестве регистра синхронного D-триггера (рисунок 6.11,в) позволяет еще более упростить схему (рисунок 6.11,а) путем исключения инвертора. Временная диаграмма функционирования устройства регистрации единичных элементов со стробированием показана на рисунке 6.12.

Важнейшим параметром, определяющим вероятность ошибочной регистрации единичных элементов при наличии искажений, является исправляющая способность устройства  $\mu_{эф}$ , численно равная максимальной величине искажений, при которой еще осуществляется правильный прием.

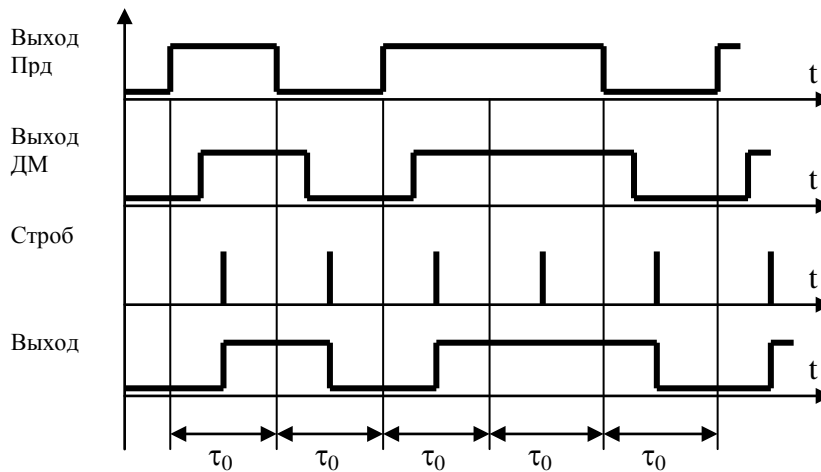


Рисунок 6.12- Временные диаграммы регистрации единичных элементов стробированием

### 6.7.2. Интегральный способ регистрации

Интегральный способ регистрации осуществляется не на основании одного отсчета, взятого в середине посылки, а путем анализа процесса интегрирования в течение длительности единичного интервала  $\tau_0$  раздробленных частей сигнала, подвергнувшегося искажению. Интегральный метод может быть реализован путем непрерывного интегрирования или дискретного суммирования отсчетов.

На рисунке 6.13 приведены функциональная схема, реализующая непрерывный интегральный метод регистрации.

Особенностью схемы является то, что импульс отсчета (строб) должен подаваться до завершения единичного интервала, т.е. в момент времени равный примерно  $0,98 \tau_0$ , а в следующий момент от  $0,98 \tau_0$  до  $\tau_0$  необходимо обеспечить сброс (гашение) интеграторов. Для этого на специальные выходы интеграторов подают гасящий импульс, который приводит их в исходное состояние. Импульс сброса сформируется элементом задержки DD2 путем задержки строба на время регистрации. Следует заметить, что в схеме должны использоваться аналоговые ключи SW и аналоговые схемы сравнения.

Временные диаграммы интегрального способа регистрации единичных элементов показаны на рисунке 6.14.





ствующий символу логической "1" и наоборот. Дискретное суммирование отсчетов называется еще *комбинированным* методом регистрации.

Функциональная схема, реализующая этот метод, представлена на рис.6.15. Дискретные отсчеты в подканалах "1" и "0" осуществляется за счет подачи стробирующих импульсов на синхронизирующие входы двоичных счетчиков. Длительность сигнала опроса, а также время задержки элемента "1" должно быть больше суммарного времени задержки схемы И и времени переключения выходного триггера. В приведенной схеме используется парафазный вход, который применяется, если имеются отдельные выходы детекторов подканалов "1" и "0". Если же в приемном устройстве есть только однофазный выход (например, в схеме частотного дискриминатора), то счетный вход 2 в этом случае соединяется со входом 3 через инвертор, как это сделано, например, в схеме с аналоговым интегрированием.

Выигрыш в отношении сигнал/помеха при комбинированном методе пропорционален числу отсчетов на интервале анализа. Для повышения точности при дискретном суммировании отдельным отсчетам можно придать различный вес. Так, например, при наличии краевых искажений целесообразно отсчетам, находящимся ближе к середине единичного элемента, придавать больший вес, а расположенных на краях - меньший. Однако заметного выигрыша помехоустойчивости такой метод не дает.

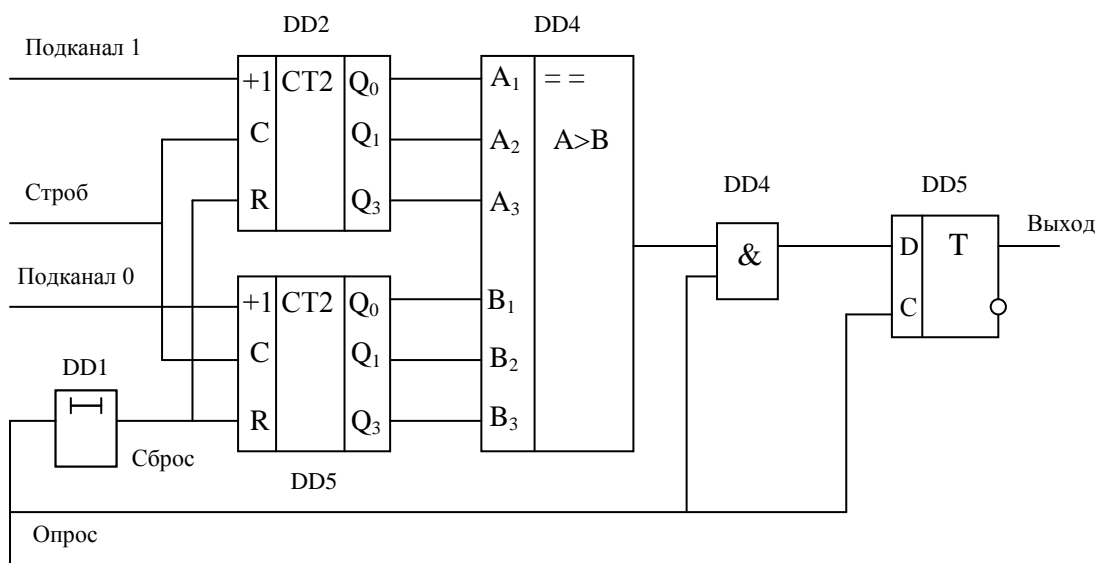


Рисунок 6.15 – Схема регистрации единичных элементов комбинированным способом

## 6.8. Исправляющая способность приемников

Под исправляющей способностью приемника понимают способность приемного устройства правильно регистрировать единичные элементы сигналов при наличии в них искажений. В зависимости от вида искажений различают исправляющую способность по краевым искажениям и по дроблениям. Количественно исправляющая способность определяется максимальной величиной искажений, при которых еще возможен правильный

прием сигналов. Исправляющая способность, в зависимости от условий ее определения, подразделяется на теоретическую, эффективную и номинальную.

*Теоретическая* исправляющая способность рассчитывается при идеальных условиях работы приемного устройства. При вычислении *эффективной* исправляющей способности учитываются реальные параметры конкретного приемника (конечная длительность стробирующих импульсов, погрешность синхронизации и др.). *Номинальная* исправляющая способность представляет собой минимальную величину эффективной исправляющей способности, измеренную для группы однотипных приемников.

Теоретическая исправляющая способность при наличии краевых искажений  $\mu_T$  определяется максимальной величиной искажения, при котором еще возможен правильный прием, т.е.  $\mu_T$  равна 50%. Эффективная исправляющая способность  $\mu_{эфф}$  рассчитывается с учетом длительности строба  $a$  и погрешности установки его по отношению к середине единичного элемента  $\varepsilon_c$  (погрешности синхронизации). Для расчета воспользуемся рисунком 6.16.

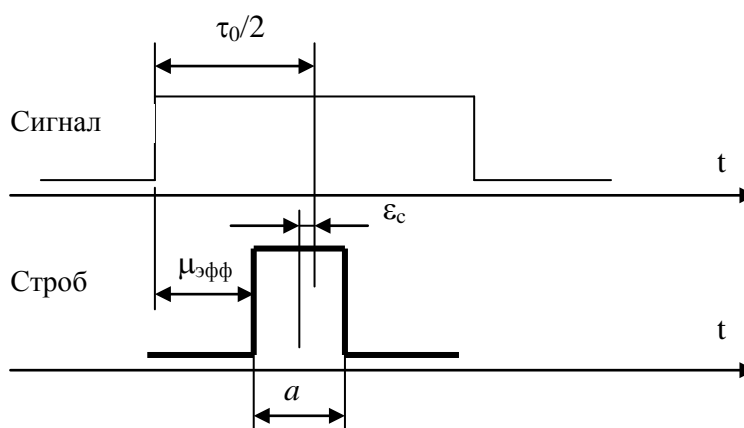


Рисунок 6.16 – Стробирование единичного элемента сигнала в реальных условиях

Из рисунка видно, что

$$\mu_{эфф} = [(\tau_0 - a) / 2 - \varepsilon_c] / \tau_0 .$$

Для расчета исправляющей способности при наличии дроблений воспользуемся временными диаграммами (рисунок 6.14). Отсюда теоретическая исправляющая способность по дроблениям  $v_T$  равна  $0,98(\tau_0/2) = 49\%$ .

При расчете эффективной исправляющей способности по дроблениям  $v_{эфф}$  предположим, что сравнение результата интегрирования осуществляется по переднему фронту импульса строба, длительность которого равна  $a$ , а сброс интеграторов происходит по заднему фронту строба. В этом случае

$$v_{эфф} = [(\tau_0/2 - a) - \varepsilon_c] / \tau_0 .$$

## 7. Эффективное и помехоустойчивое кодирование в СПД

### 7.1 Первичные коды обработки информации

Кодом называют систему соответствия между сообщениями и сочетаниями символов, принадлежащих некоторому алфавиту. Система соответствия может быть задана в виде аналитических соотношений или кодовой таблицы. В таблице каждому символу приписана определенная кодовая комбинация из  $n$  элементов. Число  $n$  называют значимостью или разрядностью кода.

Число  $m$  различных элементов, используемых для построения кода, называется основанием кода. Количество всех возможных кодовых комбинаций называется объемом или мощностью кода:  $N=m^n$ .

Кодовые комбинации  $Q$  в общем виде представляются следующим образом:

$$Q = \sum_{i=1}^l a_{i-1} m^{i-1} = a_{l-1} m^{l-1} + \dots + a_1 m + a_0,$$

где  $a_i$  – вес  $i$ -го порядка.

Код, в котором число разрядов одинаковое для всех кодовых комбинаций, является равномерным. В неравномерном коде число элементов в каждой кодовой комбинации различно (код Морзе). Это позволяет уменьшить общее количество элементов, необходимых для передачи сообщений. Недостаток неравномерных кодов состоит в сложности автоматического декодирования, разделения кодовых комбинаций.

При начальном кодировании сообщений в процессе подготовки данных на различных носителях ввода, вывода и обработки данных используются так называемые **первичные коды**, которые являются безизбыточными. В настоящее время применяется несколько видов первичных кодов.

Одним из основных первичных кодов является 7-элементный код для обработки информации КОИ-7, созданный на основе международного телеграфного кода МТК-5. Кодовая таблица представляет собой матрицу из 8 столбцов и 16 строк и содержит 128 кодовых комбинаций (КК). Столбцы и строки нумеруются от 0 до 7 и от 0 до 15 соответственно. Комбинация битов кода обозначается  $b_7b_6b_5b_4b_3b_2b_1$ , где  $b_1$  – младший бит КК. Каждая комбинация битов КОИ-7 имеет однозначное соответствие с позицией кодовой таблицы. Позиции определяются в форме дробного числа  $x/y$ , где  $x$  – номер столбца,  $y$  – номер строки.

Кодовая таблица разделена на области, которые предназначены для набора управляющих и графических символов в следующем виде:

- 1) столбцы 0 и 1 для представления 32 управляющих символов.
- 2) позиция 2/0 для символа ПРОБЕЛ, который может интерпретироваться как управляющий и как графический символ.
- 3) позиция 7/15 (последняя) для представления символа ЗАБОЙ.
- 4) столбцы с 2 по 7 – для представления набора 94 графических символов.

Основная (базисная) таблица кода приведена в таблице 7.1. С целью обеспечения совместимости национальных и проблемно-ориентированных версий введены кодовые позиции, которым не приписываются конкретные графические символы. Для обнаружения ошибок в кодовой комбинации к каждой КК добавляется восьмой контрольный раз-

ряд, значение которого равно сумме по модулю 2 всех 7-ми первых битов (проверка на четность).

Кодовая таблица КОИ-8 представляет собой совокупность КОИ-7, с дополнительным битом  $b_8$ . При  $b_8=0$  – обычный КОИ-7, при  $b_8=1$  в четырех последних столбцах кодируются буквы кириллицы.

Таблица 7.1 – Базовая таблица кода КОИ-7

							b7	0	0	0	0	1	1	1	1
							b6	0	0	1	1	0	0	1	1
							b5	0	1	0	1	0	1	0	1
b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	0	1	2	3	4	5	6	7	
			0	0	0	0	ПУС/NUL	AP1/DLE	ПР	0		Р	\	р	
			0	0	0	1	НЗ/SOH	СУ1	1	1	А	Q	а	q	
			0	0	1	0	НТ/STK	СУ2	”	2	В	Р	в	р	
			0	0	1	1	КТ/ETK	СУ3	#/ Z	3	С	Ѕ	с	ѕ	
			0	1	0	0	КП/EOT	СУ4	¤/\$	4	Д	Т	д	т	
			0	1	0	1	КТМ/ENQ	НЕТ/NAK	%	5	Е	U	е	u	
			0	1	1	0	ДА/ACK	СИН/SYN	&	6	F	V	f	v	
			0	1	1	1	ЗВ/BEL	КВ/ETB	!	7	G	W	g	w	
			1	0	0	0	ВШ/BS	АН/CAN	(	8	Н	X	н	х	
			1	0	0	1	ГТ/YN	КН/EM	)	9	I	Y	і	у	
			1	0	1	0	ПС/LF	ЗМ/SUB		:	J	Z	j	z	
			1	0	1	1	ВТ/VT	AP2/ESC	+	;	K		k		
			1	1	0	0	ПФ/FF	РИ4	,	<	L		l		
			1	1	0	1	ВК/CR	РИ3	-	=	M		m		
			1	1	1	0	Вых/SO	РИ2	.	>	N		n		
			1	1	1	1	ВХ/SI	РИ1	/	?	О	-	о	зб/ DEL	

Коды, использующие лишь определенную часть всех возможных комбинаций, называются избыточными. Оставшаяся часть комбинаций применяется для обнаружения или исправления ошибок. В этих кодах часть разрядов  $k$  используется для кодирования информационной части сообщения, а другая часть – для коррекции ошибок. В теории информации под избыточностью кода  $R$  понимают отношение числа проверочных разрядов  $r$  к общей длине кодовой комбинации  $n$ :

$$R = r / n = (n - k) / n.$$

Кодирование информации осуществляют либо для устранения избыточности – *эффективное кодирование*, либо для введения дополнительной избыточности – *помехоустойчивое кодирование*. Процедуру эффективного кодирования называют сжатием информации. Основной целью эффективного кодирования является построение кода, имеющего минимальную среднюю длину кодовой комбинации.

## 7.2. Эффективное кодирование

### 7.2.1. Код Шеннона-Фано

Для получения оптимального кода, имеющего минимальную длину кодовой комбинации, необходимо добиваться наименьшей избыточности каждого из кодовых слова, которые в свою очередь должны строиться из равновероятных и взаимонезависимых символов. При этом каждый кодовый элемент должен принимать значения 0 или 1 по возможности с равными вероятностями, а выбор очередного элемента быть независимым от предыдущего. Алгоритм построения такого кода впервые был предложен К.Шенноном в 1948 году и несколько позже модифицирован Р.Фано, в связи с чем он получил название кода Шеннона-Фано.

В соответствии с алгоритмом в начале процедуры кодирования все символы алфавита источника заносятся в таблицу в порядке убывания вероятностей. На первом этапе кодирования символы разбиваются на две группы так, чтобы суммы вероятностей символов в каждой из них были по возможности одинаковы. Всем символам верхней группы присваивается элемент кодовой комбинации 0, а всем нижним - 1. На втором этапе кодирования каждая из групп вновь разбивается на две равновероятные подгруппы. Второму элементу кодовых комбинаций для верхней подгруппы присваивается 0, а нижней - 1. Процесс кодирования продолжается до тех пор, пока в каждой подгруппе не останется по одному символу. Аналогично может быть построен альтернативный вариант оптимального префиксного кода Шеннона-Фано, в котором в процессе кодирования верхним подгруппам символов присваивается кодовый элемент 1, а нижним - 0. Этот код отличается от предыдущего тем, что его кодовые комбинации для соответствующих символов будут инверсными.

Рассмотрим алгоритм Шеннона-Фано на примере кодирования источника, алфавит которого состоит из 8 символов  $a_i$  ( $i = 1, 2, \dots, 8$ ), а вероятности появления символов в сообщении равны отрицательным степеням двойки, то есть  $P(a_i) = (1/2)^i$ . Чтобы ансамбль сообщений источника представлял полную группу событий, в примере принято  $P(a_8) = P(a_7) = (1/2)^7$ . Процедура разбиения символов на группы и подгруппы и образование кодовых слов показано в таблице 7.2.

Таблица 7.2 – Иллюстрация кодирования Шеннона-Фано

Сим- волы $a_i$	Вероят- ности $P(a_i)$	Этапы кодирования							Кодовые комби- нации
		I	II	III	IV	V	VI	VII	
$a_1$	1/2	0							0
$a_2$	1/4	1	0						10
$a_3$	1/8	1	1	0					110
$a_4$	1/16	1	1	1	0				1110
$a_5$	1/32	1	1	1	1	0			11110
$a_6$	1/64	1	1	1	1	1	0		111110
$a_7$	1/128	1	1	1	1	1	1	0	1111110
$a_8$	1/128	1	1	1	1	1	1	1	1111111

Среднее число битов на символ при кодировании заданного источника кодом Шеннона-Фано равно:

$$L_{cp} = \sum_{i=1}^8 P(a_i) l(a_i) = 1/2 + (1/4) \times 2 + (1/8) \times 3 + (1/16) \times 4 + \\ + (1/32) \times 5 + (1/64) \times 6 + (1/128) \times 7 + (1/128) \times 8 = 1^{63}/_{64},$$

а энтропия источника:

$$H(A) = - \sum_{i=1}^8 P(a_i) \log P(a_i) = (1/2) \log(1/2) + (1/4) \log(1/4) + \\ + (1/8) \log(1/8) + (1/16) \log(1/16) + (1/32) \log(1/32) + \\ + (1/64) \log(1/64) + (1/128) \log(1/128) + (1/128) \log(1/128) = 256 / 128 = 1^{63}/_{64}.$$

Таким образом, код Шеннона-Фано для заданного распределения вероятностей символов является оптимальным, так как среднее число битов на символ в точности равно энтропии источника. При обычном кодировании, не учитывающем статистических свойств источника, для представления каждой буквы требуется 3 бита. Следовательно, коэффициент сжатия  $K_{сж}$  сообщения за счет неравномерного кодирования Шеннона-Фано равен  $K_{сж} = 2/3 = 0,666 = 67\%$ .

Рассмотрим пример кодирования по алгоритму Шеннона-Фано для ансамбля символов с произвольным распределением вероятностей (таблица 7.3). Энтропия для ансамбля символов равна  $H(A) = 2,76$ , а среднее число битов на символ  $L_{cp} = 2,84$ . Это связано с тем, что некоторая избыточность в сжатом сообщении осталась. По сравнению с равномерным кодированием коэффициент сжатия для кода Шеннона-Фано составляет 0,95. Из теоремы Шеннона следует, что эту избыточность можно устранить, если перейти к кодированию достаточно большими блоками.

Таблица 7.3 – Иллюстрация кодирования Хаффмена

Символы $a_i$	Вероятности $P(a_i)$	Этапы кодирования				Кодовые комбинации
		I	II	III	IV	
$a_1$	0,22	0	0			00
$a_2$	0,20	0	1	0		010
$a_3$	0,16	0	1	1		011
$a_4$	0,16	1	0	0		100
$a_5$	0,10	1	0	1		101
$a_6$	0,10	1	1	0		110
$a_7$	0,04	1	1	1	0	1110
$a_8$	0,02	1	1	1	1	1111

### 7.2.2. Код Хаффмена

Алгоритм Шеннона-Фано не всегда приводит к однозначному построению кода. Это вызвано тем, что при разбиении  $m$  символов источника на подгруппы можно сделать большей по вероятности как верхнюю, так и нижнюю подгруппы. При различном разбиении на подгруппы среднее число битов на символ может быть разным. Более эффективным является алгоритм, предложенный Хаффменом в 1952 г., который позволяет построить оптимальный код с наименьшим для данного распределения вероятностей средним числом битов на символ, то есть

$$l_{cp} = \min \left[ \sum_{i=1}^m P(a_i) l(a_i) \right]. \quad (7.1)$$

Для двоичного кода алгоритм Хаффмена сводится к следующему. Символы сообщения упорядочиваются по убыванию вероятностей и располагаются в основной столбец таблицы таким образом, что  $P(a_i) \geq P(a_j)$  для всех  $i < j$  (табл.7.4).

Два последних символа объединяются в один вспомогательный, вероятность которого равна суммарной вероятности составляющих его символов. Все оставшиеся символы, вместе с образованным вспомогательным символом, снова располагаются по убыванию вероятностей в дополнительном столбце. Два последних элемента столбца объединяются во второй вспомогательный символ, и образуется следующий дополнительный столбец, в котором все элементы расположены в порядке убывания вероятностей. Процедура продолжается до тех пор, пока не получится единственный вспомогательный символ, имеющий вероятность, равную единице. Код, построенный по рассмотренному алгоритму, получил название *кода Хаффмена*. Для формирования кодовых комбинаций, соответствующих символам данного сообщения, необходимо проследить путь перехода символов по строкам и столбцам таблицы. При построении кодов Хаффмена наиболее



часто используются кодовые деревья. С одной стороны это позволяет более наглядно отобразить процедуры кодирования и декодирования, а с другой - облегчить программную реализацию этих процедур.

Таблица 7.4 – Иллюстрация эффективного кодирования по Хаффмену

Символы $a_i$	Вероятности $P(a_i)$	Дополнительные столбцы						
		1	2	3	4	5	6	7
$a_1$	0.22	0.22	0.22	0.26	0.32	0.42	0.58	1.0
$a_2$	0.20	0.20	0.20	0.22	0.26	0.32	0.42	
$a_3$	0.16	0.16	0.16	0.20	0.22	0.26		
$a_4$	0.16	0.16	0.16	0.16	0.20			
$a_5$	0.10	0.10	0.16	0.16				
$a_6$	0.10	0.10	0.10					
$a_7$	0.04	0.06						
$a_8$	0.02							

Построение дерева (рисунок 7.1,а) начинается с корневого узла, вероятность которого равна 1. Из корня проводятся две ветви, причем ветви с большей вероятностью присваивается значение (*бит*) 1, а с меньшей вероятностью - 0. Вновь образованные узлы могут отображать одиночный или вспомогательный символы. В последнем случае узел является промежуточным и из каждого из них, в свою очередь, снова проводятся по две ветви. Такое последовательное ветвление продолжается до тех пор, пока не будет достигнут узел, соответствующий вероятности символа алфавита (*узел листа*). Двигаясь по кодовому дереву от корня сверху вниз, можно записать для каждого символа соответствующую ему кодовую комбинацию (рисунок 7.1,б).

Среднее число битов на символ при таком построении кода составляет

$$l_{cp} = \sum P(a_i) l(a_i) = 0,22 \times 2 + 0,2 \times 2 + 0,16 \times 3 + 0,16 \times 3 + 0,1 \times 3 + 0,1 \times 4 + 0,04 \times 5 + 0,02 \times 5 = 2,8 \text{ бит.}$$

Энтропия источника сообщения равна:

$$H(A) = - \sum P(a_i) \log P(a_i) = - (0,22 \log 0,22 + 0,2 \log 0,2 + 0,16 \log 0,16 + 0,16 \log 0,16 + 0,1 \log 0,1 + 0,1 \log 0,1 + 0,04 \log 0,04 + 0,02 \log 0,02) = 2,754 \text{ бит.}$$

Здесь и во всех остальных примерах, если не будет специально оговорено, используется *логарифм по основанию 2*. Как видно из рассмотренного примера средняя длина кодовой комбинации и энтропия источника практически совпадают, т. е. полученный код является оптимальным.

Алгоритм Хаффмена является двухпроходным, так как при его реализации требуется дважды просматривать кодируемое сообщение. При первом проходе вычисляются вероятности (*частоты*) появления символов в сжимаемом сообщении и строится хаффменовское дерево.

При втором проходе осуществляется кодирование символов, поступивших от источника. В этом случае определяется значение ветвей дерева при движении от *листа*, соответствующему кодируемому символу, к *корню*. Очевидно, что для ускорения процедуры декодирования биты кодовой комбинации на выход кодера должны выдаваться, начиная со старшего разряда, т.е. с ветви дерева, исходящей от корня. На практике вместо вероятностей символов используют абсолютные значения количества (*вес*) символов в передаваемом сообщении, так как количество символов пропорционально вероятности их появления. Для однозначного декодирования таблица вероятностей символов сообщается декодеру.

### 7.2.3. Динамическое кодирование Хаффмена

Классический метод кодирования Хаффмена предполагает до начала преобразования знание вероятностей появления символов на выходе источника информации, причем символы упорядочиваются по убыванию вероятностей их возникновения. Для упорядоченного списка составляется кодовая таблица, в которой длина выходной комбинации определяется вероятностью исходного символа. Естественно, что на передающей и приемной сторонах должны быть известны таблицы (кодовые деревья) для каждого сообщения, подвергающегося сжатию. Этот метод обладает двумя существенными недостатками. Первый заключается в том, что для его реализации требуется *два прохода* кодируемого массива. При первом просмотре вычисляются вероятности появления каждого знака в сообщении и составляется таблица кода Хаффмена. На следующем этапе осуществляется кодирование на основании статической структуры дерева Хаффмена и передача символов в сжатом виде. Таким образом, выигрыш, полученный за счет сжатия данных, может заметно снижаться, особенно при передаче относительно коротких сообщений, в связи с необходимостью передавать декодеру дополнительную информацию о кодовом дереве. Второй недостаток - наличие *задержки* от момента поступления данных от источника до выдачи соответствующих кодовых комбинаций, что ограничивает использование неравномерного кодирования в синхронных сетях передачи информации, а также в системах, функционирующих в реальном времени.

В начале 70-х годов XX века были разработаны однопроходные методы сжатия информации, основанные на классической процедуре кодирования Хаффмена. Все эти методы незначительно отличаются друг от друга и их суть заключается в том, что передатчик строит дерево Хаффмена в темпе поступления данных от источника, т.е. *"на лету"*. В процессе кодирования происходит *"обучение"* кодера на основе статистических характеристик источника сообщений, в ходе которого вычисляются оценки исходных вероятностей сообщения и производится соответствующая модификация кодового дерева Хаффмена. В связи с непрерывным изменением кодового дерева этот процесс получил название *динамического кодирования Хаффмена*. Очевидно, что для правильного восстанов-

ления сжатых данных, декодер также должен непрерывно “учиться” наряду с кодером, осуществляя синхронное изменение кодовой таблицы на приемной стороне. Для обеспечения синхронности процессов кодирования и декодирования кодер выдает символ в несжатом виде, если он впервые появился на выходе источника, и отмечает его на кодовом дереве. При повторном появлении символа на входе кодера он передается неравномерной кодовой комбинацией, определяемой позицией символа на текущем кодовом дереве. Кодер корректирует дерево Хаффмена увеличением частоты передачи символов, которые уже введены в дерево, или наращивает дерево, добавляя в него новые узлы. Важнейшим условием, которое должно соблюдаться при модификации кодового дерева, является сохранение свойств хатффменовского дерева.

Кодовое дерево, имеющее  $m$  внешних узлов, является *хатффменовским*, если оно обладает следующими свойствами:

а) внешние узлы (листья) хатффменовского кодового дерева имеют неотрицательный вес  $W > 0$ ; каждый внутренний (*родительский*) узел имеет подчиненные (дочерние) узлы, а его вес равен сумме весов подчиненных (*дочерних*);

б) на каждом уровне дерева (за исключением корневого) должно быть не менее одной пары узлов, имеющих общий родительский узел;

в) все узлы нумеруются в возрастающем порядке таким образом, что узлы с номерами  $(2j - 1)$  и  $2j$  являются узлами одного уровня для  $1 \leq j \leq m-1$ , а их общий родительский узел имеет более высокий уровень;

г) нумерация узлов соответствует тому порядку, в котором узлы объединяются в соответствии со статическим алгоритмом Хаффмена.

Ниже рассматриваются формальные методы построения динамического кода Хаффмена. Впервые алгоритм синтеза динамического кода Хаффмена был предложен Н.Феллером в 1973 году, а затем модифицирован Р.Галлагером и Д.Кнутом. В связи с этим он получил название "*алгоритм FGK*".

Введем некоторые обозначения, которые будут использоваться при анализе и синтезе динамического кодового дерева Хаффмена по алгоритму *FGK*:

$m$  - размер алфавита источника сообщений;  $z_j$  -  $j$ -й символ алфавита;

$M(k) = z(1), z(2), \dots, z(k)$  - первые  $k$  символов в сообщении;

$k$  - число символов в сообщении, обработанных до текущего момента времени;

$z(k)$  -  $k$ -й символ в сообщении;

$K$  - количество различных символов, обработанных на текущий момент времени;

$W_j$  - число (вес) символов  $z_j$ , поступивших на момент обработки сообщения;

$l_j$  - расстояние от корня дерева до  $z_j$ -го листа.

Суть алгоритма синтеза динамического кодового дерева Хаффмена состоит в процедуре вычисления листьев и построении бинарного дерева с минимальным весом пути  $\sum_j W_j l_j$ . Процедуру кодирования можно условно разбить на два этапа, хотя при реализации алгоритма они могут легко быть объединены в один. На первом этапе дерево Хаффмена, построенное после обработки сообщения  $M(k)$ , преобразуется в другое, эквивалентное исходному, которое затем простым приращением весов может быть преобразовано в хатффменовское дерево для  $M(k+1)$ .

Первый этап начинается после получения от источника символа  $z(k+1)$  с присвоения статуса *текущего* узла листу  $z(k+1)$ . Затем происходит обмен текущего узла (включая образованное им поддерево), с узлом, имеющим *наибольший порядковый номер* с таким же весом. После этого в качестве нового текущего узла инициализируется родительский узел последнего текущего узла. Обмен узлами в случае необходимости многократно повторяется, пока не будет достигнут корень дерева. Несложно убедиться, что максимальное количество перестановок, которые могут понадобиться при модификации кодового дерева, равно высоте дерева  $l_{\max}$ . На втором этапе инкрементируется лист дерева, соответствующий обрабатываемому символу и последующие промежуточные узлы, расположенные на пути движения от листа к корню дерева.

**Пример 7.1.** В процессе обработки сообщения  $M(k) = z(1), z(2), \dots, z(k)$ , состоящего из  $k=32$  символов и содержащих  $K$  различных знаков, построено хauffменовское дерево (рис.7.1). Вид и количество символов изображены на рисунке. Пусть следующим  $z(k+1)$ -м символом, поступающим от источника, является "b". Требуется определить, какое кодовое слово будет выдавать кодер и модифицировать дерево после обработки  $M(k+1)$ -го сообщения, чтобы оно имело свойства хauffменовского.

Из рисунка видно, что при поступлении символа "b", кодер выдаст кодовое слово

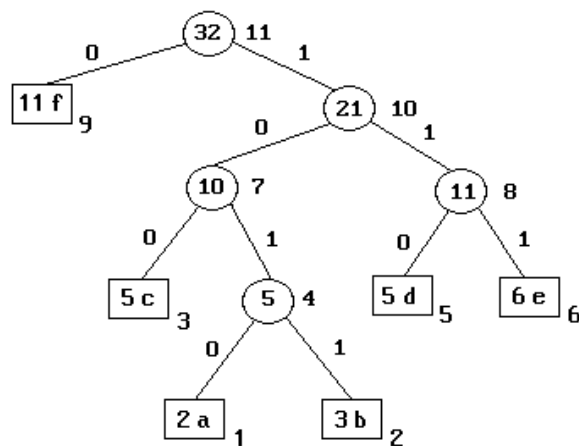


Рисунок 7.1 - Дерево Хаффмена для сообщения, состоящего из 32-х символов

1011, а вес узлов 2, 4, 7, 10 и 11 после этого должен увеличиться на 1, что нарушило бы порядок их расположения. Поэтому, прежде чем инкрементировать веса узлов, преобразуем дерево в соответствии с вышеизложенной методикой. Так как обрабатываться будет символ "b", то текущим узлом является узел 2. На дереве нет больше узла с весом  $W=3$ . Поэтому никакого обмена производиться не будет, а новым текущим узлом назначается 4-й узел, который образует поддерево с узлами 1 и 2. Меняем местами узлы 5 и 4 (в составе всего поддерева) и назначаем следующим текущим узлом 8-й узел. Самым высоким номером такого же веса обладает узел 9, с которым и осуществляется обмен узла 8 вместе с образованным им поддеревом (узлы 1,2,4 и 6). Новым текущим узлом назначается 11-й. Но так как он является корневым, то на этом перестановка на дереве завершается. Транспонированное дерево изображено на рисунке 7.2.

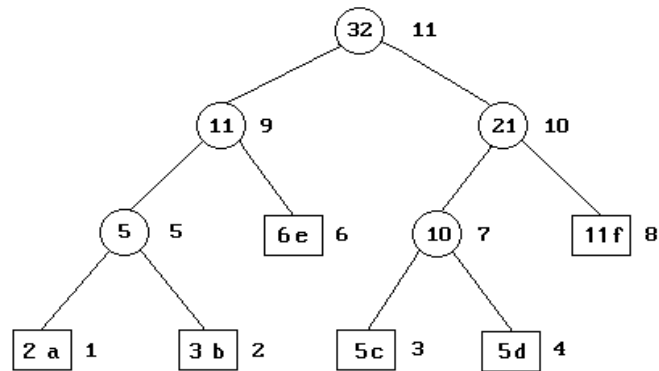


Рисунок 7.2 - Транспонированное дерево Хаффмена

Как видно из рисунка, дерево сохранило свои свойства. Правомочность таких перестановок вытекает из того, что перестановка узлов (в том числе совместно с образованными ими поддеревьями) с одинаковым весом не нарушает свойств оптимального хаффменовского дерева.

Увеличим теперь на единицу вес листа 2 и всех внутренних узлов (5, 9 и 11), расположенных на пути движения от листа к корню дерева. Дерево примет вид (рис.7.3), причем свойства хаффменовского дерева после инкрементации не нарушаются, так как при обмене узлами текущий узел располагался на позиции с максимальным порядковым номером такого же веса. Т.е., соседний узел имел вес минимум на единицу больше веса текущего узла. Новая кодовая комбинация, соответствующая символу "b", будет на один бит короче и имеет вид 001.

Если построение дерева Хаффмена не завершено, то для отображения на дереве оставшихся  $(m-K)$  букв алфавита используют вспомогательный узел с нулевой вероятностью появления символа, т. е. весом  $W_0 = 0$ . Тогда при поступлении очередного символа  $z(k+1)$ , отсутствующего на дереве, нулевой узел расщепляется на два листа, а сам становится родителем вновь созданных узлов. Один из листьев (*левый*) является новым нулевым узлом и соединяется нулевой ветвью с родительским узлом, а второй отображает вновь поступивший символ и соединяется единичной ветвью со своим родителем. Дальнейшее построение и модификация дерева осуществляется в соответствии с описанной выше процедурой.

### Пример 7.2.

Рассмотрим алгоритм построения и модификации кодового дерева Хаффмена на примере кодирования строки символов "abcb". Кодер и декодер начинают строить кодовое дерево с корневого узла (рис.7.4,а), соединенного нулевой ветвью с листом с нулевым весом, обозначенного символом \*. Существует лишь один такой узел в дереве и его позиция (кодовое слово) изменяется при построении хаффменовского дерева. Кодер считывает первый символ строки "a" и создает новый узел. Так как на каждом уровне, за исключением корневого, должно быть не менее двух узлов, имеющих общий родительский узел, кодер соединяет его с корневым узлом единичной ветвью (рис.7.4,б). Образованный лист является первичным месторасположением символа "a". На приемную сторону эта буква передается в несжатом виде стандартным ASCII-кодом.

Дерево декодера на начальном этапе имеет вид, подобный дереву кодера до получения первого символа (рис.7.4,а) и таблица кодов Хаффмена остается пустой. Декодер интерпретирует этот символ как неподвергавшийся сжатию с дальнейшим обозначением его на дереве аналогично передающей стороне.

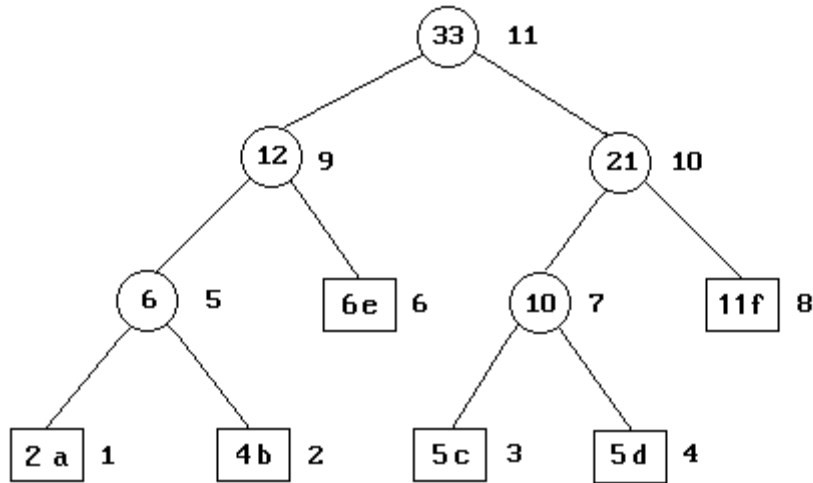


Рисунок 7.3 - Дерево Хаффмена для сообщения из 33-х символов

Для каждого последующего символа кодер и декодер производят сверку с символами, которые к этому времени представлены на дереве. Если символ уже имеется, то он передается в сжатом виде, причем кодовое слово определяется согласно позиции символа на дереве, где старший разряд является первым со стороны корня.

Если символ не обнаружен, то он выдается в несжатом виде, а нулевой узел превращается в родительский, расщепляясь на пару листьев: нулевой, соединенный нулевой ветвью с родительским и лист для нового символа, соединенный единичной ветвью. Таким образом, при поступлении от источника буквы "b" кодовое дерево будет иметь вид, изображенный на рис.7.4,в. Как видно из рисунка, дерево является хаффменовским.

Введение в дерево третьего символа "с" нарушает свойства хаффменовского дерева и оно нуждается в модификации. Текущим узлом дерева на рис.7.4,г является лист 2. Так как символ "с" появился впервые, то вес  $q = 0$ . В связи с тем, что на дереве нет листьев, имеющих больший порядковый номер с нулевым весом, то увеличиваем  $q$  на 1 и назначаем новым текущим узлом родителя узла 2. Узел 3 имеет пока еще нулевой вес и нет узла аналогичного веса с большим порядковым номером. Поэтому обмена узлами не происходит, вес узла 3 увеличивается на единицу и следующим текущим узлом назначается 5-й узел, имеющий на данный момент вес 1. Обмениваем его вместе с образованным им поддеревом (узлы 1,2,3 и 4) с узлом 6 и увеличиваем вес  $q$  на единицу. Следующим текущим узлом назначается узел 7, который является корневым. Следовательно модификация дерева завершена. Скорректированное дерево Хаффмена изображено на правой части рис.7.4,г.

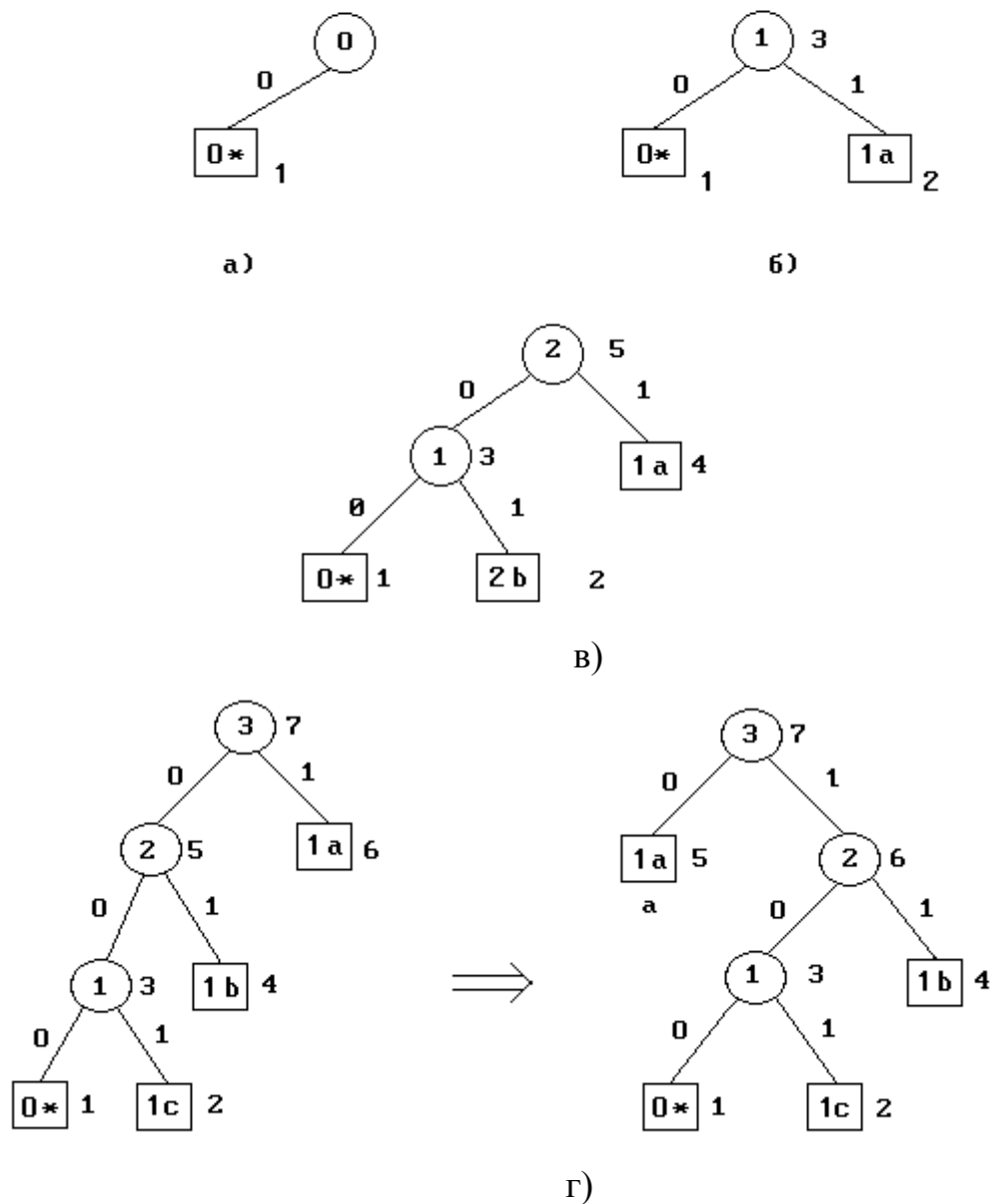


Рисунок 7.4 - Пример построения и модификации хатфменовского дерева для сообщения "abc"

Появление на входе кодера символа "b", который уже отмечен на дереве, также нарушает его свойства. Изменение конфигурации дерева осуществляется в соответствии с алгоритмом. Текущим узлом теперь является лист 4, имеющий вес  $W=1$ . Обмениваем его с узлом 5 и увеличиваем вес текущего узла на единицу (рисунок 7.5).

Важнейшей проблемой при построении динамических кодов Хаффмена является однозначность декодирования в случае приема сообщения, когда еще не все символы используемого источником алфавита отмечены на кодовом дереве. Без специальных мер декомпрессор не в состоянии различить, отображает ли поступившая кодовая комбинация несжатый 8-ми битовый символ, либо это одна или несколько кодовых комбинаций неравномерного кода Хаффмена, уже отмеченных на дереве. Одним из способов реше-

ния этой проблемы является создание в кодере и декодере хатфменовского дерева, построенного для всего используемого алфавита до начала процедуры компрессии и декомпрессии. Затем при запуске алгоритма сжатия в кодере и декодере осуществляется синхронная модификация деревьев с учетом частоты появления символов в кодируемом сообщении.

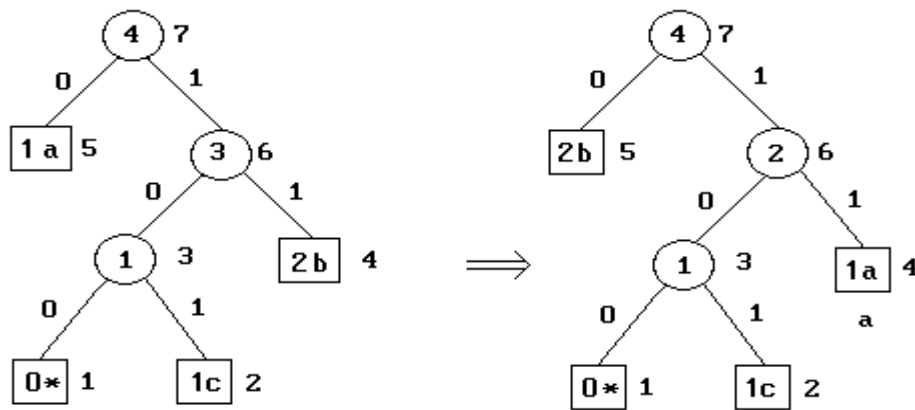


Рисунок 7.5 – Модификация хатфменовского дерева после получения второго символа “b”

При построении исходного дерева можно предположить, что все символы являются равновероятными. Это позволяет избежать длинных кодовых комбинаций на начальном этапе модификации дерева. Недостатком такого способа является дополнительный расход памяти для хранения конфигурации начального дерева, а также затраты времени на манипуляции с деревом, на котором отмечены все возможные символы алфавита, в то время как в сжимаемом сообщении используется лишь часть из них.

#### 7.2.4. Динамическое кодирование методом LZW

Этот метод компрессии данных предложен Т.Уелчем в 1984 г. Он получил название “метод LZW”, так как является дальнейшим развитием метода LZ88. При кодировании LZW-методом используется таблица строк, состоящая как из одиночных символов, так и из некоторых буквосочетаний. Причем каждой строке соответствует своя двоичная комбинация (кодированное слово).

Процедура динамического кодирования LZW-методом состоит в следующем. При начальном заполнении LZW-таблицы в нее вносятся строки, которые отображают статистику сообщений на определенном языке. При отсутствии такой статистики таблица содержит только строки, состоящие из одиночных символов. Затем, по мере поступления данных от источника информации, формируются строки, состоящие из нескольких символов. Так как таблица имеет ограниченный размер, то строки, встречающиеся в тексте редко, исключаются, а на их место вносятся строки, имеющие большую частоту появления. Таким образом, в процессе накопления статистики о сжимаемом сообщении проис-



ходит динамическая перестройка таблицы кодирования и адаптация ее к характеру передаваемых данных.

Компрессия данных начинается с инициализации таблицы, при которой в нее вносятся строки, состоящие из одиночных символов. Затем поступает первый входной символ, рассматриваемый как префикс некоторой строки *PREFIX*. После этого вводится следующий символ *CHARACTER* и образуется расширенная строка путем объединения префикса и одиночного символа *PREFIX + CHARACTER*. Далее осуществляется сопоставление вновь образованной строки со строками, существующими в таблице кодирования. Если строка *PREFIX + CHARACTER* имеется в таблице, то она становится новым префиксом, т.е.  $PREFIX = PREFIX + CHARACTER$  и вводится следующий символ *CHARACTER* и процедура сопоставления строки в таблице повторяется снова. В противном случае, если последовательности *PREFIX + CHARACTER* в таблице строк нет, то на выход кодера выводится кодовая комбинация, соответствующая строке *PREFIX*, в таблицу вносится дополнительная строка *PREFIX + CHARACTER*, а символ *CHARACTER* становится новым префиксом. Если входная последовательность не исчерпана, то процедура образования строк и их сопоставления повторяется.

### **Пример 7.3.**

Последовательность, поступающая с источника информации, имеет вид: *tentomentoentetento*. Предполагается, что начальная таблица кодирования содержит 256 одиночных символов с номерами кодовых слов от 0 до 255, а номера расширенных строк начинается с 256-го. Требуется произвести сжатие заданной последовательности методом *LZW* и дополнить таблицу кодовыми словами, соответствующими образованным строкам.

В соответствии с приведенным выше алгоритмом первый поступивший символ *t* обозначим переменной *PREFIX*, а следующий символ - переменной *CHARACTER* и объединим эти два символа в строку *te*. Так как строка *te* в кодовой таблице отсутствует, то префикс *t* выдается на выход, а первая строка *te* вносится в кодовую таблицу и ей присваивается очередной номер 256. Затем оставшийся символ *e* становится новым префиксом, а вновь поступивший символ *n* обозначается переменной *CHARACTER*. Так как строка *en* отсутствует в кодовой таблице, то она вносится туда вместе с соответствующей ей комбинацией 257, на выход кодера поступает символ *e*, а символ *n* становится новым префиксом. Полностью процесс компрессии всей последовательности представлен в таблице 7.5.

Однозначность декомпрессии сжатых сообщений достигается тем, что в процессе *LZW*-декодирования создается такая же таблица строк, что и при кодировании. Полученная кодовая комбинация разделяется с помощью таблицы строк на префиксную строку *PREFIX* и одиночный символ *CHARACTER*. Символ расширения *CHARACTER* выдается на выход, а префиксная строка *PREFIX* вновь разделяется на префикс и одиночный символ. Эта операция рекурсивна и продолжается до тех пор, пока префиксная строка не вырождается в одиночный символ, который и завершает процедуру декодирования. Символ, выводимый последним, является крайним левым элементом строки, то есть первым символом, с которым оперировал компрессор при синтаксическом анализе поступающих данных.

Таблица 7.5 – Иллюстрация сжатия по методу LZW

Состояние кодера					Таблица строк	
Вход кодера	PREFIX	CHARACTER	PREFIX+ CHARACTER	Выход кодера	Строка	Код
t	t					
e	t	e	te	t	te	256
n	e	n	en	e	en	257
t	n	t	nt	n	nt	258
o	t	o	to	t	to	259
m	o	m	om	o	om	260
e	m	e	me	m	me	261
n	e	n	en		en	
t	en	t	ent	257	ent	262
o	t	o	to		to	
e	to	e	toe	259	toe	263
n	e	n	en		en	
t	en	t	ent		ent	
e	ent	e	ente	262	ente	264
t	e	t	et	e	et	265
e	t	e	te		te	
n	te	n	ten	256	ten	266
t	n	t	nt		nt	
o	nt	o	nto	258	nto	267

Изменения в таблице строк осуществляются для каждой полученной кодовой комбинации за исключением единственного первого символа. В процессе преобразования кода последний символ, используемый в качестве расширения, объединяется с предыдущей строкой, образуя тем самым новую строку. Этой строке ставится в соответствии очередная кодовая комбинация, которая заносится в таблицу строк декодера. Очевидно, что внесенная комбинация совпадает с аналогичной строкой таблицы, образованной компрессором. Таким образом, декомпрессор путем наращивания создает такую же самую таблицу строк, которая используется при сжатии.

Процедура декодирования сводится к следующему. Первая поступившая кодовая комбинация, обозначаемая переменной OLD\_Code, всегда является кодом одиночного символа, и она без изменения выдается на выход декодера. Затем вводится новое кодовое слово New\_Code, которое для дальнейшего использования при формировании новой строки сохраняется в виде переменной NEX\_Code. Если NEW\_Code отображает расширенную строку PREFIX+ CHARACTER, то выделяется символ расширения строки

CHARACTER и выдается на выход, а префикс вновь подвергается синтаксическому анализу. Операция повторяется до тех пор, пока префикс не будет представлен одиночным символом CHARACTER. После этого в таблице строк декодера образуется новая строка путем объединения первой комбинации OLD\_Code и идентифицированным последним символом, а новое кодовое слово NEXT\_Code становится для следующего цикла старым кодом OLD\_Code. Затем вводится очередная комбинация и процедура повторяется снова.

**Пример 7.4.** На вход декодера поступает последовательность "tentom 257 259 262 e 258 o", которая была сформирована в предыдущем примере. Необходимо произвести декомпрессию последовательности и построить таблицу декодера в соответствии с изложенным алгоритмом.

Процедура декомпрессии иллюстрируется табл.7.6. Построенная таблица состоит из двух частей. Колонки первой части отображают состояние переменных в процессе декомпрессии данных, а вторая часть представляет собой таблицу декодера, содержащую кодовые слова вновь образованных строк, совпадающих со строками таблицы кодера.

Таблица 7.6 – Иллюстрация расжатия по методу LZW

Состояние декодера					Таблица строк	
Вход декодера	NEXT_Code	NEW_Code	OLD_Code	Выход декодера	Строка	Код
t			t	t		
e	e	e	t	e	te	256
n	n	n	e	n	en	257
t	t	t	n	t	nt	258
o	o	o	t	o	to	259
m	m	m	o	m	om	260
257	en	en	m	n		
	en	e	m	e	me	261
259	to	to	en	o		
	to	t	en	t	ent	262
262	ent	ent	to	t		
	ent	en	to	n		
	ent	e	to	e	toe	253
e	e	e	ent	e	ente	264
256	te	te	e	e		
	te	t	e	t	et	265
258	nt	nt	te	t		
	nt	n	te	n	ten	266
o	o	o	nt	o	nto	267

Отличительной особенностью рассмотренного *LZW*-алгоритма является простота реализации и относительно высокая скорость декомпрессии. Однако ему присущи два недостатка. Первый заключается в том, что декомпрессор восстанавливает символы обрабатываемой строки в обратном порядке, то есть первым выделяется последний символ строки.

Устранить этот недостаток просто, если в процессе декодирования строки выходные символы перед выдачей их потребителю помещать в стек, а по завершении декодирования символы считывать из стека в нужной последовательности (поступивший последним, выводится первым), т.е. в той, в которой они поступали от источника. Вторым недостатком - аварийный сбой процедуры декомпрессии при наличии во входной символьной строке повторяющихся групп символов вида  $CsCsCs$  (здесь  $C$  - одиночный символ,  $s$  - некоторая произвольная строка), при условии, что строка  $Cs$  уже содержится в таблице компрессора.

В этом случае кодер, анализируя строку, выдает из таблицы код ( $Cs$ ) и вводит в таблицу следующую строку  $CsC$ . Затем, обнаружив во входной последовательности строку  $CsC$ , кодер выводит только что образованную кодовую комбинацию ( $CsC$ ). Декомпрессор не может декодировать эту комбинацию, так как ее еще нет в таблице строк декомпрессора. Очевидно, что она не может быть сформирована на основе предыдущей строки  $Cs$ , поскольку декомпрессор не знает символа расширения (в данном случае  $C$ ) до приема следующей строки.

Метод компрессии *LZW* запатентован автором и находится в пользовании фирмы *UNISYS*, что ограничило его массовое применение. После некоторых изменений этот метод был использован в качестве основы протокола сжатия информации *V.42bis*, используемого в аппаратуре передачи данных (модемах).

### 7.3. Помехоустойчивое кодирование

#### 7.3.1 Краткая характеристика корректирующих кодов

Корректирующими (помехоустойчивыми) называются коды, позволяющие обнаруживать и исправлять ошибки в принимаемых кодовых последовательностях. Корректирующая способность кода зависит от кодового расстояния  $d$ , численно равного минимальному количеству элементов, которыми отличается любая кодовая комбинация от другой. В общем случае должно соблюдаться равенство

$$d = t_0 + t_u + 1,$$

где  $t_0$  и  $t_u$  – число обнаруживаемых и исправляемых ошибок соответственно, причем обязательно условие  $t_0 \geq t_u$ . Если код только обнаруживает ошибки, то  $d = t_0 + 1$ , а в случае только исправления  $d = 2t_u + 1$ . Количество проверочных элементов  $r$  корректирующего кода зависит от вида кода, а число информационных элементов  $k$  равно  $k = n - r$ , где  $n$  – длина двоичной последовательности, кодируемой помехоустойчивым кодом. Отношение  $r/n$  называют коэффициентом избыточности кода.

#### 7.3.2. Код с проверкой на четность/нечетность (по паритету)

Является одним из простых видов кодов, позволяющих обнаруживать одиночные ошибки. Они образуются добавлением к передаваемой комбинации, состоящей из  $k$  информационных элементов неизбыточного кода, одного контрольного бита так, чтобы общее количество единиц в передаваемой комбинации было четным/нечетным. В итоге общее количество битов в передаваемой комбинации  $n = k + 1$ . На приемной стороне производят проверку на четность/нечетность. При четном (нечетном) числе единиц предполагается, что ошибок нет, и потребителю выдаются  $k$  битов, а контрольный элемент отбрасывается.

Вероятность обнаруживаемых ошибок на четность/нечетность, зависит от длины кодовой комбинации  $n$  и вероятности ошибочного приема единичных элементов  $P_0$ .

$$P_{\text{кк}} \approx C_n^2 P_0^2 (1 - P_0)^{n-2},$$

где  $C_n^m$  – число сочетаний из  $n$  по  $m$ ;  $C_n^m = n! / (m!(n-m)!)$

Рассчитаем помехоустойчивость приема кодовой комбинации, которая определяется как вероятность ее ошибочной регистрации. Пусть  $P_0$  – вероятность приема ошибочного единичного элемента, тогда  $(1 - P_0)$  – вероятность правильного приема элемента. Предположим, что ошибки появляются независимо друг от друга, тогда вероятность правильного декодирования  $n$ -разрядной комбинации:

$$Q_n = (1 - P_0)^n.$$

Так как искажения хотя бы одного элемента приводит к искажению всей комбинации, то:

$$P_{\text{кк}} = P_0 (1 - P_0)^{n-1} \approx n P_0 .$$

Вероятность того, что в  $n$  - элементной комбинации  $l$  элементов искажено равна

$$P_n = P_0^l (1 - P_0)^{n-l} .$$

Вероятность ошибочного приема кодовой комбинации, состоящей из  $l$  ошибочных элементов определяется по формуле:

$$P_{\text{кк}} = C_n^l P_0^l (1 - P_0)^{n-l} .$$

Здесь  $C_n^m$  - число сочетаний из  $n$  по  $m$ ;  $C_n^m = n! / (m!(n-m)!)$ .

Как показывают расчеты, для обеспечения вероятности ошибки по знакам не менее  $1 \times 10^{-6}$  допустимая длина кодовой комбинации  $n$  составляет несколько байт.

### 7.3.3. Итеративные коды и кодеки

Итеративные коды характеризуется наличием двух или более систем проверок внутри каждой кодовой комбинации. Согласно ГОСТ-20687-75 итеративный код строится следующим образом. К семиэлементному коду КОИ-7 добавляется проверочный бит, который располагается в 8-ой позиции. Элементы передаваемого блока и проверочные биты образуют матрицу, где элементы  $a_{ij}$  ( $i=1..7$ ;  $j=1,2,...,n$ ) - информационные биты;  $q_1, q_2, q_3, ..., q_n$  - проверочные биты знаков, образующие первую совокупность проверок.

$$\left| \begin{array}{cccccc} a_{11} & a_{12} & a_{13} & \dots & a_{1n} & r_1 \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & \dots & a_{2n} & r_2 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{71} & a_{72} & a_{73} & \dots & a_{7n} & r_7 \\ q_1 & q_2 & q_3 & \dots & q_n & q_{n+1} \end{array} \right|$$

В конце матрицы стоят биты проверки на четность  $r_i$  ( $i=1..7$ ), которые являются суммой по модулю 2 всех элементов строки.  $r_1..r_7$  — включают знак проверки. К семи элементам знака добавляют восьмой проверочный бит  $q_{n+1}$ .

Проверочные биты  $q_1, q_2, q_3, ..., q_n, q_{n+1}$  — это вторая совокупность проверок. Их формируют таким образом, чтобы число единиц в столбце было четным для асинхронных систем и нечетным — для синхронных. Каждый знак нужно передавать последовательно начиная с первого бита,  $a_{1,j}$  и кончая восьмым проверочным.

Суммирование битов матрицы блока начинается при первом появлении от источника информации символа НЗ (начало заголовка) или НТ (начало текста). Начальные знаки НЗ или НТ и символ СИН (синхронизация) не включаются в суммирование при использовании итеративного кода. Блок завершается комбинацией КБ (конец блока) или КТ (конец текста), которая указывает, что далее следует контрольная последовательность блока (КПБ).

Приведенный итеративный код является простейшим кодом этого класса  $d=4$ . Он обнаруживает ошибки кратности до 3 и все ошибки нечетной кратности, а также любой пакет ошибок длиной  $S+1$ , где  $S$ -длина строки матрицы кода. Основным недостатком итеративных кодов, использующих проверки на четность по столбцам и строкам, является высокая избыточность - 15%. Однако, декодирование и кодирование таких кодов очень просто реализуется программными методами. При более жестких требованиях по достоверности передачи данных применяется итеративный код с тремя проверками. Причем третья дополнительная проверка на четность осуществляется по диагоналям матрицы (ГОСТ-20687-75).

Кодирующее устройство итеративного кода (рисунок 7.7) содержит параллельный 8-разрядный сумматор по модулю 2 (D1), формирующий проверочный элемент столбца  $q_j$ . Проверочный бит вместе с поступающей информационной кодовой комбинацией заносится в параллельно-последовательный регистр D3. Синхронизация записи осуществляется подачей управляющего импульса на вход С2. Сформированный байт подается на вход параллельно-последовательного сумматора по модулю 2 (D4), в котором происходит построчное суммирование передаваемых кодовых комбинаций. Операция суммирования в D4 синхронизируется импульсом, подаваемым на вход С в конце каждого 8-го такта. Синхроимпульсы записи байта в D3 и D4 разделены интервалом, длительность которого должна быть не менее величины задержки, вносимой регистром D3.

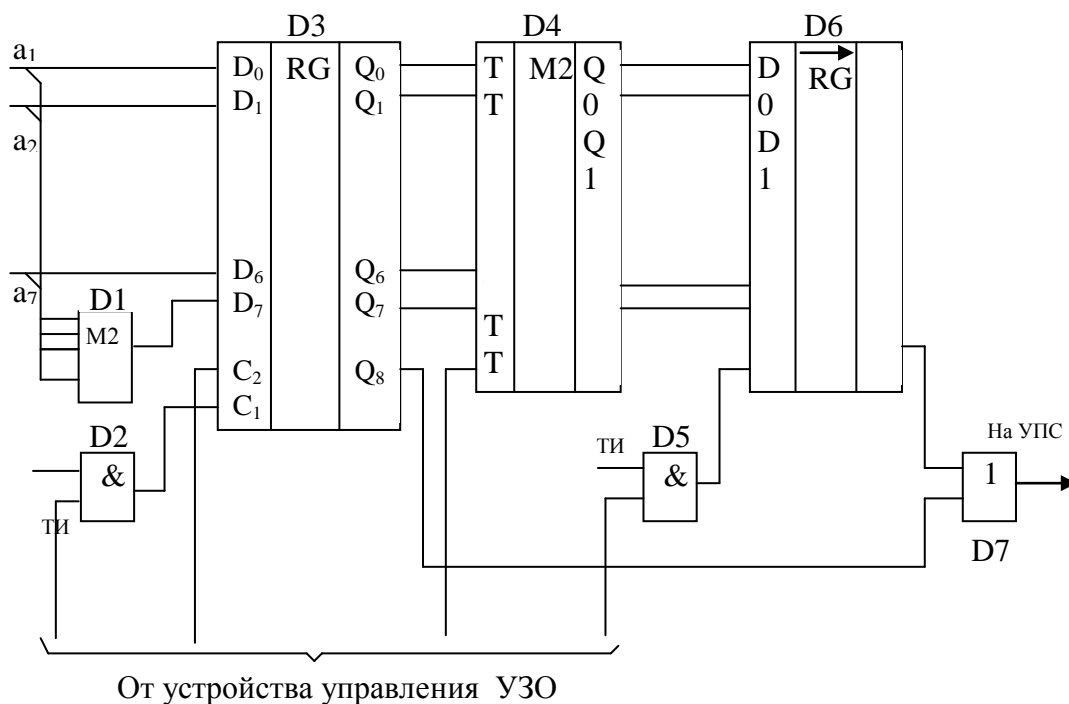


Рисунок 7.7 – Кодировующее устройство итеративного кода

Поэлементная выдача байта данных в дискретный канал производится под действием сдвигающих тактовых импульсов, поступающих а вход С1 элемента D3. Момент времени подачи тактовых импульсов (ТИ) и их количество определяются управляющим потенциалом, поступающим с УУ<sub>пд</sub> (распределителя) на вход схемы совпадения D2. В конце информационного блока контрольная сумма  $r_1, r_2, \dots, r_z, q_{n+1}$  переписывается в ре-

гистр сдвига D6 при наличии управления на втором входе D5 и выдается в последовательной форме на вход УПС.

В состав декодирующего устройства итеративного кода также входят сумматоры по модулю 2, осуществляющие проверку на нечетность (четность) поступающих байтов по столбцам и строкам. Так как ошибка может быть обнаружена в любом столбце, то ее необходимо фиксировать в момент появления. Несоблюдение признака нечетности (четности) по строкам обнаруживается только после окончания блока и приема его контрольной последовательности. Схема декодера итеративного кода приведена рисунке 7.8.

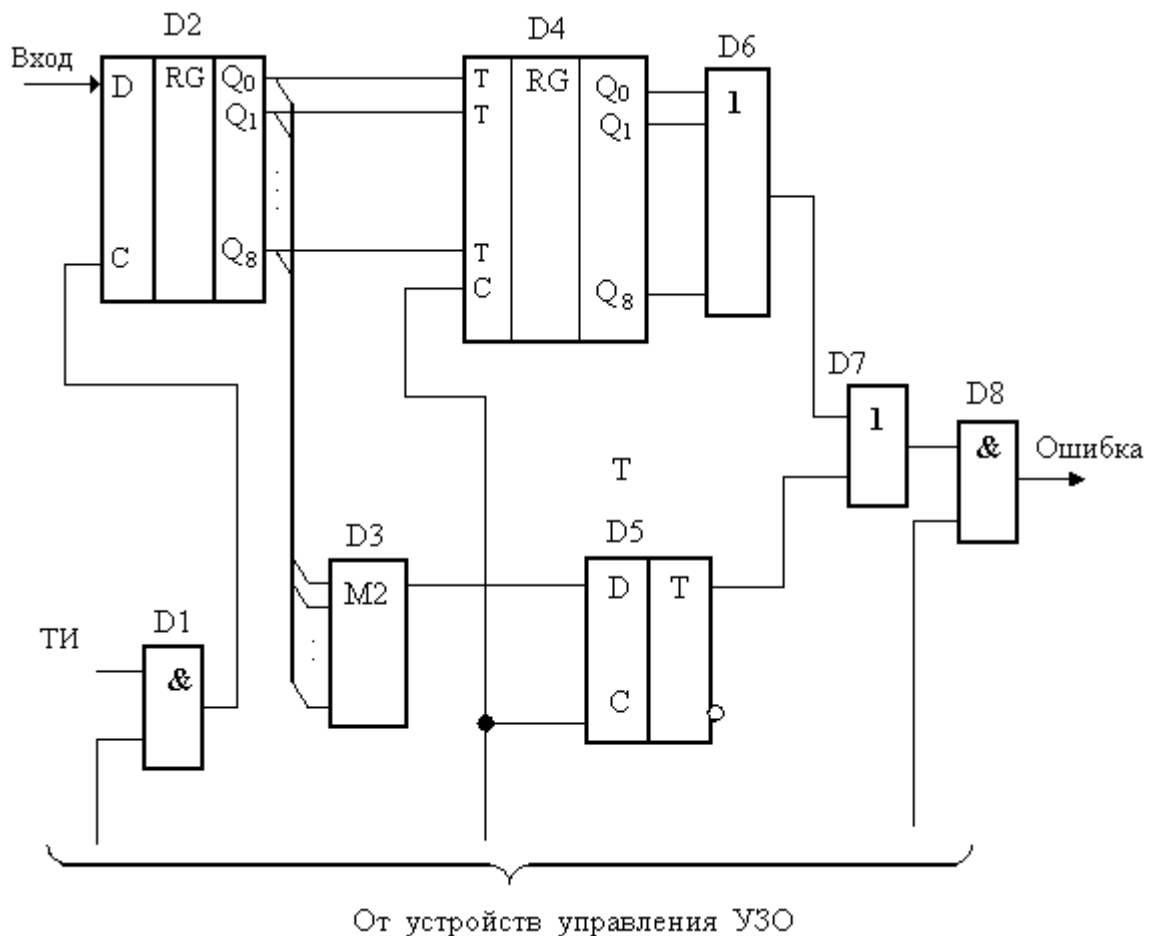


Рисунок 7.8.- Декодер итеративного кода

Принимаемая последовательность поступает побитно на вход регистра сдвига D2, в котором под действием ТИ происходит группирование единичных элементов в байты. После занесения каждого 8-го бита в D2 импульсом с  $УУ_{\text{пд}}$ , подаваемым на входы C элементов D4 и D5, происходит занесение байта в накапливающий сумматор по модулю 2 элемента D4 и опрос состояния сумматора D3, контролирующего четность (нечетность) по столбцам. Если в течение приема блока хотя бы в одном байте будет нарушен паритет, то триггер D5 установится в единицу, фиксируя ошибку в столбце. При безошибочном приеме блока вместе с контрольной последовательностью в D4 зафиксирован нулевой результат. Наличие хотя бы в одном разряде D4 единицы свидетельствует об обнаруженной ошибке. Проверку на наличие ошибок по столбцам и строкам осуществ-



ляет управления, которое опрашивает состояние D4 и D5 подачей импульса на вход D8 в конце цикла. Применение программных методов для кодирования декодирования итеративных кодов позволяет существенно сократить аппаратные затраты на реализацию УЗО.

### 7.3.4. Корректирующий код Хемминга

Код Хэмминга – один из наиболее эффективных кодов, позволяющий исправлять одиночные ошибки. Кодовое расстояние  $d=3$ . Этот код образуется дополнением информационной части передаваемого блока, состоящей из  $k$  битов,  $r$  проверочными элементами. При выборе длины передаваемого блока  $n$  и количества проверочных элементов  $r$  руководствуются неравенством

$$2^r \geq n+1.$$

Учитывая, что  $r=n-k$ , неравенство может быть представлено в виде

$$2^k \leq 2^n / (n+1),$$

где  $n$  и  $k$  принимают только целые значения. Неравенство является исходным для определения длины кодовой комбинации по заданному числу  $k$ .

Первый проверочный бит  $\Pi_1$  кода Хэмминга образуется суммированием по модулю 2 всех нечетных элементов блока, начиная с первого.

$$\Pi_1 = a_1 \oplus a_3 \oplus a_5 \oplus a_7 \dots \quad (7.1)$$

Результат проверки  $\Pi_2$  определяет второй разряд проверочной комбинации (синдрома ошибки). Он вычисляется суммированием тех элементов блока, номера которых соответствуют  $n$ -разрядным двоичным числам, имеющим единицу во втором разряде, то есть

$$\Pi_2 = a_2 \oplus a_3 \oplus a_6 \oplus a_7 \oplus a_{10} \oplus a_{11} \dots \quad (7.2)$$

Третья проверка  $\Pi_3$  охватывает разряды, номера которых соответствуют  $n$ -разрядам, имеющим единицу в третьем разряде.

$$\Pi_3 = a_4 \oplus a_5 \oplus a_6 \oplus a_7 \oplus a_{12} \oplus a_{13} \oplus a_{14} \oplus a_{15} \dots \quad (7.3)$$

Аналогичным образом находятся разряды, охватываемые четвертой, пятой и т.д. проверками.

$$\Pi_4 = a_8 \oplus a_9 \oplus a_{10} \oplus a_{11} \oplus a_{12} \oplus a_{13} \oplus a_{14} \oplus a_{15} \dots \quad (7.4)$$

$$\Pi_5 = a_{16} \oplus a_{17} \oplus a_{18} \oplus a_{19} \oplus a_{20} \oplus a_{21} \dots \quad (7.5)$$

В принципе местоположение проверочных элементов не имеет значения. Их можно размещать перед информационными символами, после них, чередуя с информационными. Если их расположить на местах, кратных степени 2, то есть на позициях 1, 2, 4, 8 и

т.д., то код двоичного числа, образованного проверочными элементами, на приемной стороне будет указывать номер разряда, в котором произошла ошибка.

Основной операцией в кодирующих и декодирующих устройствах кода Хэмминга является суммирование по модулю 2 передаваемых единичных элементов в соответствии с формулами (7.1-7.5). Таким образом, их схема мало отличается от кодеров итеративного кода. Отличие состоит только в схеме образования проверочных элементов. Для упрощения технической реализации (исключения многоразрядных параллельных сумматоров, взводного накопителя) вначале в канал посылаются информационные биты, а затем – проверочные. При таком способе формирование контрольных элементов осуществляется с помощью одноразрядных последовательных сумматоров по модулю 2 одновременно с передачей информационных разрядов. Чтобы сохранить корректирующие свойства кода Хэмминга, необходимо произвести перестановку разрядов в проверочных соотношениях (7.1- 7.5) с учетом изменения номеров позиций суммируемых элементов за счет вынесения в конец блока проверочных битов. При такой перестановке уравнения проверки будут охватывать следующие разряды:

$$\begin{aligned} \text{П1} : & 1, 2, 4, 5, 7, 9, 11, 12, 14, \dots ; \\ \text{П2} : & 1, 3, 4, 6, 7, 10, 11, 13, 14, \dots ; \\ \text{П3} : & 2, 3, 4, 8, 9, 10, 11, \dots ; \\ \text{П4} : & 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, \dots \end{aligned} \quad (7.6)$$

Бит первой проверки будет располагаться на  $(k+1)$ -й позиции блока, второй - на  $(k+2)$ -й, последний – на  $n$ -й позиции. На рисунке 7.9 показана схема одного из вариантов формирования проверочных элементов кода Хэмминга, которая используется как в кодере, так и в декодере.

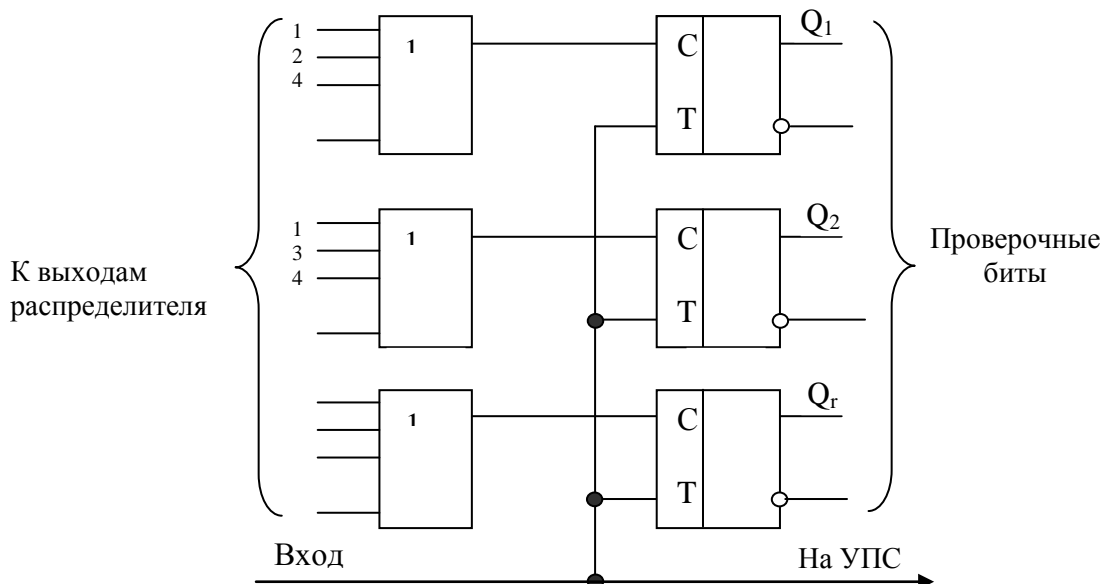


Рисунок 7.9 – Схема формирования проверочных элементов кода Хемминга

Информационные элементы, поступающие от источника, подаются на счетные входы Т-триггеров и через УПС – канал связи. Количество триггеров равно числу контрольных элементов  $r$ . Синхронизация суммирования осуществляется с распределителя импульсов, которые объединяются схемами ИЛИ по правилу (7.6). После прихода последнего  $k$ -го информационного элемента в сумматорах будет зафиксировано  $r$  проверочных элементов. Эти элементы затем преобразовываются в последовательную форму и через УПС поступают в канал связи.

На приемной стороне суммированию вместе информационными элементами подвергаются и проверочные биты. Полученная  $r$ -разрядная кодовая комбинация (*синдром ошибки*) подается на дешифратор, определяющий номер разряда, в котором произошла ошибка. Такой дешифратор отличается от классического дешифратора кода Хэмминга, так как он должен учитывать перестановки контрольных элементов, произведенных при кодировании.

### 7.3.4. Циклические коды и кодеки

Циклические коды находят наибольшее распространение в системах передачи данных с решающей обратной связью, что обусловлено их высокими корректирующими свойствами, сравнительно простой реализацией, невысокой избыточностью. Особенно эффективны эти коды при обнаружении пакетов ошибок. Циклические коды относят к блочным систематическим кодам, где каждая комбинация кодируется самостоятельно в виде блока таким образом, что информационные  $k$  и проверочные  $r$  элементы всегда находятся на определенных местах. Для упрощения процедуры кодирования и декодирования проверочные биты размещают в конце блока. Кодирование передаваемого сообщения осуществляется умножением двоичной последовательности  $G(x)$  на одночлен  $x^r$ , имеющий ту же степень, что и образующий полином  $P(x)$ , с добавлением к этому произведению остатка  $R(x)$ , полученного после деления произведения  $G(x)x^r$  на образующий полином. Таким образом, передаваемое в канал связи сообщение  $F(x)$  имеет вид:

$$F(x) = G(x)x^r + R(x). \quad (7.7)$$

При декодировании принимаемая последовательность  $F(x)$  снова делится на образующий полином  $P(x)$ . Полученный нулевой остаток  $R(x)=0$  свидетельствует об отсутствии ошибок в принятом блоке, а отличие от нуля – о наличии ошибок. Анализируя вид остатка, можно определить номера искаженных разрядов и скорректировать их.

Для построения циклических кодов в качестве образующих полиномов используются неприводимые многочлены. Неприводимыми называются многочлены, делимые без остатка только на себя и на единицу.  $P(x)$  может быть представлен в алгебраической форме, либо в виде двоичного или восьмеричного числа. Например, для полинома вида  $x^8 + x^4 + x^3 + x + 1$  двоичная запись имеет вид *100 011 011*, а соответствующая ему восьмеричная – *433*.

При выборе образующего полинома  $P(x)$  следует иметь в виду, что степень полинома не может быть меньше числа проверочных элементов  $r$ .

Для систем передачи данных общего пользования с решающей обратной связью и использованием циклических кодов в режиме обнаружения ошибок стандартом (ГОСТ-17422-82) предусмотрено несколько видов полиномов:

$x^8 + x^4 + x^3 + x + 1$  - кодовое расстояние равно 4, длина блоков должна быть не более  $2^7$  битов, а длина проверочной области 8 битов.

$x^8 + x^4 + x^3 + x + 1$  - минимальное кодовое расстояние 4, длина блока должна быть не более  $2^{15}$  битов. При повышенных требованиях к вероятности необнаруженной ошибки и при низком качестве незащищенного от ошибок канала должен использоваться образующий полином 16-й степени с минимальным кодовым расстоянием равным 6:

$x^{16} + x^{15} + x^{13} + x^{11} + x^5 + x^3 + x + 1$ . При этом длина блока должна быть не более  $2^{16}$  битов. Полиномам 16-й степени соответствует проверочная область длиной 16 битов. Стандартом разрешается в обоснованных случаях использовать полиномы 24-й и 32-й степени с длиной проверочных областей 24 и 32 бита соответственно.

Для построения кодирующего устройства циклического кода необходимо в соответствии с (7.7) выполнить две процедуры: умножить многочлен  $Q(x)$  на  $x^r$  и полученное произведение разделить на образующий полином  $P(x)$  по модулю  $P(x)$ . Для проведения первой операции не требуется специального устройства, так как умножение многочлена на  $x^r$  означает добавление к нему  $r$  нулевой со стороны младшего разряда, т.е. после передачи  $k$  информационных элементов за ними следуют  $r$  проверочных. Реализация процедуры циклического кодирования программными методами требует больших затрат машинного времени. Так при делении 32-х разрядного слова на 16-ти разрядное центральный процессор серии КР580 затрачивает время около 2.5 мс. В то же время схемотехнические кодеры и декодеры циклических кодов отличаются малыми аппаратными затратами и способностью работать в реальном времени. Поэтому в современных программируемых УЗО и различных адаптерах связи циклическое кодирование и декодирование реализуется схемно.

В качестве делителей полинома на полином кодаках циклических кодов применяются устройства, построенные на основе регистров сдвига с обратными связями и сумматоров по модулю 2, причем схема делителя определяется видом образующего полинома. Количество триггеров регистра сдвига выбирается равным степени образующего полинома  $r$ . Ячейка регистра для старшей степени исключается, но всегда присутствует триггер, соответствующий нулевой степени  $x^0$ . Число сумматоров по модулю 2 в регистре должно быть на единицу меньше ненулевых членов выражения  $P(x)$ . Сумматоры располагают перед ячейками регистра, соответствующими ненулевым членам образующего полинома. На первые входы сумматоров подаются сигналы с предыдущих ячеек регистра, а на вторые - с выхода делителя. Очевидно, нет необходимости ставить сумматор перед ячейкой  $x^0$ .

Структурная схема кодирующего устройства циклического кода с образующим полиномом  $x^5 + x^2 + 1$  изображена на рисунке 7.10. Прямоугольниками на схеме обозначены ячейки памяти, а кружками сумматоры по модулю 2. В исходном состоянии  $K1$  замкнут, а  $K2$  находится в положении 2. Информация, подлежащая кодированию, поступает одновременно на вход кодера и через сумматор - на схему деления на  $P(x)$ . Деление начинается с приходом первого информационного элемента и прекращается после выдачи в дискретный канал  $k$ -го бита. Затем схема управления УЗО переводит  $K2$  в положение 1, размыкая  $K1$ , и в течение последующих  $r$  тактов осуществляется выдача в УПС остатка

от деления, зафиксированного триггерами делителя. Причем, при выводе остатка из делителя ввод данных от источника прекращается.

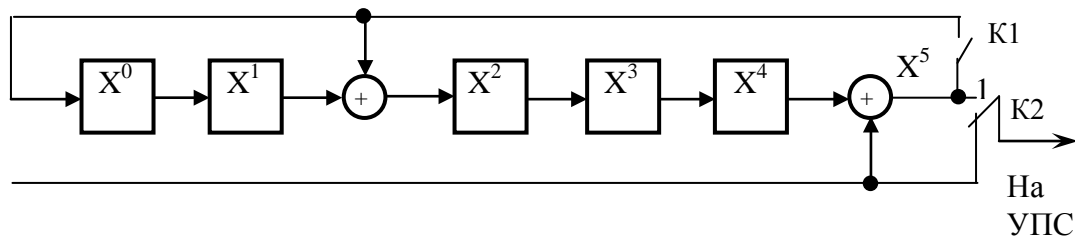


Рисунок 7.10 - Структурная схема кодирующего устройства циклического кода

Основу декодирующих устройств циклических кодов также составляют делители многочленов на образующий полином. Признаком наличия ошибок принятой последовательности является ненулевой остаток от деления этой последовательности на  $P(x)$ . До завершения процесса деления необходимо запомнить поступивший блок в буферном накопителе. После окончания цикла производится опрос делителя, и в случае ошибки принятый блок стирается. При нулевом остатке блок выводится получателю через ключевой элемент КЛ, а на его место записывается следующее. Структурная схема декодера изображена на рисунке 7.11. В процессе приема распределитель УУ вырабатывает управляющие импульсы таким образом, что в буферный регистр заносятся только информационные символы, а на делитель подаются все элементы, которые участвовали в процессе деления в кодере, а также проверочная последовательность  $R(x)$ .

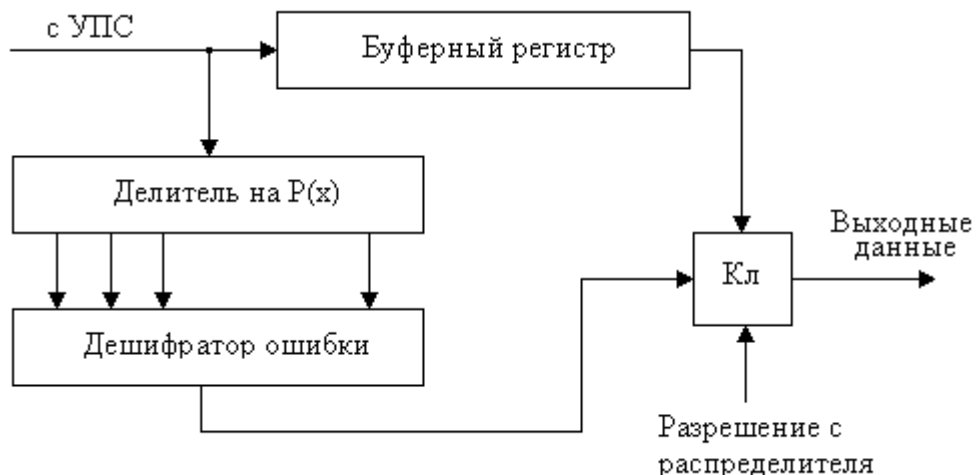


Рисунок 7.11 – Структурная схема декодера циклического кода

### 7.3.6. Треллис-кодирование

При сверточном кодировании преобразование информационных последовательностей в кодовые происходит непрерывно. Объединение сверточного кодирования с по-

следующей многопозиционной фазовой модуляцией получило название "треллис-кодирование". Кодер двоичного сверточного кода (СК) содержит регистр сдвигов на  $K$ -разрядов и сумматоры по модулю 2 для образования кодовых символов. Параметр  $K$  называется кодовым ограничением. На рисунке 7.12,а изображена схема кодера с  $K=3$ . Входы сумматоров соединены с определенными разрядами регистра. Коммутатор ( $K$ ) на выходе устанавливает очередность посылки кодовых символов в канал.

В общем случае эффективная скорость передачи кода  $R=k/n$ , где  $k$ -число информационных символов, поступающих за один такт на вход кодера,  $n$ -количество соответствующих им символов на выходе. В нашем случае скорость кода  $R=1/2$  (рисунок 7.12,а). На рисунке 7.12,б показана схема кодера с эффективной скоростью  $R=2/3$ .

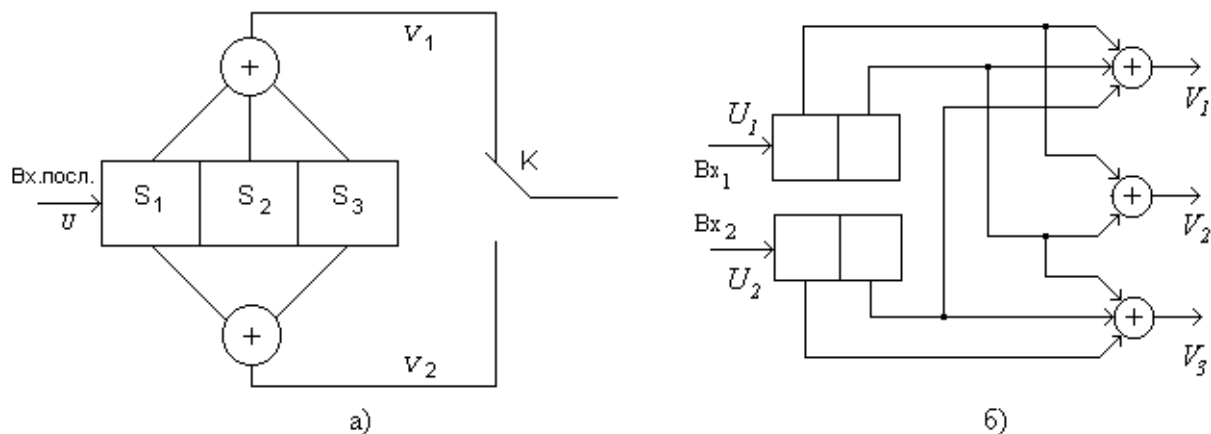


Рисунок 7.12 - Схемы кодеров сверточного кода со скоростью 1/2 (а) и 2/3 (б)

Сверточный кодер, как конечный автомат с памятью, описывают диаграммой состояний. Внутренними состояниями кодера считают символы  $S_1S_2$  (рисунок 7.12,а). Кодер может находиться в 4-х состояниях  $S_1S_2=(00,01,10,11)$ . Диаграмма представляет собой направленный граф, который содержит все состояния и описывает возможные переходы из одного состояния в другое, а также символы выхода кодера, сопровождающие эти переходы. Диаграмма состояний показана на рисунке 7.13. В кружках указаны состояния кодера, стрелками - возможные переходы. Около стрелок показаны символы на выходе кодера  $V(1)$   $V(2)$ , соответствующие каждому переходу.

Кодер работает следующим образом. Первоначально он находится в состоянии 00 и поступление на вход символа 0 переводит его также в состояние 00. На выходе кодера будут символы  $V(1) V(2) = 00$ . На диаграмме этот переход обозначают петлей 00 около состояния 00. Далее при поступлении символа 1 кодер переходит в состояние 10 и на его выходе будут символы 11. Этот переход обозначают стрелкой из состояния 00 в состояние 10, и т.д. Построение диаграммы заканчивается, когда просмотрены возможные переходы из каждого состояния во все остальные.

Развертка состояний во времени образует решетчатую диаграмму (рисунок 7.14). На решетке состояния показаны узлами, а переходы - соединяющими их линиями. После каждого перехода из одного состояния в другое происходит смещение на один шаг вправо. Решетчатая диаграмма представляет все разрешенные пути, по которым может про-

двигаться кодер при кодировании. Жирной линией на рисунке 7.14 показан путь по решетке

11 10 00 01,

соответствующий поступлению на вход кодера последовательности 1011.

Соответственно ветвям решетчатой диаграммы по мере продвижения получаем кодовые посылки 11.10.00.01... и т.д.

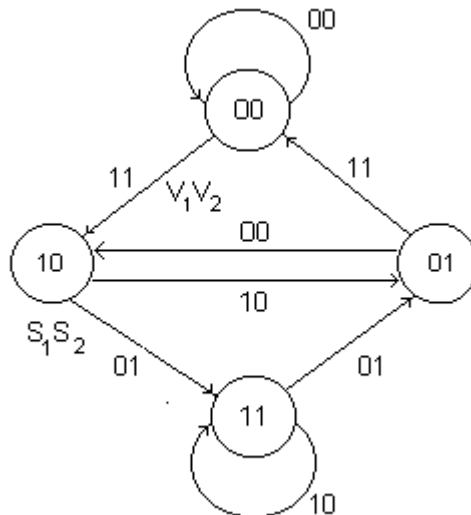


Рисунок 7.13 - Диаграмма функционирования сверточного кодера

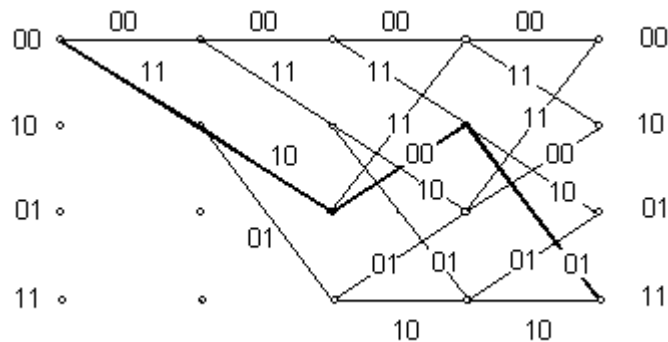


Рисунок 7.14 - Решетчатая диаграмма сверточного кодера

На рисунке 7.15 изображена решетчатая диаграмма при поступлении на вход кодера двоичной последовательности 00111000010110001101. Путь по диаграмме отмечен жирной линией, которому соответствуют двоичные комбинации:

00.00.11.01.10.01.11.00.00.11.10.00.01.01.11.00.11.01.

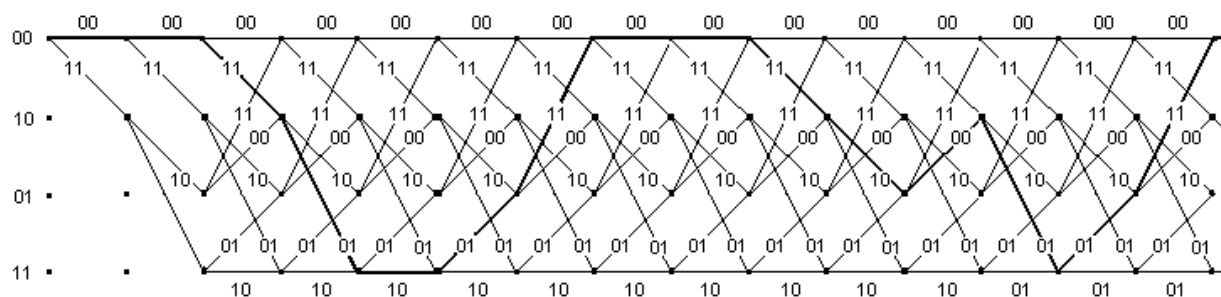


Рисунок 7.15 - Решетчатая диаграмма кодирования последовательности вида 00111000010110001101

### 7.3.7. Алгоритм декодирования Витерби

Из вероятностных алгоритмов наиболее разработан алгоритм Витерби (алгоритм максимального правдоподобия). Алгоритм имеет ряд преимуществ перед другими, в связи с чем его широко используют для декодирования коротких СК. Рассмотрим алгоритм декодирования на примере кода со скоростью  $R=1/2$ .

Из дискретного канала поступают кодовые посылки: 00 00 11 01 10 01 11 00 00 11 10 00 01 01 11 00, которые попадают на вход декодера. Функционирование декодера, как и кодера, основано на развитии и построении решетчатой диаграммы. Процесс развития решетчатой диаграммы показан на рисунке 7.16. Здесь на диаграмме под вертикальными рядами состояний указаны шаги декодирования, слева проставлены слова-состояния, а в скобках рядом с состояниями - информационные символы, соответствующие выходной (декодированной) последовательности.

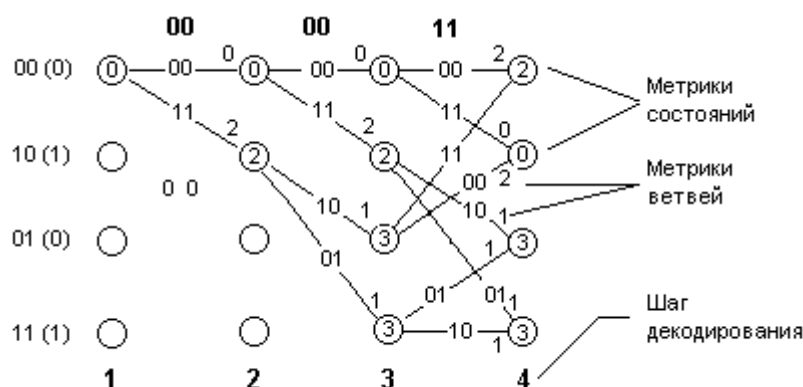


Рисунок 7.16 - Процесс развития решетчатой диаграммы при декодировании

Развитие диаграммы происходит всегда за 3 шага (для  $R=1/2$ ). В кружках обозначаются метрики состояний. В начальный момент времени полагаем, что декодер находится в состоянии 00 и исходная метрика  $MC(00)=0$ . Это показано на первом шаге декодирования. К каждому новому состоянию ведет две ветви (см. диаграмму состояний рисунок 7.13). В процессе развития решетчатой диаграммы к новому состоянию ведет только од-



на ветвь. Из состояния 00 ветвь идет к состоянию 00 и 10. Для этих ветвей необходимо вычислить метрику ветви. Метрика ветви (МВ) равна расстоянию Хэмминга между набором символов на выходе декодера (символы входа обозначены на рисунке 7.16 вверху диаграммы) и набором символов, соответствующих данной ветви на решетчатой диаграмме (рисунок 7.14). Расстояние Хэмминга между двумя двоичными словами равно числу битов, в которых они отличаются. Для вычисления расстояния используют посимвольное сложение по модулю 2. Для ветви, ведущей в состояние 00,  $МВ(00)=0$ ; для ветви, ведущей в состояние 10,  $МВ(10)=2$ . Это есть основная процедура шага декодирования, т.е обработка декодером принимаемых из канала данных в интервале между двумя соседними уровнями узлов. Далее вычисляем метрики следующих состояний. Если других ветвей в этих состояниях нет, то метрики состояний вычисляются как суммы метрик входящих ветвей с метриками предыдущего состояния.

(2)

$$МС(00)=0+0=0.$$

(2)

$$МС(10)=2+0=2.$$

Это отмечено на 2-м шаге декодирования. Затем процесс повторяется. Вычисляем метрики ветвей (их уже 4) и метрики состояний третьего шага декодирования. Это видно на диаграмме (рисунок 7.16) на 3-м шаге декодирования. Здесь

(3)

(2)

$$МС(00)=МВ(00)+МС(00)=0+0=0.$$

(3)

(2)

$$МС(10)=МВ(11)+МС(00)=2+0=2.$$

(3) (2)

$$МС(01)=МВ(10)+МС(10)=1+2=3.$$

(3)

(2)

$$МС(11)=МВ(01)+МС(10)=1+2=3.$$

На этом процесс развития решетчатой диаграммы заканчивается. Процесс построения решетчатой диаграммы для декодирования последовательности вида

00.00.11.01.10.01.11.00.00.11.10.00.01.01.11.00

показан на рисунке 7.17.

Далее алгоритм периодически повторяет один основной шаг. В момент времени  $t$  в памяти декодера хранятся метрики состояний, вычисленных на предыдущем шаге:

(i-1)

(i-1)

(i-1)

(i-1)

$МС(00)$ ,  $МС(10)$ ,  $МС(01)$ ,  $МС(11)$ . По принятым кодовым посылкам от кодера производим вычисление метрик ветвей:

(i)

(i)

(i)

(i)

$МВ(00)$ ,  $МВ(11)$ ,  $МВ(10)$ ,  $МВ(01)$  и формирование четырех новых метрик состояний

(i)

(i)

(i)

(i)

$МС(00)$ ,  $МС(10)$ ,  $МС(01)$ ,  $МС(11)$  по следующему правилу.

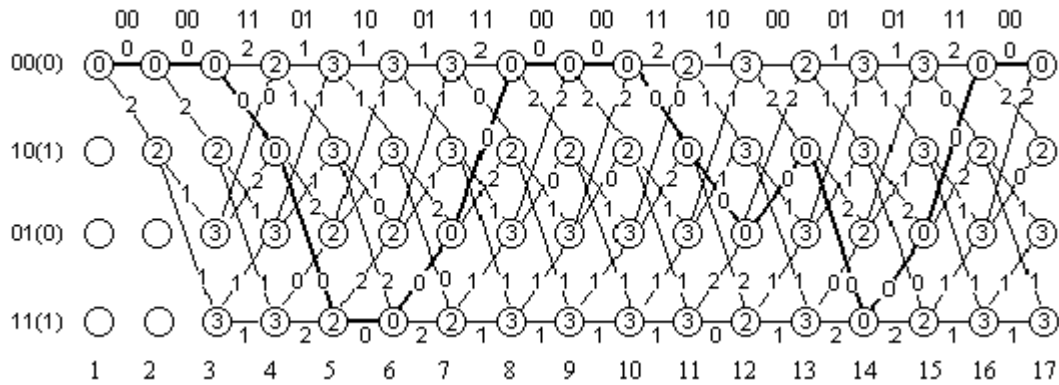


Рисунок 7.17 – Решетчатая диаграмма декодирования входной последовательности 00.00.11.01.10.01.11.00.00.11.10.00.01.01.11.00

К каждому новому состоянию ведут два пути (в отличие от процесса развития решетчатой диаграммы). Декодер вычисляет метрики путей как суммы метрик предыдущих состояний и метрик входящих путей. Метрика пути есть сумма метрик ветвей, образующих некоторый путь на решетчатой диаграмме. Метрика данного состояния равна метрике пути (МП), который заканчивается в данном состоянии. Таким образом:

$$\begin{aligned}
 & \begin{matrix} (i) & (i-1) & (i) \\ (i) \text{ МП}(00) = \text{МС}(00) + \text{МВ}(00); \\ \text{МС}(00): & (i) & (i-1) & (i) \\ & \text{МП}(00) = \text{МС}(01) + \text{МВ}(11); \end{matrix} \\
 & \begin{matrix} (i) & (i-1) & (i) \\ (i) \text{ МП}(01) = \text{МС}(10) + \text{МВ}(10); \\ \text{МС}(01): & (i) & (i-1) & (i) \\ & \text{МП}(01) = \text{МС}(11) + \text{МВ}(01); \end{matrix} \\
 & \begin{matrix} (i) & (i-1) & (i) \\ (i) \text{ МП}(10) = \text{МС}(00) + \text{МВ}(11); \\ \text{МС}(10): & (i) & (i-1) & (i) \\ & \text{МП}(10) = \text{МС}(01) + \text{МВ}(00); \end{matrix} \\
 & \begin{matrix} (i) & (i-1) & (i) \\ (i) \text{ МП}(11) = \text{МС}(10) + \text{МВ}(01); \\ \text{МС}(11): & (i) & (i-1) & (i) \\ & \text{МП}(11) = \text{МС}(11) + \text{МВ}(10). \end{matrix}
 \end{aligned}$$

Производя попарное сравнение метрик путей, входящих в каждое состояние, выбираем меньшую метрику и ее считаем метрикой данного состояния для последующего шага декодирования. Путь, входящий в данное состояние с меньшей метрикой, считают выжившим (на диаграмме выжившие пути показаны жирными линиями). Тонкой линией показаны пути, которые отбрасываются при попарном сравнении. В результате сравнения выбираем меньшую метрику и ее считаем метрикой данного состояния для последующего шага декодирования.

Таким образом, на каждом шаге декодирования в соответствии с алгоритмом Витерби в каждом из состояний решетчатой диаграммы производим однотипные операции:

- 1) сложение метрик предыдущих состояний с метриками соответствующих ветвей;

2) сравнение метрик входящих путей;

3) выбор путей с наименьшими метриками, величины которых используют как метрики состояний на последующем шаге декодирования.

Если метрики сравниваемых путей одинаковы, выбор одного из двух путей производят произвольным образом. На каждом шаге в результате сравнения половина возможных путей отбрасывается и в дальнейшем не используется. Другая половина образует продолжения путей для следующего шага декодирования. Из каждого состояния на следующем шаге вновь появляются два варианта продолжения путей. Это обеспечивает постоянство вычислений, производимых на каждом шаге. Декодер прослеживает по кодовой решетке путь, имеющий минимальное расстояние от пути, который генерирует кодер.

Предположим, что при передаче кодового сообщения по дискретному каналу возникла одиночная ошибка. Вследствие чего вместо исходной последовательности на вход декодера поступает последовательность:

00 00 11 01 10 01 11 00 00 11 10 01 **01** 01 11 00 11 01 01 00.

Имеем в 12-й паре ошибку 01 вместо исходной пары 00.

Рассмотрим процесс построения декодером решетчатой диаграммы. На этапе развития диаграммы (первые три шага) и построения ее далее не происходит отклонений от диаграммы безошибочного декодирования (рисунок 7.17). На 13-м шаге изменяется исходная последовательность. Вследствие одиночной ошибки имеем диаграмму, построенную декодером для последовательности с одиночной ошибкой (рисунок 7.18). Как видно, путь с наименьшей метрикой не изменился, что говорит о том, что последовательность, подаваемая на кодер, будет восстановлена.

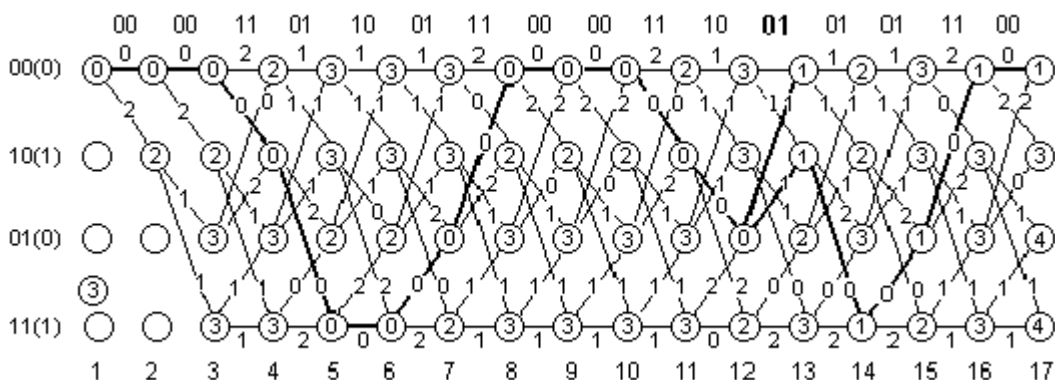


Рисунок 7.18 - Диаграмма исправления ошибки при декодировании сверточного кода

Методика построения диаграммы полностью соответствует алгоритму Витерби. Так же выбираем пути с наименьшей метрикой, т.е. декодер прослеживает по кодовой решетке путь, имеющий минимальное расстояние от пути, который генерирует кодер. Единственное отличие диаграммы декодирования кодовой последовательности с одиночной ошибкой то, что увеличивается число выживших путей, и метрики состояний

принимают другие значения.

Этот метод позволяет устранять ошибки при их следовании через 4 бита, что связано с регистром сдвига кодера. Так как зависимость кодовой посылки от входной информации лежит в пределах 4 бит, то увеличение подряд следующих ошибок приводит к неправильному декодированию.

Сложность реализации алгоритма определяется в основном структурой решетчатой диаграммы. Поэтому его применяют для коротких сверточных кодов и скорость передачи обычно берут равной  $1/2$  или  $2/3$ .

### 7.3.8. Перемежающее кодирование

Сверточное кодирование позволяет исправлять только одиночные ошибки. Однако в дискретных каналах ошибки часто группируются в пачки. Для преобразования пакетов ошибок в одиночные применяется перестановочное (перемежающее) кодирование. При таком кодировании соседние символы входного потока перед началом сверточного кодирования разносятся на расстояние, превышающее максимальную величину пакета ошибок. На приемной стороне осуществляется восстановление порядка переставленных символов. В результате пакеты ошибок превращаются в одиночные, которые затем легко корректируются сверточным декодером.

На практике в основном применяется два типа перемежений: блочное и сверточное. Блочное перемежение передаваемых двоичных символов (битов) выполняется по правилу, иллюстрируемому рисунком 7.19. Поступающие на вход блока перемежения двоичные символы передаваемого блока в порядке поступления записываются построчно в таблицу размерностью  $n \times b$ , где  $n$  — число строк таблицы;  $b$  — число столбцов; а число  $n \times b$  равно количеству символов в блоке.

На рисунке 7.19 показан пример блочного перемежения с глубиной перемежения  $n = 3$  и промежутком перемежения  $b = 7$ .



Рисунок 7.19 — Блочное перемежение с глубиной 3 и промежутком 7

Числа в таблице обозначают порядок, в котором передаваемые символы поступают на вход блока перемежения. Таким образом, символы записываются в буфер построчно, а считываются по столбцам. Это означает, что порядок битов, поступающих в канал связи, будет следующим: 1, 8, 15, 2, 9, 16, 3, 10, 17, ... . Рисунок 7.20 иллюстрирует опера-

цию, обратную блочному перемежению, при  $n = 3$  и  $b = 7$ . В этом случае биты, пришедшие из канала, записываются в таблицу по столбцам, а считываются по строкам. Порядок битов в строках теперь будет соответствовать исходному, и биты в этом порядке будут считываться из таблицы и поступать на блок декодера.



Рисунок 7.20 — Операция обратного перемежения с глубиной 3 и промежутком 7

Перемежение с параметрами  $n = 3$  и  $b = 7$  может применяться для канала связи, в котором длина последовательностей ошибок не превышает трех битов. В этом случае пачка из трех ошибок на выходе блока обратного перемежения равномерно распределяется по принятому кодовому блоку, и возникшие ошибки могут быть эффективно исправлены сверточным кодом. Однако в реальных каналах связи длительность пачек ошибок может значительно превышать 3, поэтому практически используется перемежение с большими значениями параметров  $n$  и  $b$ . Платой за исправление порождаемых каналом ошибок является вносимая в процесс передачи информации задержка, равная  $2 \times n \times b$  битов, которая для ряда приложений строго нормируется, что требует поиска компромисса между величинами допустимой задержки и допустимой вероятности ошибок.

Более эффективным по затратам памяти и по величине задержки способом борьбы с группированием ошибок является сверточное перемежение. Рисунок 7.21 иллюстрирует сверточное перемежение с размером кодового слова  $b = 7$  и глубиной  $n = 3$ .



Рисунок 7.21 — Сверточное перемежение с глубиной перемежения  $n = 3$  и с размером кодового слова  $b = 7$

В этом примере верхние индексы бита  $V$  представляют собой номер кодового слова, которому принадлежит  $V$ . Нижние индексы — номера битов внутри кодового слова. Кодовые слова записываются по строкам и считываются по столбцам. Разница между этой схемой и схемой блочного перемежения состоит в том, что при сверточном перемежении кодовые слова начинаются не в одном и том же столбце, как это происходит при блочном перемежении, а в разных. Глубина и длина перемежения определяют, куда будет записываться очередное кодовое слово — в следующую строку или в верхнюю строку.

На рисунке 7.22 показаны действия, обратные сверточному перемежению, осуществляемые в приемнике. Здесь биты записываются по столбцам и считываются по строкам, после чего поступают на блок помехоустойчивого кодирования.



Рисунок 7.22 — Обратное сверточное перемежение с глубиной  $b = 3$  и размером кодового слова  $n = 7$

При обратном сверточном перемежении из каждой строки таблицы сначала считывается только одно кодовое слово, а затем то же самое происходит в следующей строке. Это осуществляется до тех пор, пока не считывается кодовое слово из последней строки таблицы. После этого снова происходит считывание первой строки, начиная с первого, не считанного прежде бита.

Сверточное перемежение может распределять кодовое слово длины  $n$  по интервалу  $nb$ , внося задержку длительностью  $(n - 1)b$  битов. Следует заметить, что рассмотренные примеры перемежения оперируют битами (глубина и размер кодового слова выражаются в битах). Однако многие схемы кодирования работают на уровне байтов (например, коды Рида-Соломона, действующие в поле Галуа GF (256)) или вообще на уровне символов. Естественно, что схемы перемежения, которые применяются в комплексе с работающими на байтовом или символьном уровне кодами, обычно функционирует также на уровне байтов или символов. Например, если принять размер кодового слова равным семи байтам, то перемежение будет происходить на уровне байтов, а вносимая сверточным перемежением задержка будет составлять  $nb$  байтов. Кроме рассмотренных способов перемежения возможны и другие типы перемежений, например, табличное или псевдослучайное перемежение.

Чтобы не нарушить в приемном устройстве цикловую синхронизацию, стартовые синхрогруппы (маркерные комбинации) в передаваемых кадрах перемежению не подвергаются и остаются на своих временных позициях.

### 7.3.9. Кодирование Рида-Соломона

Код Рида — Соломона является одним из наиболее мощных кодов, исправляющих многократные пакеты ошибок. Применяется в каналах, где пакеты ошибок могут образовываться столь часто, что их уже нельзя исправлять с помощью кодов, исправляющих одиночные ошибки.

Код Рида-Соломона (РС) — это очень эффективный и удобный в реализации  $(k, N)$ -блочный код, позволяющий обнаруживать и исправлять ошибки в байтах. Входным словом для него является блок из  $k$  байтов, выходным — кодовое слово из  $N$  байтов, состоящее из  $k$  исходных и  $N-k$  проверочных байтов. При этом гарантировано, что при декодировании в кодовом слове будут обнаружены и исправлены  $t=(N-k)/2$  байтов независимо от их расположения внутри кодового слова. Параметр  $t$  носит название корректирующей способности кода.

Коды Рида-Соломона используют арифметику полей Галуа —  $GF(D)$  (Galois Field), где  $D = 2^m$ ,  $m$  — положительное число, большее единицы. Коды Рида-Соломона  $(n, k)$  определены на всех  $m$ -битовых символах при всех  $n$  и  $k$ , для которых

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

где  $k$  — число информационных битов, подлежащих передаче, а  $n$  — число кодовых символов в кодированном блоке.

Для большинства кодов Рида-Соломона

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

где  $t$  — количество ошибочных битов в символе, которое может исправить код, а  $n - k = 2t$  — число проверочных символов. Правила арифметики в  $GF(D)$  определяют результаты, для сложения, вычитания, умножения и деления двух символов. Эти правила отличаются от правил в десятичных системах счисления.

Результатом кодирования Рида-Соломона являются кодовые слова, состоящие из фиксированного количества  $m$ -битовых информационных символов и фиксированного количества  $m$ -битовых проверочных символов.

В общем случае, количество символов, которые может исправлять декодер Рида-Соломона, равно половине используемых  $m$ -битовых проверочных символов.

Для формирования кодового блока символов Рида-Соломона размером  $n = k+r$  символов к  $k$  информационным символам  $m_0, m_1, \dots, m_{k-2}, m_{k-1}$  должны добавляться  $r$  проверочных избыточных символов  $c_0, c_1, \dots, c_{r-2}, c_{r-1}$ . Проверочные символы вычисляются из информационной последовательности символов следующим образом:

$$C(D) = M(D) D^r \bmod G(D), \quad (2.18)$$

где:

$M(D) = m_0 D^{k-1} \oplus m_1 D^{k-2} \oplus \dots \oplus m_{k-1} D \oplus m_k$  — полином сообщения;

$C(D) = c_0 D^{r-1} \oplus c_1 D^{r-2} \oplus \dots \oplus c_{r-2} D \oplus c_{r-1}$  — проверочный полином;

$G(D) = \prod (D \oplus a_i)$  — образующий полином кода Рида-Соломона, где индекс произведения изменяется от  $i = 0$  до  $i = r-1$ .

Таким образом,  $C(D)$  — это остаток от деления  $M(D) D^r$  на  $G(D)$

Кодер РС реализуется на основе регистра сдвига с  $2t$  байтовыми элементами памяти и обратными связями (рис. 7.23). Процесс кодирования сводится к операциям сложения и умножения по модулю 256.



## 8. Методы повышения верности передачи данных

### 8.1. Общая характеристика

Незащищенные каналы (НК) передачи данных обеспечивают передачу дискретных сигналов с коэффициентом ошибки по единичным элементам в пределах  $10^{-3} - 10^{-5}$ . Нижняя граница этого диапазона соответствует дискретным каналам, образованным по коммутируемым линиям городских телефонных сетей, и коротковолновым каналам связи. Верхняя граница относится к каналам, организованным на выделенных (некоммутируемых) линиях и каналах, получаемым за счет уплотнения линий системы с ИКМ. Вероятность ошибки в компьютерных сетях должна быть не хуже  $10^{-6}$ , а в ряде систем может снижаться до  $10^{-7}$ , из чего следует, что перед обработкой информации в ЭВМ верность передачи ее в звене телеобработки должна быть повышена на 2-4 порядка (от  $10^{-3}$  по элементам до  $10^{-7}$  по знакам). Снижение количества ошибок может быть обеспечено за счет улучшения качественных характеристик каналов связи, аппаратуры уплотнения, применения помехоустойчивых методов модуляции. Однако, возможности данного направления довольно ограничены. Значительного повышения качества связи можно достичь только с помощью дополнительных методов защиты от ошибок, реализуемых специальными устройствами защиты от ошибок (УЗО), либо программным способом при обработке данных. Применение УЗО в виде отдельных аппаратных средств более характерно для незащищенных каналов низкого качества, где защита от ошибок программным способом требует значительных затрат машинного времени.

Методы защиты от ошибок зависят от типа каналов, применяемых в звене передачи данных (ПД) и регламентируются соответствующими протоколами канального уровня (BSC, DDCMP, HDLC и др.). При симплексных каналах для защиты информации используется многократное повторение одного и того же блока данных (кадра) или корректирующие коды, исправляющие ошибки. В случае дуплексных и полудуплексных каналов защита информации осуществляется с помощью кодов, обнаруживающих ошибки. Блок, в котором обнаружены искаженные символы, повторяется по запросу, посылаемому по постоянно действующему каналу обратной связи (ОС) на передающую сторону.

При многократной передаче каждая кодовая комбинация (блок) передается нечетное количество раз, а на приеме производится сравнение принятых знаков, и решение принимается голосованием по большинству (мажоритарный метод). Выбирая нужное количество повторений  $b$ , можно обеспечить сколь угодно малую вероятность ошибок, но и эффективная скорость передачи при этом снижается в  $b$  раз.

Поток ошибок в канале отличается большой неравномерностью; ошибки часто группируются в пакеты, разделенные интервалами, в течение которых ошибки появляются редко. Кодовые методы исправления ошибок требуют больших аппаратных затрат и поэтому в системах телеобработки находят относительно редкое применение (в ряде случаев используются коды Хемминга).

Большое распространение для исправления ошибок получили системы с обратной связью. Системы с ОС, в зависимости от назначения канала обратной связи, делятся на системы с *решающей обратной связью* (РОС) и системы с *информационной ОС* (ИОС). В таких системах ОС используется для информирования передатчика о текущем состоянии

канала ПД и изменения избыточности передачи в зависимости от количества и характера ошибок.

В системах с РОС решение о необходимости повторения информационного блока вырабатывается на приемной стороне на основе анализа его на отсутствие ошибок. Если ошибки не обнаружены и имеется свободный буфер для записи блока, то в канал ОС посылается подтверждение (квитанция) правильности приема, а в противном случае – запрос повторной передачи поступившего принятого блока. Поэтому системы с РОС часто называют системами с автоматическим запросом при ошибках (АЗО) или системами ARQ – от английского выражения «*Automatic Request*».

В системах с ИОС по каналу осуществляется передача всего принятого информационного блока, который на передающей стороне сравнивается с переданным. При их совпадении в канал связи поступает следующий блок, а при обнаружении ошибок в прямой канал посылается команда «Стирание», и искаженный при передаче блок передается повторно. В более сложных системах с ИОС по обратному каналу передается не весь блок, а некоторая комбинация, отражающая характерные признаки принятого сообщения.

В системах телеобработки количество повторений одного и того же блока ограничивается, и при превышении заданного числа повторений сигнализируется аварийное состояние канала ПД.

## 8.2. Системы с решающей обратной связью

В настоящее время наибольшее распространение получили системы с РОС, простейшей разновидностью которых являются системы с ожиданием подтверждения (РОС-ОЖ). Структурная схема системы РОС-ОЖ представлена на рисунке 8.1.

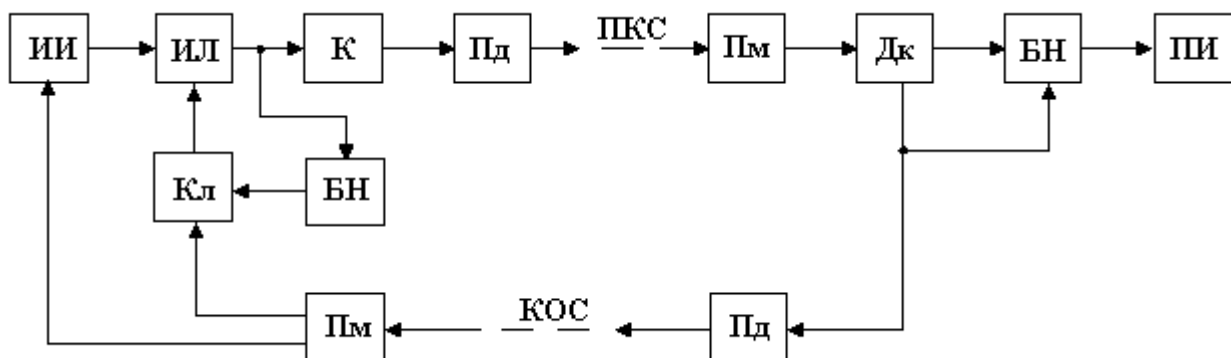


Рисунок 8.1 – Система передачи данных с РОС-ОЖ

Кодовая  $n$ -разрядная комбинация, поступавшая от источника информации (ИИ), через логическую схему ИЛИ, формируется в блок, кодируется помехоустойчивым кодом в кодере (К) и с помощью передатчика (ПД) выдается в прямой канал связи (ПКС). Одновременно информационный блок заносится в буферный накопитель (БН), после чего ИИ останавливается, и передача прекращается до приема сигнала ОС. На удаленной станции

поступающее сообщение регистрируется приемным устройством (ПМ), затем декодируется в блоке ДК, заносится в БН и при отсутствии в нем ошибок выдается потребителю информации (ПИ). При обнаружении ошибки ДК посылает через передатчик канала ОС сигнал повторного запроса искаженного блока, а принятая комбинация, находящаяся в БН, стирается.

На передающей стороне приемник сигналов ОС, приняв запрос, формирует управляющий сигнал, который открывает ключ (КЛ), и блок, находящийся в БН передатчика, повторно поступает ПКС. Одновременно передаваемая комбинация вновь запоминается в накопителе БН. В случае приема сигнала подтверждения КЛ остается закрытым, и от ИИ запрашивается новый блок данных, который после кодирования в ПКС и заносится в БН на место предыдущего.

При трансформации сигналов «Запрос» в «Подтверждение» под действием помех в канале ОС, возможно пропадание блока, а при обратном преобразовании подтверждения в запрос один и тот же блок передается дважды, то есть имеет место так называемая «вставка» блока (кадр-дубликат). Для уменьшения вероятности выпадения или вставки используют циклическую нумерацию блоков, а на приемной стороне контролируют очередность их поступления. При нарушении очередности предыдущий блок запрашивается вновь.

Достоинством систем с РОС является их простота, а недостатком – потери времени на ожидание сигнала подтверждения или запроса. Такие системы целесообразно применять в полудуплексных каналах ПД, когда после завершения передачи блока устройство переключается в режим приема сигнала по каналу ОС, и время ожидания частично совпадает с временем переключения направления передачи.

Более высокую эффективную скорость передачи информации по каналам связи обеспечивают системы РОС с непрерывной передачей (РОС-НП). В таких системах закодированные помехоустойчивым кодом блоки данных поступают непрерывно в ПКС без ожидания сигнала подтверждения. Максимальное количество блоков  $W$ , которое можно передать без подтверждения их приема, называют *шириной окна*. Одновременно идет запись информации буферный накопитель. При обнаружении ошибки в информационном блоке приемник передает по каналу ОС сигнал запроса и блокирует запись в приемный накопитель последующих  $W - 1$  блоков, что предотвращает возможность нарушения очередности выдачи блоков потребителю информации.

Передающая сторона, получив сигнал «Запрос», прекращает подачу в ПКС новых сообщений и повторяет из БН все комбинации, начиная с той, на которую поступил запрос. Номер запрашиваемого блока определяется по времени поступления сигнала «Запрос». Такие системы называются РОС с непрерывной передачей и блокировкой (РОС-НП-бл). На рис. 8.2 приведены временные диаграммы, иллюстрирующие работу системы РОС-НП-бл при обнаружении ошибки во втором блоке. Передача кодовых комбинаций от ИИ осуществляется непрерывно до момента получения по обратному каналу сигнала запроса (после выдачи пятого блока). Как видно из диаграммы, до момента приема сигнала о повторном запросе  $i$ -го блока в канал будет передано  $W = 4$  блоков. Поэтому минимальная величина емкости БН должна равняться ширине окна  $W$ , причем  $W$  определяется по формуле

$$W = 1 + \lceil t_{\Sigma} / (n_B \tau_0) \rceil,$$

где  $\lceil X \rceil$  - наименьшее целое число больше или равное  $X$ ;

$$t_E = 2t_p + t_{oc} + t_{ab} + t_{aoc};$$

$t_p$  – время распространения сигнала по каналу связи;  $t_p$  – длительность сигнала ОС;

$t_{ab}$ ,  $t_{aoc}$  – время анализа блока и сигнала ОС соответственно;  $\tau_0$  – длительность единичного элемента сигнала прямого канала;  $n_b$  – количество бит в блоке.

После приема сигнала «Запрос» передача данных от ИИ прекращается на время передачи  $W$  блоков (окно закрывается), и кодовые комбинации, начиная со второго блока, и  $W-1$  последующих блоков выдаются из БН передатчика. В это время в приемнике стираются  $W$  блоков: 2-й, в котором обнаружены ошибки (отмечены звездочкой на рисунке 8.2), и три последующих (заштрихованные на рисунке). Получив переданные из БН передатчика блоки (от 2-го до 5-го включительно), приемник выдает их потребителю информации (ПИ), а передающее устройство продолжает передачу 6-го и последующих блоков. Современные канальные протоколы предусматривают семикадровые окна. Это означает, что ООД может посылать семь блоков без получения ответного подтверждения. Для предотвращения вставок и дублирования блоков по причинам, указанным выше, применяют циклическую нумерацию блоков по модулю  $W + 1$ .

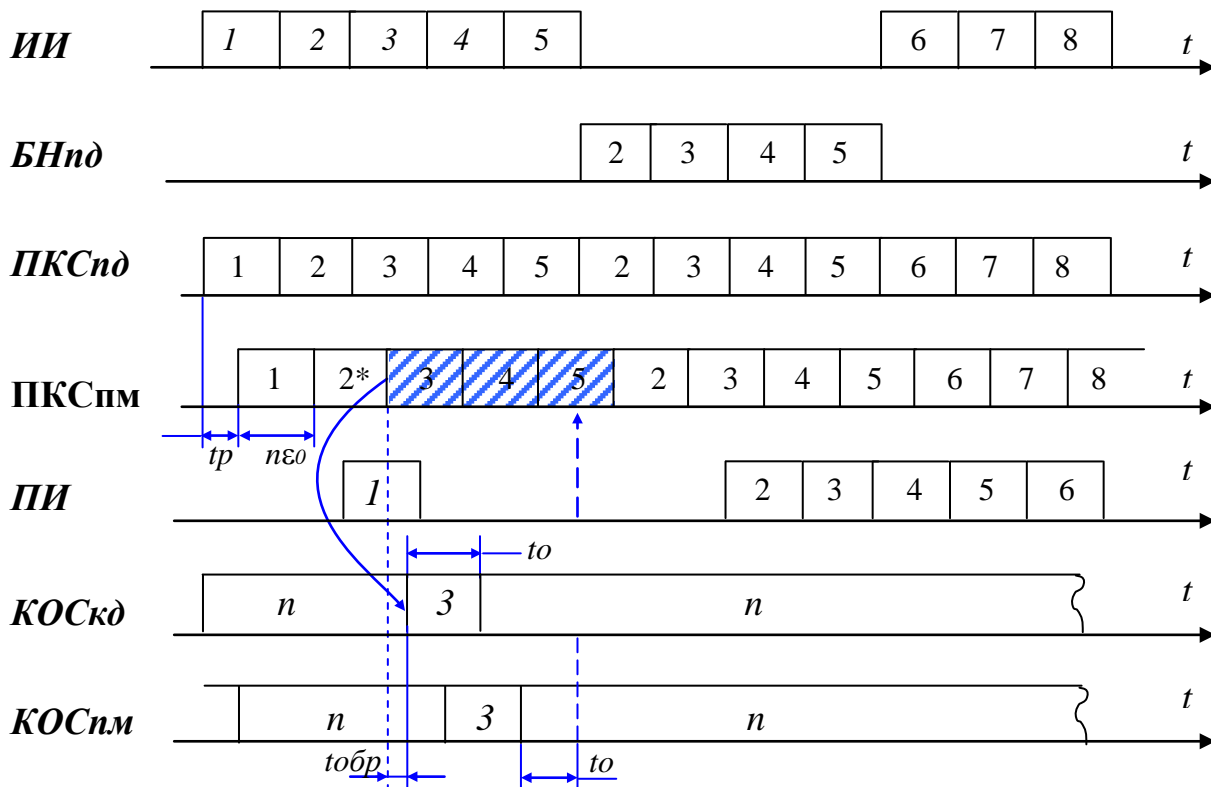


Рисунок 8.2 – Временные диаграммы работы системы передачи данных с РОС-НП

С целью уменьшения объема информации, передаваемой при запросах, разработаны системы с РОС и адресным переспросом (РОС-АП), отличия которых состоит в том что

по обратному каналу передается сигнал запроса, указывающий номера (адреса) ошибочно принятых блоков.

### 8.3. Системы с информационной обратной связью

Системы с ИОС по алгоритму работы подразделяются аналогично системам с РОС на системы с ожиданием (ИОС-ОЖ), системы с непрерывной передачей (ИОС-НП) и системы с адресным переспросом (ИОС-АП). Однако, решение о повторной передаче информации или о ее стирании принимается на передающей стороне. Переданная по ПКС кодовая комбинация, представляющая собой информационный блок, фиксируется на приемной стороне и хранится там до получения сигнала подтверждения. Принятый блок по каналу ОС ретранслируется на передающую сторону, где происходит сравнение его с переданным. Если сравниваемые последовательности совпадают, то передатчик выдает следующий блок, а при несовпадении – в ПКС с передатчика поступает команда «Стирание», и затем повторяется искаженный блок. По сигналу «Стирание» происходит сброс информации в БН приемной части, а на ее место записывается комбинация, приходящая вслед за стиранием.

Недостатком систем с ИОС-ОЖ является большая потеря времени, связанная с ожиданием информационного блока по каналу ОС. Более высокую пропускную способность обеспечивают устройства, в которых блоки данных от источника информации поступают в канал непрерывно до момента обнаружения ошибки. После этого источник останавливается, а из БН выдаются все записанные в нем блоки, начиная с комбинации, где обнаружены ошибки. Такие системы называются системами ИОС с непрерывной передачей (ИОС-НП).

Системы ИОС-НП по сложности реализации соизмеримы с РОС-НП, но обеспечивают вдвое меньшую пропускную способность, так как канал ОС загружен так же, как и прямой. Преимуществом систем с ИОС-НП является отсутствие помехоустойчивого кодирования информационных блоков и в связи с этим исключение кодера и декодера из схемы устройства, а также меньшая нагрузка ПКС избыточной информацией. Поэтому ИОС целесообразно применять там, где можно без ущерба для других целей использовать обратный канал при отсутствии существенных ограничений на скорость передачи. Для повышения передачи данных МККТТ рекомендует в симплексных каналах применять многократное повторение одноименных блоков данных. В УЗО с дуплексной передачей следует использовать РОС с непрерывной передачей, а в полудуплексных – РОС с ожиданием подтверждения. Эти рекомендации закреплены в ГОСТ 24734-81.

В некоторых сетях телеобработки применяются относительно простые методы проверки ошибок, возникающие при передаче по каналам связи. Одним из простейших способов является так называемый «эхоплекс», который представляет собой разновидность информационной ОС. В соответствии с этим способом каждый символ, посылаемый ПЭВМ на удаленный пункт, возвращается по каналу ОС в виде «эха».

## 9. Синхронизация в системах передачи данных

### 9.1. Синхронизация по единичным элементам

Для регистрации единичных элементов необходимо вырабатывать последовательность стробирующих импульсов, которые в зависимости от метода регистрации должны располагаться в середине элемента сигнала, или в конце его, либо быть распределенными по единичному интервалу в определенные моменты времени. Очевидно, что для формирования таких импульсов необходимо с заданной точностью определять значащие моменты восстановления. Устройство, осуществляющее измерение временного положения значащих моментов цифровых сигналов и формирующее последовательность стробирующих импульсов, фаза которых устанавливается и поддерживается с учетом наиболее вероятного положения значащих моментов, называется **устройством синхронизации** (УС).

В современной АПД наиболее широко применяются замкнутые УС с дискретным управлением, которые представляют собой разновидность устройств фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Структурная схема УС с дискретным управлением (УСДУ) показана на рисунке 9.1.

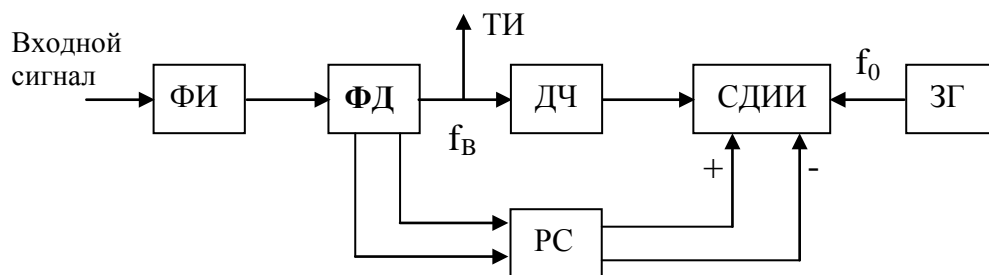


Рисунок 9.1 – Структурная схема устройства синхронизации с дискретным управлением

Формирователь импульсов (ФИ) вырабатывает короткие импульсы, соответствующие значащим моментам цифровых сигналов. Фазовый дискриминатор (ФД) определяет опережение или отставание тактовых импульсов (ТИ) относительно значащих моментов. Устройство управления УСДУ состоит из схемы добавления или исключения импульсов (СДИИ) и реверсивного счетчика (РС) емкостью  $S$ , выполняющего функции усредняющего элемента. Сущность автоматической подстройки фазы заключается в добавлении или исключения импульсов в последовательности, поступающей от задающего генератора ЗГ на делитель частоты ДЧ, который имеет коэффициент деления  $m_\delta$ . При этом ТИ на выходе ДЧ смещаются во времени на величину  $\Delta/m_\delta$  соответственно в сторону опережения или отставания. Очевидно, что частота ТИ должна быть в  $m_\delta$  раз выше скорости модуляции. На рисунке 9.2 показана временная диаграмма функционирования УС при  $m_\delta = 7$  и  $S = 1$ .

Следует заметить, что в ЧМ- или ФМ-демодуляторах формирователь импульсов ФИ подсоединяется к выходу ФНЧ ЧМ- или ФМ- демодулятора. Форма сигнала в этой точке демодулятора близка к прямоугольной, т. е. тактовые импульсы формируются на основе демодулированных сигналов. Если тактовое колебание необходимо для осуществления процесса демодуляции ФМ- сигналов, то оно не может быть получено с выхода демодулятора. В этом случае можно применять резонансный метод выделения тактовой частоты из принимаемого демодулированного сигнала. Этот метод основан на анализе переходных процессов, возникающих при прохождении ФМ-сигналов через приёмный фильтр. Огибающая сигнала на выходе фильтра при скачках фазы приобретает провал в области между соседними единичными элементами. Для выделения огибающей применяется двухполупериодный выпрямитель и полосовой фильтр, резонансная частота которого совпадает с тактовой частотой передачи.

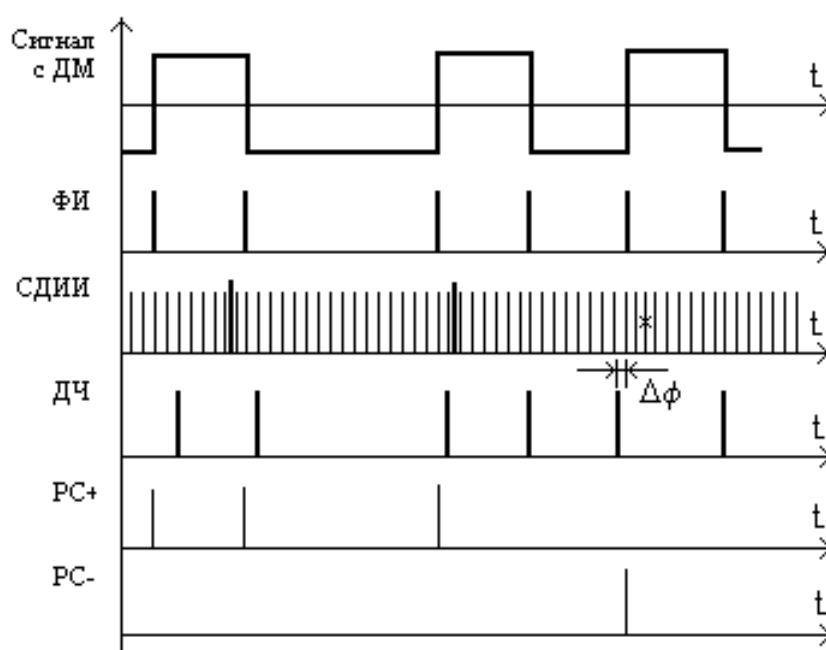


Рисунок 9.2 – Временные диаграммы процесса поэлементной синхронизации

Выделенная огибающая подается на схему УСДУ (рисунок 9.1). Для образования в ФИ коротких положительных импульсов, соответствующих фронтам прямоугольной последовательности сигналов данных, целесообразно использовать схему цифрового дифференциатора-выпрямителя.

К основным параметрам, характеризующим устройство синхронизации с дискретным управлением относятся:

- **Шаг коррекции  $\Delta\phi_k$**  – относительная величина смещения фазовых тактовых импульсов на выходе ДЧ при добавлении или исключении одного импульса  $\Delta\phi_k = \Delta t / \Delta\tau_0 = 1 / m_\phi$ .

▪ **Коррекционный эффект  $g_k$**  – коэффициент, характеризующий степень смещения фазы ТИ в зависимости от величины рассогласования фаз. Коэффициент  $g_k$  может принимать значение от 1 до  $r$ , при условии  $r_s \ll m_\delta$ .

▪ **Угол коррекции  $\varphi_k$**  – относительное смещение фазы ТИ при регистрации одного значащего момента  $\varphi_k = g_k \Delta\varphi_k$ .

▪ **Минимальный период корректирования  $t_{k \min}$**  – наименьшее время, в течение которого корректирование не производится, т. е. минимальный интервал между соседними корректирующими воздействиями. При передаче «точек» это время равно произведению емкости реверсивного счетчика  $S$  на длительность единичного элемента  $\tau_0$ , т.е.

$$t_{k \min} = S \tau_0 = S/B.$$

▪ **Максимальное расхождение фаз  $\Delta\varphi_\Gamma$** , обусловленное нестабильностью генераторов на передающей и приемной сторонах, численно определяемое как относительное смещение фазы ТИ за  $t_{k \min}$  при приеме «точек»:

$$\Delta\varphi_\Gamma = k_f t_{k \min} / \tau_0 = 2k_f S,$$

где  $k_f$  – коэффициент нестабильности опорного генератора в относительных единицах.

▪ **Погрешность (точность) синхронизации  $\varepsilon_c$**  – величина, характеризующая наибольшее отклонение фазы тактовых импульсов (синхросигналов) от их оптимального положения, которое с заданной вероятностью может произойти при работе УС. Погрешность синхронизации включает в себя статическую  $\varepsilon_{ст}$  и динамическую  $\varepsilon_{дин}$  составляющие, причем

$$\varepsilon_c = \varepsilon_{ст} + \varepsilon_{дин}.$$

▪ **Статическая погрешность  $\varepsilon_{ст}$**  представляет собой фазовое отклонение ТИ, выраженное в долях единичного элемента  $\tau_0$ , при приеме неискаженной по длительности последовательности цифровых сигналов. Величина  $\varepsilon_{ст}$  определяется параметрами УС-ДУ:  $\varepsilon_{ст} = \Delta\varphi_k + \Delta\varphi_\Gamma$ , где  $\Delta\varphi_k = 1/m_\delta$  – шаг коррекции;  $\Delta\varphi_\Gamma = 4k_f S$  – относительное смещение фазы синхроимпульсов из-за нестабильности генераторов на передающей и приемной сторонах. Отсюда

$$\varepsilon_{ст} = 1/m_\delta + 4k_f S.$$

▪ **Динамическая погрешность** характеризует фазовое отклонение синхроимпульсов, выраженное в долях  $\tau_0$ , вызванное искажениями по длительности единичных элементов (смещениями значащих моментов). Как правило, динамическая погрешность при достаточно большом коэффициенте деления делителя ( $m_\delta \geq 100$ ) подчинена нормальному закону распределения с дисперсией

$$\sigma_\varepsilon^2 = \sqrt{\pi/2} \delta_{кв} / (2Sm_\delta) = 0.628 \delta_{кв} / (Sm_\delta).$$

С вероятностью, близкой к единице, можно утверждать, что динамическая погрешность не превысит утроенного среднеквадратичного значения  $\sigma_\varepsilon$  (правило «трех сигм»), т. е.



$$\varepsilon_{\text{дин}} = 3\sigma_{\varepsilon} = 3\sqrt{0.628\delta_{\text{кв}}/(Sm_{\delta})}.$$

С учетом сказанного выражение для общей погрешности может быть представлено в виде

$$\varepsilon_{\text{ст}} = 1/m_{\delta} + 4k_f S + 3\sqrt{0.628\delta_{\text{кв}}/(Sm_{\delta})}.$$

▪ **Время синхронизации  $t_c$**  – время, время необходимое для корректирования первоначального расхождения фаз  $\Delta\varphi$  между ТИ и значащими моментами входящей информационной последовательности. Для УС с постоянным коррекционным эффектом  $t_c$  рассчитывается по формуле

$$t_c = S m_{\delta} \tau_0 = S m_{\delta} / B.$$

▪ **Время поддержания синхронизма  $t_{nc}$**  – время в течение которого фаза синхросигналов не выйдет за пределы допустимого рассогласования  $\varepsilon_{\text{доп}}$ :

$$t_{nc} = \varepsilon_{\text{доп}} / 2k_f B.$$

Характеристики приемного устройства в значительной степени зависят от погрешности синхронизации, в частности эффективная исправляющая способность приемника при краевых искажениях сигналов определяется в основном погрешностью УС, а именно:

$$\mu_{\text{эф}} = \mu_{\text{т}} - \varepsilon_{\text{с}} - \delta_{\text{пр}} = (\tau_0 - t_{\text{уп}}) / (2\tau_0) - \varepsilon_{\text{с}} - \delta_{\text{пр}},$$

где  $t_{\text{уп}}$  – длительность импульса регистрации;  $\mu_{\text{т}} = 0.5$  – теоретическая исправляющая способность. В современных приемниках  $t_{\text{уп}} \leq 0.005 \tau_0$ . Следовательно, можно с достаточной для практики точностью записать,

$$\mu_{\text{эф}} \approx 0.5 - \varepsilon_{\text{с}} - \delta_{\text{пр}}.$$

## 9.2. Цикловое фазирование в СПД

### 9.2.1. Общая характеристика

Для правильного декодирования сообщений в УЗО необходимо знать начало блока информации (цикла). При этом между распределителями передающей и приёмной сторон должно быть установлено такое фазовое соотношение, при котором первый передаваемый в канал связи бит направляется в первую ячейку приёмного буфера, второй – во вторую и т. д. Процесс принудительного установления необходимого фазового соотношения называется *фазированием по циклам* или групповым фазированием. Для осуществления циклового фазирования на приёмной стороне необходимо иметь сведения о фазе передающего распределителя. В отличие от элементарной синхронизации эти сведения следует посылать на приёмную часть АПД в начале передачи, либо в течение всего сеанса связи. Способы фазирования можно разделить на две группы:

- **Безмаркерные** (с одноразовым запуском), при которых во время передачи информационного сообщения фазирующие сигналы (*маркеры*) не передаются, а фазирование осуществляется за счёт выдачи в канал специальной фазирующей последовательности перед началом передачи сообщения и в паузах между поступлениями отдельных блоков информации;

- **Маркерные** (с непрерывной синхронизацией), при которых в течение всего сеанса связи по каналу совместно с информационными сигналами передаются специальные кодовые комбинации (маркеры), используемые для фазирования АПД по циклу.

В свою очередь маркерный способ фазирования подразделяется на синхронный и стартстопный. В первом – циклы фиксированной длины следует непрерывно друг за другом, в связи с чем их начало и конец в сфазированном приёмнике известны заранее.

При стартстопном способе цикл может начинаться в произвольный момент времени, а длина его – быть произвольной. В промежутках между выдачей блоков передающей и приёмный распределители находятся на «стопе». Запуск их происходит под действием команды «Старт», подаваемой перед блоком в канал. Команды «Старт» может быть представлена отдельным сигналом, либо кодовой комбинацией.

Для начального установления синфазного состояния распределителей на передающей и приёмной сторонах, а также для контроля за синфазностью переключения их в процессе передачи данных, в УЗО имеются специальные *устройства фазирования по циклам* (УФЦ). Независимо от способа фазирования любая схема УФЦ содержит блок ввода в передаваемую последовательность маркерной комбинации на передающей стороне и блок выделения этой комбинации в приёмнике. Схема устройства фазирования по циклам, входящая в приёмную часть АПД, изображена на рисунке 9.3. В её состав входят блок выделения маркерной комбинации (БМК), блок защиты схемы фазирования от помех (БЗФ), возникающих в канале связи, и блок установки приёмного распределителя (БУР) в синфазное состояние с распределителем передающей части УЗО. Данные, поступающие с выхода УПС под действием тактовых импульсов (ТИ), проходят через БМК, который фиксирует появление маркерного символа в приёмном сообщении и выдаёт соответствующий импульс на схему установки распределителя. БУР выполняет начальную установку непосредственно, либо путём воздействия на частоту следования тактовых импульсов, управляющих переключением распределителя, восстанавливая таким образом синфазность между передающим и приёмным распределителями.

Поиск синхронизирующей комбинации как для маркерных, так безмаркерных способов производится путём непрерывного анализа всей поступающей информации до тех пор, пока не обнаружится фазирующий признак, либо методом однократной проверки за каждый цикл в определённый момент группы единичных элементов, предлагаемых фазирующим символом. В первом случае УФЦ воздействует на приёмный распределитель только после обнаружения маркера и устанавливает этот распределитель в исходное состояние, а во втором – осуществляет дополнительный сдвиг распределителя на один шаг в сторону опережения или отставания после завершения каждого цикла. Если в первом варианте маркер обнаруживается за один цикл, то во втором случае – может потребоваться  $n_6$  циклов, где  $n_6$  – количество единичных элементов, передаваемых в блоке, т.е. время фазирования в системах с непрерывным анализом маркера меньше, чем в устройствах с однократной проверкой.

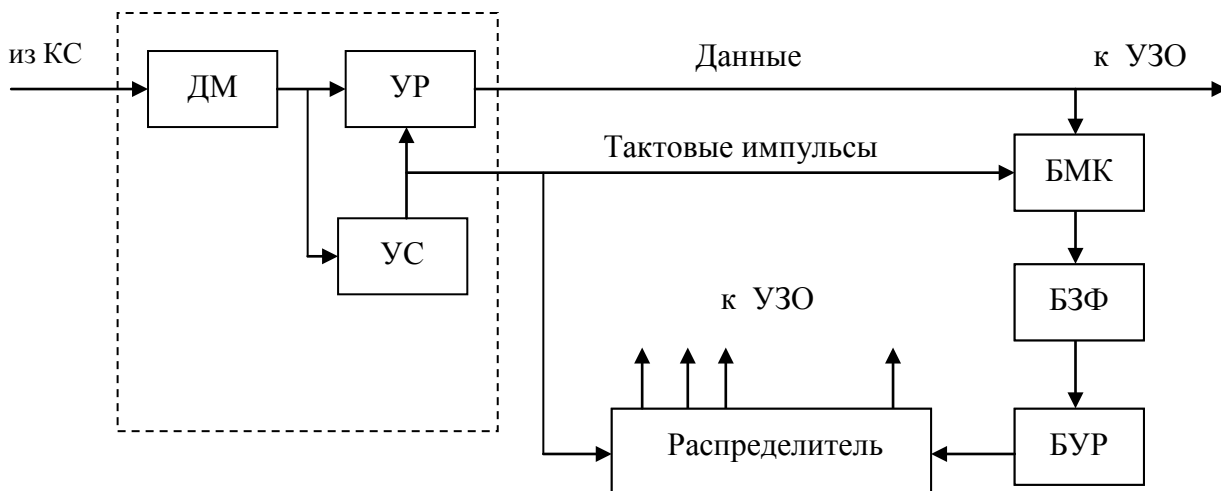


Рисунок 9.3 – Схема устройства фазирования по циклам

Основными параметрами УФЦ является время фазирования  $t_{\text{ф}}$ , вероятность ложного фазирования  $P_{\text{лф}}$ , то есть вероятность того, что искаженная фазирующая комбинация зафиксирована ошибочно, и вероятность пропуска  $P_{\text{пр}}$  синхросимвола. Устройства фазирования проектируется таким образом, чтобы минимизировать значения  $t_{\text{ф}}$ ,  $P_{\text{лф}}$  и  $P_{\text{пр}}$ . Вероятность ложного фазирования уменьшается при введении устройства защиты, включающего установку приёмного распределителя в нужное состояние только при условии регистрации маркерной комбинации несколько ( $v$ ) раз. Тогда вероятность ложного фазирования равна  $P_{\text{лф}v} = P_{\text{лф}1}^v$ , где  $P_{\text{лф}1}$  – вероятность ложного фазирования при приёме маркерной комбинации только один раз. Уменьшение вероятности пропуска маркера достигается выбором длины и структуры синхронизирующей комбинации.

### 9.2.2. Безмаркерные способы циклового фазирования

Упрощённая структурная схема УФЦ для реализации безмаркерного способа с передачей маркерной (пусковой) комбинации и непрерывным анализом информации показана на рисунках 9.4 и 9.5. В АПД с безмаркерным способом фазирования имеется два режима работы: «Фазирование» и «Данные». Формат блока в режиме фазирования изображен на рисунке 9.6б, а в режиме передачи данных – на рисунке 9.6а.

При передаче данных  $n_1$  разрядов выделяется для передачи номера блока,  $n_2$  – для информационного сообщения,  $n_3$  – для служебной (избыточной) информации. В режиме фазирования на месте номера блока передаётся признак синхроблока,  $n_2$  временных позиции используется для передачи сигналов с максимальным числом переходов из 0 в 1 – типа «точки» (1:1), которые используются для синхронизации УПС по единичным элементам. На месте избыточной информации располагается фазирующая комбинация – маркер длиной  $n_3$  разрядов. Такой формат синхроблока позволяет с минимальными схемотехническими затратами переключать АПД с режимами фазирования в режим данных.

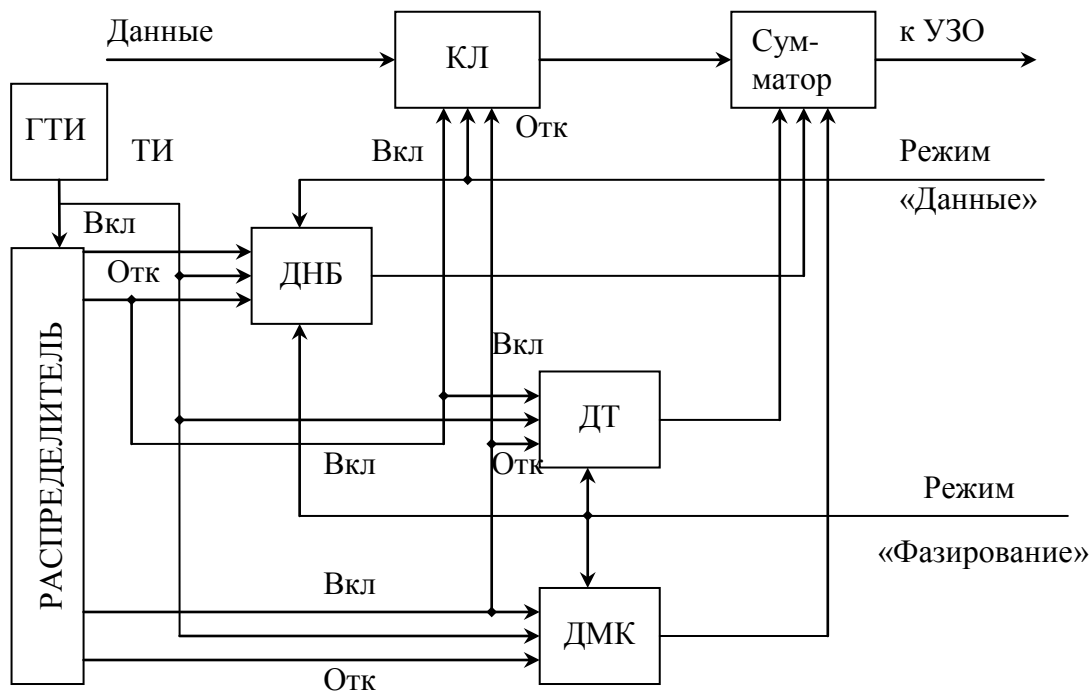


Рисунок 9.4 - Схема устройства фазирования по циклам передающей части

Устройство функционирует следующим образом. На передающей стороне (рисунок 9.4) распределитель переключается сигналами, поступающими с генератора тактовых импульсов ГТИ, которые используются также для тактирования всех блоков передатчика. В режиме «Фазирования» ключевая схема Кл закрыта, и информация от ООД-источника к УЗО и далее в канал связи не поступает. В активном состоянии находятся датчик маркерной комбинации и датчик «точек» ДТ, а в датчик номера блока ДНБ заносится признак синхроблока. В начале цикла импульс с первого выхода распределителя включает ДНБ, и комбинация признака фазирования под действием тактовых импульсов в течении  $n_1$  тактов выводится через элемент ИЛИ в канал. По окончании  $n_1$  – й временной позиции ДНБ отключается, и этим же импульсом включается датчик «точек» ДТ. В течение  $n_2$  тактовых импульсов в канал передается последовательность 1 и 0, после чего ДТ отключается, и включается датчик маркерной комбинации ДМК. После завершения цикла процесс повторяется и продолжается до тех пор, пока АПД находится в режиме фазирования. При односторонней передаче количество циклов фазирования определяется состоянием канала и формируется специальным счетчиком (на схеме не показан), а при дуплексной передаче АПД находится в состоянии фазирования до тех пор, пока по каналу обратной связи не поступит подтверждение о том, что приемный распределитель сфазировался.

На приемной стороне (рисунок 9.5) демодулированная последовательность с выхода УПС под действием тактовых импульсов ТИ продвигается через регистр маркерной комбинации РгМК, к выходу которого подключен дешифратор маркерной комбинации ДшМК. На каждом такте ТИ происходит опрос ДшМК, и при наличии на его входе фазы-

рующей комбинации, свидетельствующей об окончании цикла, на выходе дешифратора появляется единичный импульс, устанавливающий распределитель на начальное состояние.

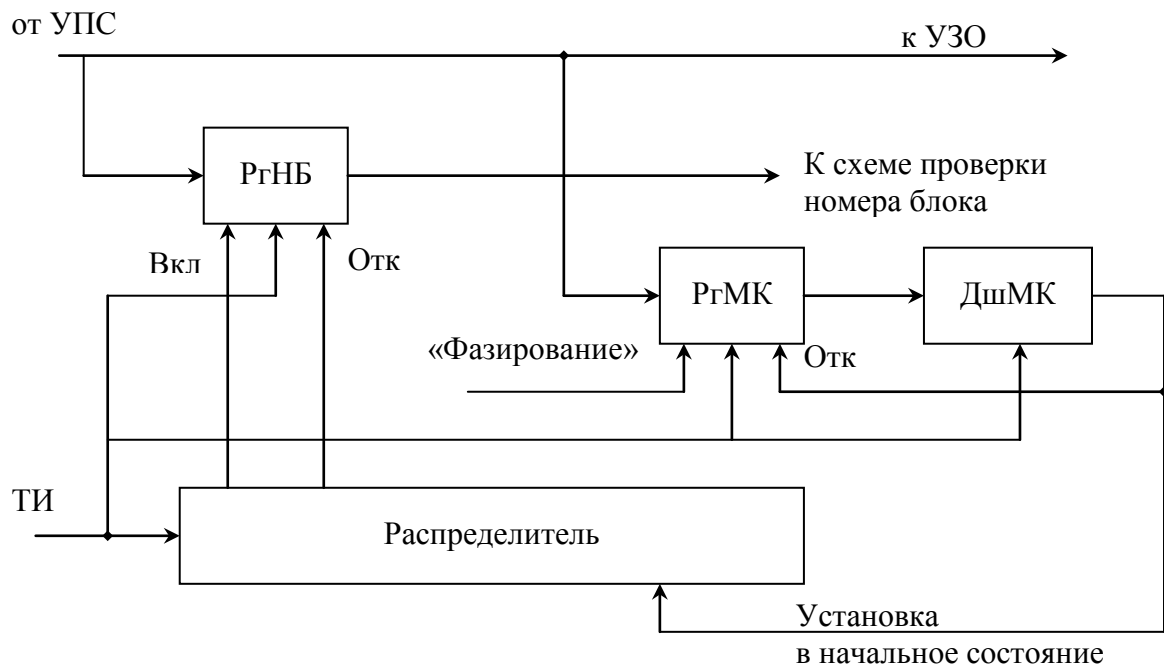


Рисунок 9.5 – Схема устройства фазирования по циклам приемной части

Срабатывание ДшМК может произойти под действием помех, в результате которых поступающая кодовая комбинация преобразуется в маркерную.



Рисунок 9.6 – Форматы блока в режимах: а) – передачи данных; б) - фазирования

Для предотвращения этого в устройство фазирования вводится блок защиты (рисунок 9.3), срабатывающий при обнаружении маркерной комбинации несколько раз подряд (обычно 2 – 4) на тех временных позициях, где ей надлежит быть. После обнаружения

маркера и установки распределителя приемник переключается в режим «Данные» и сообщает об этом по каналу обратной связи на передающую сторону.

Безмаркерный способ находит широкое применение в современной аппаратуре передачи данных и сетевых картах ПЭВМ благодаря малому времени асинхронизм, высокой пропускной способности за счёт исключения маркерных слов из текста сообщения во время передачи данных. Недостатком такого способа базирования является отсутствие постоянного контроля за синфазностью работы распределителей.

### 9.2.3. Маркерный способ фазирования

Один из вариантов реализации маркерного способа фазирования по циклам с однократной проверкой и пошаговым сдвигом распределителя за цикл изображен на рисунке 9.7. Структура передаваемого сообщения показана на рисунке 9.8.

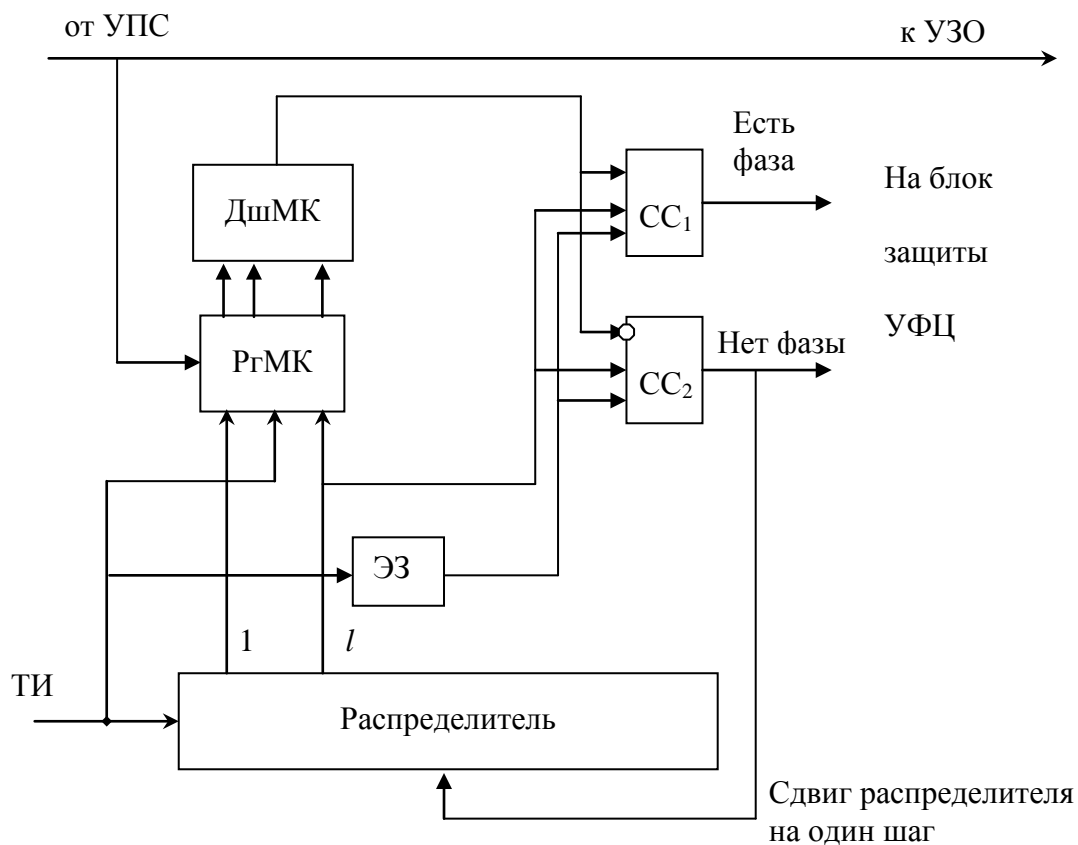


Рисунок 9.7 – Схема маркерного устройства фазирования по циклам

На первых  $l$  временных позициях передаётся  $l$  – разрядная маркерная комбинация. Для её приёма и хранения используется регистр РгМК, запись в который осуществляется импульсом с первого выхода распределителя, прекращается – по окончании  $l$ -го импульса, соответствующего  $l$ -й временной позиции, задаваемой приемным распределителем. Для обнаружения фазирующей последовательности используется дешифратор маркерной комбинации ДшМК, опрос которого производится по окончании времени приема марке-

ра импульсом, смещённым относительно ТИ. Импульсы опроса ДШМК формируются элементом задержки ЭЗ, осуществляющим сдвиг ТИ на время  $\tau_0/2$ . Если приёмный распределитель переключается не синфазно с передающим, то в момент  $l$ -го импульса в РГМК будет находиться произвольная кодовая комбинация, а на выходе ДШМК – нулевой уровень, приводящий к появлению на входе первой схемы совпадения СС<sub>1</sub> нулевого потенциала. Логический 0 с ДШМК из-за инверсии на входе схемы совпадения СС<sub>2</sub> подготавливает ее к выдаче сигнала «Нет фазы», который появляется в середине  $l$ -й временной позиции за счет импульса, поступающего с элемента задержки ЭЗ. Импульс с выхода СС<sub>2</sub> дополнительно смещает фазу приёмного распределителя на один шаг в сторону опережения. Подстройка фазы приёмного распределителя осуществляется до тех пор, пока в РГМК не окажется искомая маркерная комбинация. Тогда «1» с ДШМК запрещает формирование импульса подстройки фазы и пропускает ТИ через СС<sub>1</sub>, сигнализирующий о наличии синфазности переключения распределителей.

Сигналы «Есть фаза» и «Нет фазы» могут быть использованы в блоке защиты УФЦ от помех; дополнительный сдвиг распределителя блок защиты разрешает только в том случае, если маркерная комбинация не обнаружена несколько циклов подряд. Эти же импульсы используются для управления каналов обратной связи.

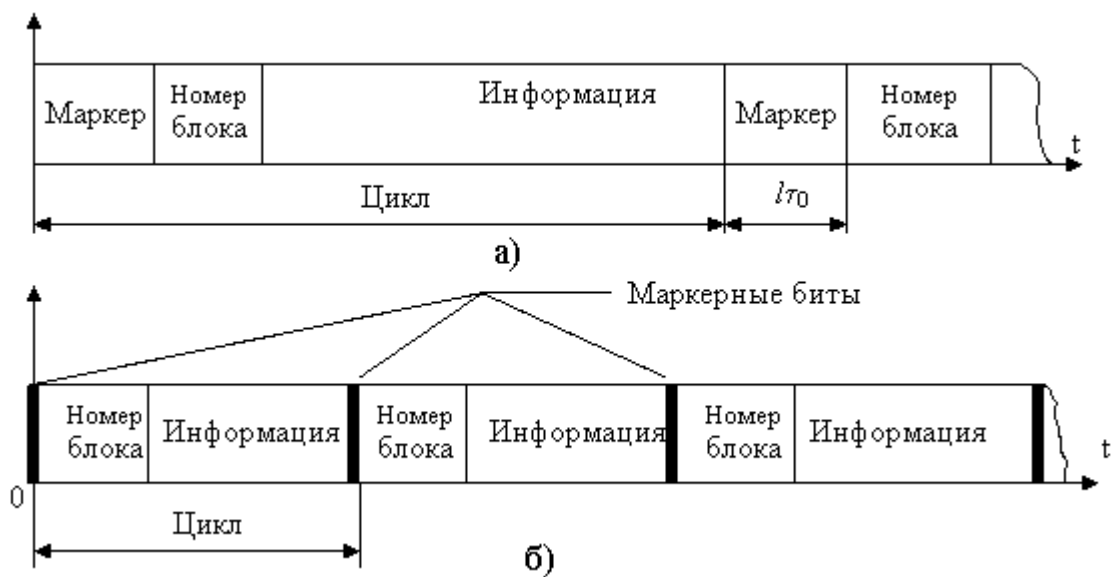


Рисунок 9.8 – Формат блоков при маркерном способе фазирования:

а) – с передачей всего маркера за цикл; б) – с побитной передачей

Преимущество маркерного способа является непрерывный контроль за синфазностью распределителей, а существенным недостатком – большее время вхождения в синхронизм.

В стартстопных системах передачи данных передающий и приемный распределители в паузах между передачей сообщений не переключаются (находятся на «стопе»). Перед передачей каждого символа передатчик формирует сигнал «Старт», который отличается от других сигналов временным признаком. Стартовый сигнал выделяется на прием-

ной стороне соответствующим различителем, который запускает приемный распределитель. Преимуществом стартстопных устройств является немедленное вхождение в фазу, произвольность момента начала передачи кодовых комбинаций, длина которых может быть переменной. Недостаток этого способа фазирования заключается в относительно высокой избыточности за счет передачи с каждой кодовой комбинацией трех бит (один стартовый и два стоповых), а также низкой помехоустойчивости передачи информации, так как искажение стартового и стопового элемента может привести к полному искажению принимаемого блока символов.



## 10. Архитектура модемов

## 10.1. Обобщенная структурная схема модема и взаимодействие его с цепями стыка

Обобщенная структурная схема модема с основными цепями стыка представлена на рисунке 10.1. Для подключения абонента к компьютерной сети ему могут быть предоставлены коммутируемый и некоммутируемый (выделенный) канал связи. Коммутируемый канал имеет двухпроводное окончание и соединяет абонента с ближайшей коммутационной станцией двухпроводной абонентской линией (АЛ), по которой сообщения могут передаваться в обоих направлениях.

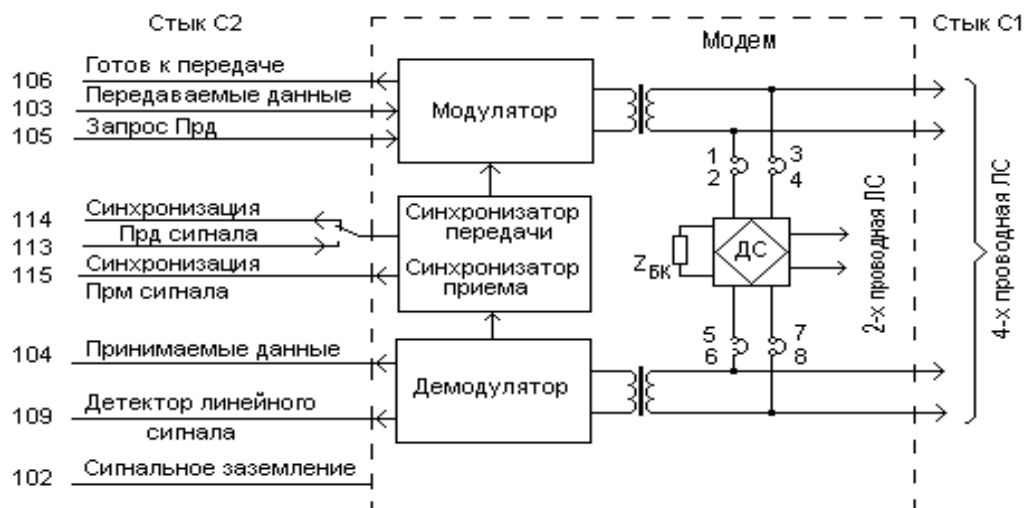


Рисунок 10.1 – Структурная схема модема с цепями стыка

Выделенные каналы оканчиваются в помещении абонента в виде 2-х или 4-х проводной линии. В этом случае связь модема с каналом ТЧ осуществляется 2-х или 4-х проводной соединительной линией (СЛ).

Модем, подключенный к 2-х проводной линии, передает или принимает данные по одной и той же паре проводов, а работающий с 4-х проводной линией передает сообщение по одной паре, а принимает по другой. Многие современные модемы могут работать с 2-х или 4-х проводным окончанием канала. Для этого в их состав включается дифференциальная система (ДС), обеспечивающая разделение направленной передачи, осуществляя переход с двухпроводного окончания на 4-х проводное. На рисунке 5.2.3 показана схема подключения линейной части такого УПС. При работе с 2-х проводным каналом точки 1-2, 3-4 и 5-6, 7-8 соединяются перемычками, которые удаляются при наличии 4-х проводного окончания.

Временные диаграммы обмена сигналами по цепям стыка С2 приведены на рисунке 10.2. Рассмотрим более подробно назначение основных цепей стыка и их взаимодействие с блоками модема. Включение цепи 105 "Запрос передачи" переводит модем из со-

стояния приема в режим передачи. Модулятор использует этот сигнал для разрешения выдачи аналогового сигнала передатчика (несущей) в линию.

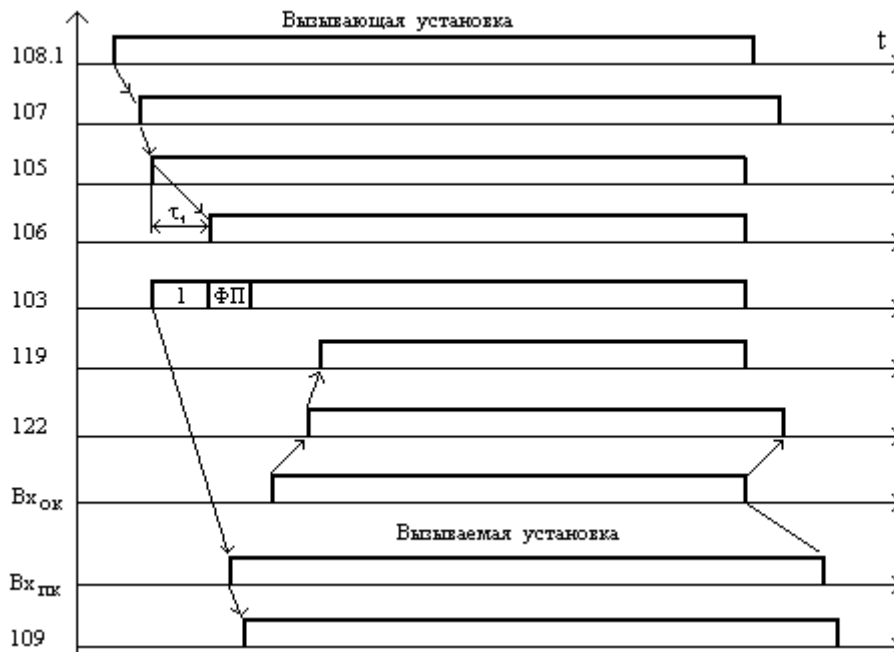


Рисунок 10.2 – Временные диаграммы работы модема на стыке С2

В схеме управления модемом сигнал "Включено", поступающий по цепи 105, проходит элемент задержки и формирует ответный сигнал в виде высокого положительного уровня в цепи 106 "Готов к передаче". Длительность задержки  $\tau_1$  включения цепи 106 определяется типом модема и находится в пределах от десятков до сотен миллисекунд. В течение промежутка времени между включением цепей 105 и 106 аналоговые сигналы поступают в линию связи. Структура этого сигнала зависит от типа модема и в большинстве случаев, как для асинхронных, так и для синхронных модемов состоит из сплошных логических единиц. В некоторых типах модемов применяются специальные синхронизирующие последовательности, используемые как для целей синхронизации, так и для настройки корректора частотных характеристик канала связи.

При обнаружении сигнала несущей частоты приемник на удаленной станции переводит состояние цепи 109 "Детектор принимаемого сигнала канала данных" из состояния "Выкл" (- 6 В) в положение "Вкл" (+6В). При этом между моментом обнаружения несущей и включением цепи 109 вносится задержка (аналогично имеется задержка на выключение цепи 109).

Во внутренней схеме демодулятора состояния цепи 109 используется в качестве разрешения выдачи потребителю по цепи 104 принимаемых данных. Задержка  $\tau_1$  включения сигнала обнаружения несущей и разрешения цепи приема данных обеспечивает защиту (при отсутствии несущей) от кратковременных выбросов помех в канале, которые могут вызвать появление ложных сигналов в цепи приема данных 104. В современных модемах задержка включения/выключения цепи 109 находится в пределах 10-30 мс.

**Синхронизация** передаваемых данных производится тактовыми сигналами синхронизации, вырабатываемыми модемом, либо импульсами, поступающими от конеч-

ного оборудования данных (ООД). Синхронизация принимаемых данных обеспечивается только синхроимпульсами, формируемыми в приемнике модема. Сигналы синхронизации передатчика модема вырабатываются независимым внутренним генератором, используемым также для управления модулятором синхронного модема, причем частота тактовых импульсов равна скорости модуляции. Тактовая частота определяет скорость передачи единичных элементов и точный момент каждого перехода от 1 к 0 или от 0 к 1 в потоке данных, поступающих от источника информации. ООД должно обеспечивать по цепи 103 выдачу сигнала данных, в которых переходы между единичными элементами сигнала происходят в то же время, что и переходы из состояния "Выкл" в состояние "Вкл" цепи 114 "Синхронизация элементов передаваемого сигнала". Если синхроимпульсы поступают от ООД по цепи 113, то смена состояний следует с одинаковой частотой, а переход из положения "Вкл" в состояние "Выкл" соответствует середине каждого бита данных, поступающих по цепи 103.

Цепь синхронизации принимаемых данных 115 используется для временного согласования последовательных данных в цепи 104. Во время приема демодулятор модема постоянно подстраивает свой тактовый генератор в соответствии с сигналом синхронизации передачи на другом конце линии. Схема автоматической подстройки частоты (АПЧ) тактовых импульсов выполняет эту операцию, извлекая информацию о тактовой частоте из принимаемых из канала связи модулированных сигналов. При длительных обрывах в линии может произойти рассинхронизация тактовых частот передачи и приема. Во избежание ошибок цепь 109 блокирует выход линии 104 при снижении уровня несущей ниже допустимого значения. Как только канал восстанавливается, схема АПЧ вновь настраивается на тактовую частоту передачи.

## 10.2. Особенности построения DSL-модемов

### 10.2.1. Общие требования к сигналам передачи данных по физической линии

В связи с тем, что полоса пропускания абонентской линии, соединяющей абонента с телефонной станцией, имеет ширину от сотен килогерц до нескольких мегагерц, то по этой линии можно передавать сигналы со скоростью несколько Мбит/с.

При передаче сигналов данных по физической абонентской линии (ФЛ) должны выполняться следующие условия:

- передаваемая по линии цифровая последовательность должна обеспечивать возможность выделения синхронизирующего сигнала в каждом линейном регенераторе и на приемной стороне;
- обеспечиваться возможность постоянного контроля верности передачи информации в линейном тракте без перерыва связи;
- в энергетическом спектре линейного сигнала не должна содержаться постоянная составляющая, а низкочастотные составляющие должны быть незначительными. Это позволяет осуществлять дистанционное питание линейных регенераторов по физическим линиям, используемым для передачи линейного сигнала, а также снизить межсимвольные помехи в регенераторе, возникающие из-за подавления низкочастотных составляющих.

щих в спектре сигнала данных.

- спектр линейного сигнала должен быть компактным и с низким уровнем высокочастотных составляющих. Сокращение полосы частот позволяет увеличить длину участка регенерации, а ослабление высокочастотных составляющих снижает переходные влияния между цепями кабеля;

- должна обеспечиваться возможность безошибочной передачи произвольного числа следующих подряд друг за другом импульсов или пробелов.

Для получения ансамбля линейных сигналов, удовлетворяющих вышеизложенным требованиям, осуществляют преобразования входной последовательности данных по определенным правилам. Эта процедура называется **линейным кодированием**.

Суть технологии xDSL состоит в том, чтобы использовать физические линии телефонной сети для передачи цифровых сигналов, обходя при этом "узкое горлышко" - оборудование линейного тракта ТФОП. Технология DSL (*Digital Subscibe Line* – цифровая абонентская линия) обеспечивает высокоскоростные сетевые соединения по обычным местным телефонным линиям путем использования для передачи данных импульсов постоянного тока или специальных методов модуляции сигналов данных. Достигаемые при этом скорость и верность передачи ранее были доступны лишь на волоконно-оптических линиях связи.

### 10.2.2. Простые сигналы для передачи данных по физическим линиям

Если между передающей и принимающей станциями проложена кабельная (физическая) линия и имеется гальваническая связь между передатчиком и приемником, то данные можно передавать однополярными или двуполярными импульсами постоянного тока прямоугольной или иной формы. Применение разнополярных (*биполярных*) импульсов является предпочтительнее в связи с более высокой помехоустойчивостью разнополярных сигналов. Разнополярные сигналы называют еще сигналами без возврата к нулю - **NRZ**-сигналы (*Non Return to Zero*), т.к. на протяжении длительности тактового интервала не происходит перехода (возврата) сигнала к нулю. Вид сигналов показан на диаграмме (рисунок 10.10,а).

Метод NRZ прост в реализации, обладает высокой помехоустойчивостью, однако выделить из NRZ-последовательности тактовые импульсы при определенных условиях затруднительно. Так при передаче длинной последовательности нулей или единиц сигнал в линии не изменяется, в связи с чем устройство синхронизации по единичным элементам приемника лишено возможности определить по входной последовательности моменты смены посылок и подстроить под них фазу тактовых импульсов собственного генератора.

Другим серьезным недостатком сигналов NRZ является наличие постоянной составляющей, которая приближается к нулю только при передаче длинных последовательностей типа "точки". В результате сигналы NRZ в чистом виде в современных системах связи практически не применяются. Однако используются его различные модификации, которые формируются путем линейного кодирования.

На практике чаще находит применение способ передачи без возврата к нулю с инвертированием предыдущей посылки при передаче очередной единицы данных **NRZI**

(*Non Return to Zero with ones Inverted*). При поступлении на вход передатчика логического нуля в линию выдается сигнал, равный предыдущей посылке. При таком способе в случае наличия во входном потоке длинных единичных последовательностей на выходе передатчика происходит постоянное изменение полярности сигналов (рисунок 10.10,б). Способ NRZI улучшает условия синхронизации приемника и уменьшает постоянную составляющую сигнала. Поскольку код NRZI незащищен от долгих последовательностей "нулей", то это может привести к сбоям синхронизации. Поэтому перед передачей, заданную последовательность битов рекомендуется предварительно скремблировать.

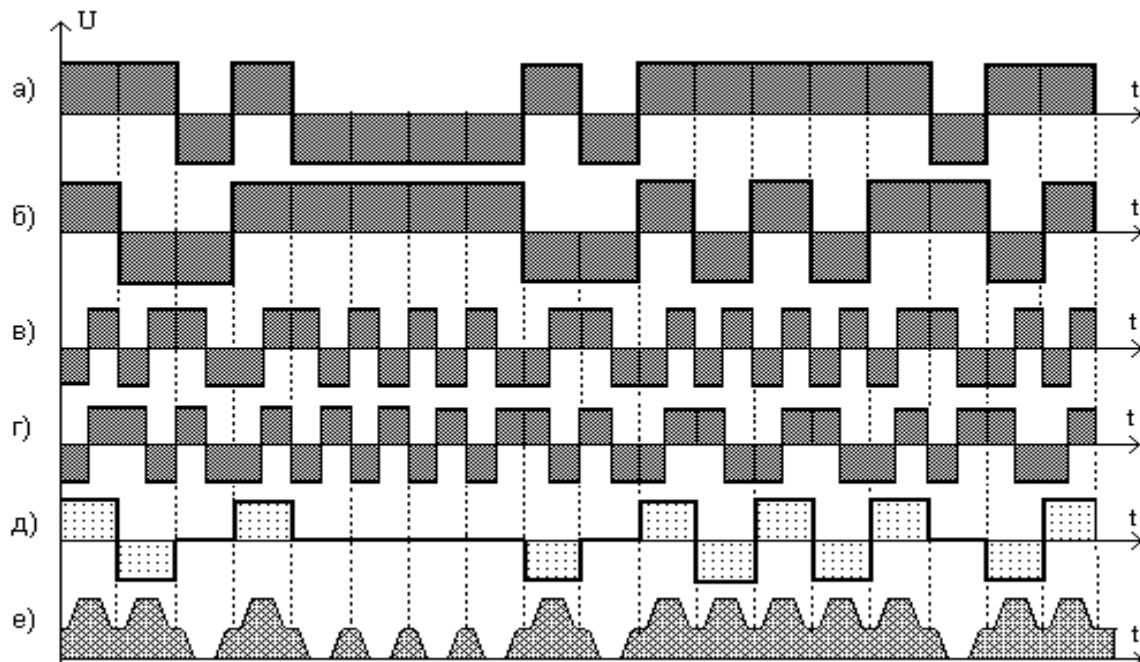


Рисунок 10.10 – Виды сигналов для передачи данных по физическим линиям:  
а) биполярные импульсы (NRZ); б) без возврата к нулю с инверсией при единице (NRZI); в) манчестерский код; г) дифференциальный манчестерский код;  
д) AMI-сигналы; е) квазитроичные сигналы для оптических линий

Следует заметить, что для передачи сигналов по оптическим линиям используются обычные двоичные сигналы ("1" - есть свет, "0" – нет). Ширина полосы пропускания оптоволоконных линий настолько широка, что можно без опасения расширять спектр оптического сигнала путем введения дополнительных битов, обеспечивающих тактирование передаваемых сигналов и требуемую избыточность для исправления ошибок.

Весьма широко для передачи данных по ФЛ применяют **манчестерское** кодирование. При этом способе логические "0" и "1" передаются на протяжении единичного интервала двумя разнополярными импульсами. Смена полярности происходит в середине единичного интервала сигнала данных. Направление перехода определяет передаваемое двоичное значение информационного сигнала. Так передача "1" производится биимпульсом 01, а передача "0" – 10 (рисунок 2.3.3,в). Очевидно, что не зависимо от длины последовательностей "0" или "1" в линии всегда имеет место смена полярности линейного сигнала. Недостатком такого метода является расширение спектра сигнала за счет уменьшения длительности передаваемых импульсов. А это приводит к увеличению зату-

хания сигнала и соответственно уменьшения дальности передачи, а также к увеличению переходных помех в кабеле.

Другим вариантом передачи кодовых элементов биимпульсами является дифференциальное манчестерское кодирование (рисунок 10.10,г). Суть преобразования сигналов аналогична способу NRZI, т.е. "0" кодируется биимпульсом, совпадающим с предыдущим, а при "1" сигнал меняется на инверсный. Синхронизирующие свойства этого кода такие же как и у обычного манчестерского кодирования, однако, помехоустойчивость, как и у всех дифференциальных способов, выше.

Одной из модификаций метода NRZ является метод биполярного кодирования с альтернативной инверсией единицы, так называемый **АМІ**-метод (*Alternative Mark Inversion*). Получаемый линейный код является *квазитроичным*, т.к. для передачи сигнала единицы (англ. *Mark*) используется положительный либо отрицательный импульс, а для передачи нуля (англ. *Space*) – нулевой потенциал. При этом полярность каждой новой единицы противоположна полярности предыдущей (рисунок 10.10,д). Постоянная составляющая в АМІ-сигнале несколько уменьшена и частично решается проблема выделения тактовых сигналов при длительных последовательностях единиц. Однако при длинных последовательностях нулей устройство тактовой синхронизации приемника АМІ-сигналов не имеет возможности выделять тактовые импульсы на основании передаваемого сигнала.

На рисунке 10.10,е изображены квазитроичные сигналы для передачи по оптическим линиям. При отсутствии передачи в линии устанавливается уровень, равный половине максимального. При передаче логической единицы уровень света становится максимальным, а при передаче логического нуля - свет в линии отсутствует. Для улучшения синхронизационных свойств на каждом единичном интервале осуществляется возврат к половинному значению уровня света.

### 10.2.3. Сигналы с улучшенными синхронизирующими свойствами

Для улучшения процедуры формирования на приемной стороне тактовых импульсов на основе входных информационных сигналов разработаны линейные коды вида CHDB (*Compatible High Density Binary*). После следования  $n$  периодов значения "0" они обеспечивают обязательную смену полярности сигнала. Так код CHDB3 (обычно называемый просто **HDB3**) предполагает, что после трех "0" в линию связи обязательно передается импульс. Для того чтобы на приемной стороне он не был воспринят как единица, применяется *нарушение* правила перехода, которое требует обязательного чередования положительных и отрицательных импульсов. Поэтому при кодировании по методу HDB3 после трех значений "0" передается импульс того же знака (так называемый V-импульс), что и у последнего импульса, представлявшего значение "1" (рисунок 10.11).

Однако в связи с введением дополнительного импульса в линии возникает постоянная составляющая. Чтобы обеспечить смену полярностей следующих друг за другом дополнительно вводимых импульсов, производится замена первого нуля группы четырех "0" так называемым В-битом, полярность которого противоположна полярности предшествующего линейного импульса. Приемник декодирует группу B00V как четыре нулевых элемента. В линии связи группа B00V чередуется с последовательностью 000V. На ри-

сунке 10.11 для сравнения показана также последовательность АМІ-сигналов.

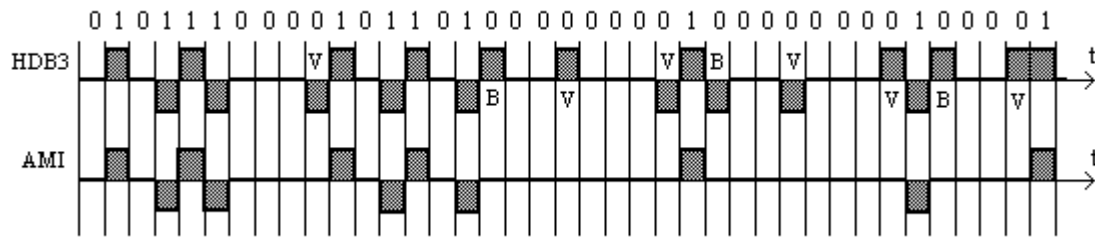


Рисунок 10.11 – Формирование цифровых сигналов с повышенной частотой изменения позиций

Любая одиночная ошибка при использовании HDB3-сигналов либо создает новое нарушение чередование полярностей, либо уничтожает ранее введенное нарушение закона чередования полярностей. В том и другом случае возникает некомпенсированное нарушение полярностей сигнальных импульсов, что сравнительно просто обнаруживается устройствами контроля на приемной стороне.

В цифровых системах передачи данных широко используются методы линейного кодирования, которые обозначаются в общем виде **xByB**, **xByT** или **xByQ**. Их суть состоит в том, что группа, состоящая из *x* битов (B-binary) заменяется группой *y* троичных (T-ternary), четверичных (Q –quaternary) или двоичных (B) элементов.

Так, например, в локальных компьютерных сетях Fast-Ethernet 100BASE-FX и сетях FDDI применяется преобразование кодов вида 4B/5B. При таком кодировании из 32-х возможных двоичных комбинаций выбираются только 16, в которых имеется максимально возможное число смены позиций двоичных элементов. Этим достигается более равномерное распределение спектральных составляющих сигнала, а также обеспечивается высокая частота смены позиций сигнала, что облегчает процесс тактовой синхронизации.

В коде **4B3T** производится замена четырех бит двоичной последовательности комбинацией, состоящей из трех троичных (*тернарных*) элементов (+, 0 и -). В этом коде для передачи 16 двоичных комбинаций может быть использовано  $3^3 = 27$  комбинаций из трех троичных символов. Повышение избыточности применяется для защиты от ошибок и улучшения условий синхронизации. Скорость манипуляции в линии уменьшается при этом на 25%, соответственно снижается затухание сигнала в линии связи, которое пропорционально корню квадратному из частоты передачи сигналов.

Комбинация вида 000 используется для передачи синхронизирующей информации в линейном сигнале. Из оставшихся 26 комбинаций шесть имеют цифровую сумму, равную 0, десять комбинаций имеют положительную сумму (от +1 до +3) и десять – отрицательную сумму (от -1 до -3).

Чтобы достичь минимально возможной частоты передачи (помните, что  $F_{\Pi} = 1/\alpha\tau_0 = B/\alpha$ ; здесь  $\alpha$  –скважность, B-скорость манипуляции) и предельно уменьшить постоянную составляющую, в передаваемой последовательности сигналов для кодирования и декодирования используется не одна, а четыре кодовых таблицы, которые переключаются в зависимости от предыстории передачи. Каждой из таблиц приписывается определенный статус: S1 ... S4.

После получения от источника очередной 4-битовой комбинации осуществляется

передача в линию тройки трехпозиционных элементов соответствующей этой комбинации и текущему статусу таблицы. Затем происходит переключение таблицы в другой статус. Переход в другой статус  $S_{i+1}$  зависит от предыдущего статуса  $S_i$  и текущей цифровой суммы троичной группы. Так, например, если предыдущий статус был  $S_1$  и текущая цифровая сумма последовательности равна нулю, то переключение таблицы не происходит; при текущей сумме +1 происходит переключение в  $S_2$ ; при сумме +2 – в  $S_3$  и при сумме +3 кодер переключается на таблицу со статусом  $S_4$ . Аналогично происходит переключение таблиц и на приемной стороне.

**Способ MLT-3** (*Multi Level Transmission –3*) также относится к линейному кодированию типа xByT. Он похож на NRZ, но в отличие от него имеет три значения сигнала. Единице соответствует переход с одного уровня сигнала на другой, причем изменение уровня сигнала происходит последовательно с учетом предыдущего перехода. При передаче “нуля” сигнал не меняется. Он применяется, например, в локальных сетях 100BASE-TX для передачи сигналов 5-битовых комбинаций кода 4B/5B.

Для повышения дальности передачи сигналов по физическим линиям необходимо выбирать сигналы с меньшей шириной спектра. В современных компьютерных сетях с этой целью применяется линейное кодирование вида **2B1Q**, в котором двум бинарным элементам соответствует один четверичный сигнал, принимающий один из четырех возможных уровней напряжения: +1, -1, +3 и -3. Этот код позволяет в два раза снизить скорость манипуляции сигналами и тем самым увеличить дальность передачи без промежуточной ретрансляции примерно в 1,5 раза.

В компьютерных сетях Fast-Ethernet 100BASE-T2 и Gigabit-Ethernet 1000BASE-T реализована 5-ти уровневая амплитудно-импульсная модуляция (**PAM-5**) в которой используются пять значений состояний (-2, -1, 0, +1, +2). При этом уровням +2/-2 соответствует напряжение +1/-1 В, а уровням +1/-1 — напряжение +0,5/-0,5 В. Каждое состояние соответствует одной из двухбитовых комбинаций. Пятое значение уровня применяется для обнаружения ошибок.

#### 10.2.4. Архитектура ADSL-модема

Принципы построения модемов с xDSL рассмотрим на примере построения модема ADSL, регламентируемого рекомендацией ITU G.992.1. Особенностью построения модема ADSL является то, что наряду с асимметричной скоростью передачи (к абоненту – до 6,144 Мбит/с и от абонента – до 640 кбит/с), в нем используется способ многоканальной передачи с ортогональным разделением сигналов OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). В качестве ортогональных сигналов применяются гармонические функции

$$\text{Sink}\omega_0 t \text{ и } \text{Cos } k\omega_0 t \text{ при } k=1, 2, \dots, N; \text{ и } 0 < t < T; \omega_0 = 2\pi F_0, \quad (10.1)$$

ортогональные на интервале  $\tau_0 = 1/F_0$ .

Длительность тактового интервала  $T_{\text{ти}}$  выбирается несколько большей, чем интервал ортогональности  $\tau_0$ . Их разность составляет защитный временной интервал  $\tau_3$ , между последовательно передаваемыми единичными элементами группового сигнала, вводимом



го для повышения защищенности OFDM от интерференционных помех. Система ортогональных сигналов (10.1) имеет существенное преимущество по сравнению с другими: во-первых, высокая концентрация энергии  $k$ -го сигнала в области частот

$$(k - 1)\omega_0 < \omega < (k + 1)\omega_0$$

и быстрое убывание энергии вне этого диапазона и, во-вторых, существование эффективных методов реализации алгоритмов их модуляции и демодуляции.

Каждая из пар сигналов (10.1) образует двухмерную систему координат. Независимая модуляция каждой из ортогональных составляющих передаваемыми информационными сигналами реализует соответствующее КАМ - созвездие (КАМ - *квадратурная амплитудная модуляция*). На передающей стороне  $n$  пар несущих ( $0 < n < N - 1$ ) одновременно и независимо модулируются передаваемыми на  $i$ -м тактовом интервале информационными сигналами. Модулированные сигналы суммируются, порождая групповой сигнал  $S_{gp}$ , который на  $i$ -м тактовом интервале описывается выражением

$$S_{gp}(t - iT) = \sum_{k=0}^{N-1} A_{ki} \cos k\omega_0(t - iT) + B_{ki} \sin k\omega_0(t - iT). \quad (10.2)$$

Значения амплитуд  $A_{kj}$  и  $B_{ki}$  определяются передаваемой информацией. Количество несущих задается адаптивно, в зависимости от скорости и направления (вверх либо вниз) передачи и характеристик канала. Демодуляция группового сигнала (10.2) выполняется вычислением коэффициентов корреляции принимаемого колебания с опорными сигналами (10.1). При цифровой реализации ADSL-модемов операции модуляции (10.2) и демодуляции выполняются методами быстрого дискретного преобразования Фурье (ДПФ).

Существует два исполнения модема: стационарное и абонентское. Структурная схема алгоритмов преобразования сигналов в передатчике стационарного модема ADSL (ATU-C) изображена на рисунке 10.12.

Функционально передатчик ATU-C и передатчик абонентского модема ATU-R реализуются по одним и тем же алгоритмам. Существующие между ними незначительные различия обусловлены разными скоростями передачи "вниз" и "вверх", различным числом используемых несущих сигналов, а также режимом работы "ведущий" — "ведомый".

Рассмотрим назначение блоков передатчика, а также содержание выполняемых алгоритмов. Так как принятый вид многочастотной модуляции DMT вносит значительные задержки в передачу сигналов (определяются длительностью тактового интервала и нормируются), то Рекомендацией G.992.1 предусмотрены специальные меры по ограничению задержки сигналов, вносимой ADSL-системой. С этой целью передаваемые данные разбиваются в передатчике на два потока — один обрабатывается в так называемом быстром буфере, а второй — в перестановочном. Соответствующие биты данных, обрабатываемые в быстром или перестановочном буфере, также называются быстрыми или перестановочными. Для выполнения требований по задержке быстрые и перестановочные данные обрабатываются по-разному: для быстрых данных длина блока кодирования меньше, отсутствует операция сверточной перестановки данных. Нормативная задержка быстрых данных составляет до 2 мс, а перестановочных — до 20 мс.

Блок мультиплексирования объединяет до четырех симплексных каналов (AS0 — AS3) с суммарной скоростью передачи до 6,144 Мбит/с и до трех дуплексных каналов

(LS0—LS2) с суммарной скоростью до 640 кбит/с, синхронизированных тактовой частотой 4 кГц, а также сигналами управления, администрирования и эксплуатации в два отдельных потока данных: *быстрый* и *перестановочный*. Каждый из потоков подвергается независимому кодированию циклическим кодом с образующим полиномом седьмой степени. Остаток от деления передается на противоположную сторону и служит для обнаружения ошибок при декодировании принятого сигнала. Циклическое кодирование является внутренней функцией ADSL-модема, которое введено для оценки качества образуемого канала передачи (оценки вероятности ошибки при передаче информации).

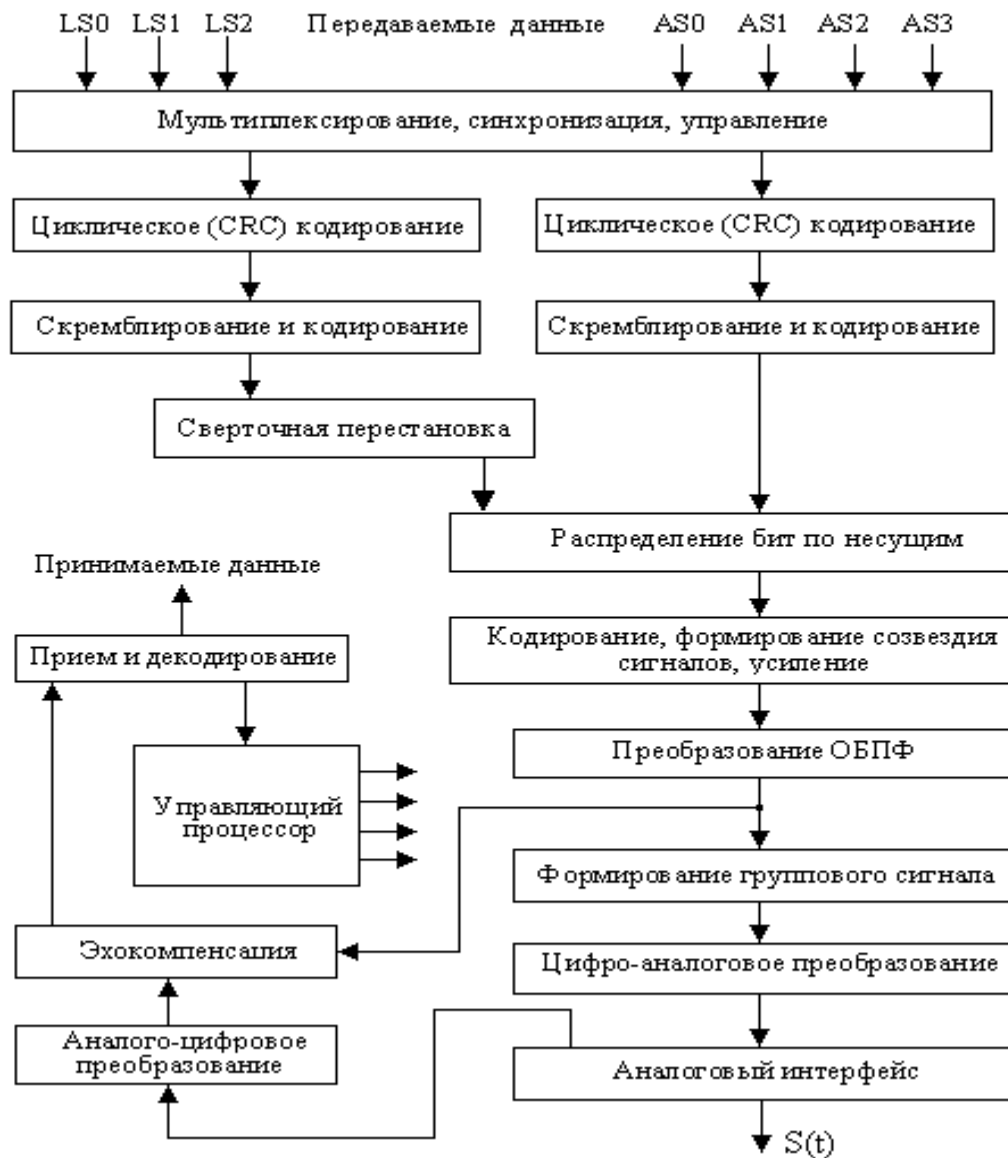


Рисунок 10.12 – Структурная схема передающей части ADSL-модема

Затем быстрые и перестановочные кодированные данные независимо скремблируются с целью придания передаваемым сигналам свойств статистической независимости. Далее быстрые и перестановочные данные кодируются кодом Риды—Соломона, одним из наиболее эффективных линейных кодов, корректирующих ошибки. Кодированию под-

вергаются не биты, а байты. Используемые параметры кода позволяют исправлять до 64 одиночных ошибок в блоке максимального размера 119 000 бит (минимальный блок составляет 530 бит).

После этого, с целью декорреляции порождаемых при передаче ошибок, данные только перестановочного потока подвергаются специальной операции сверточной перестановки. По определенному закону на передаче изменяется порядок следования данных, а на приеме - восстанавливается изначальный порядок следования. В случае появления пакета ошибок в принятой последовательности, в результате обратной сверточной перестановки ошибки распределяются равномерно по последовательности и характеризуются как одиночные. Эта процедура повышает эффективность коррекции ошибок линейным кодом.

Результирующие последовательности данных быстрого и перестановочного буферов объединяются в кадр, передаваемый в течение длительности единичного элемента группового сигнала ADSL, равной 17/69 мс. Общее число бит в кадре, распределение их между быстрым и перестановочным буферами изменяются в соответствии с условиями передачи. Двоичные данные передаваемого кадра распределяются по несущим (каналам) передатчика, определяя значения амплитуд  $A_{ki}$  и  $B_{kj}$  в соответствии с (5.2.2). При этом адаптивно задается не только вид созвездия КАМ (число бит по каждой координате), но и коэффициент усиления в каждом канале.

Значение коэффициента усиления и вид созвездия в приемнике определяются в процессе тестирования канала, осуществляемого на этапе инициализации модема. При инициализации передатчик стационарного модема передает по всем каналам немодулированные несущие. Приемник удаленной станции, принимая эти сигналы, измеряет их уровень, с помощью специальных алгоритмов вычисляет коэффициент усиления и вид сигнального созвездия для каждого канала и отправляет эту информацию на передающую сторону. В результате число бит передаваемой информации распределяется так, что скорость передачи данных по каналу связи максимизируется. Если какой-либо канал не может быть использован для передачи данных, он выключается. Энергия и количество передаваемых бит для различных каналов перераспределяются в зависимости от отношения сигнал/шум в рабочей части полосы частот.

Максимальное число несущих, которое может быть использовано для передачи "вниз", равно 255, "вверх" — 31. Практически число используемых несущих при фильтровом способе разделения сигналов встречных направлений передачи для модема ATU-C достигает порядка 200. Несущие с номерами 64 и 16 (276 и 69 кГц) рекомендованы в качестве пилот-сигналов для передачи синхронизирующей информации соответственно "вниз" и "вверх". Для повышения помехозащищенности ADSL-модема рекомендуется использовать решетчатый код с шестнадцатью состояниями.

В результате на выходе кодирующего устройства формируется дискретный комплексный вектор размерностью 256, который преобразуется процессором обратного ДПФ (ОДПФ) в отрезок дискретного группового сигнала, содержащий 512 отсчетов. В блоке формирования группового сигнала полученная последовательность отсчетов сигнала дополняется первыми 32-мя отсчетами, соответствующими периодическому продолжению группового сигнала на защитный интервал. Дополненный групповой сигнал последовательно считывается из буфера с тактовой частотой 2,208 МГц и преобразуется в аналоговую форму посредством ЦАП. Аналоговый интерфейс обеспечивает фильтрацию сигнала и согласование с линией связи. В соответствии с Ре-

комендацией ITU разделение сигналов встречных направлений передачи может осуществляться либо с помощью фильтров, либо эхокомпенсатором. Структурная схема приемной части модема изображена на рисунке 10.13.

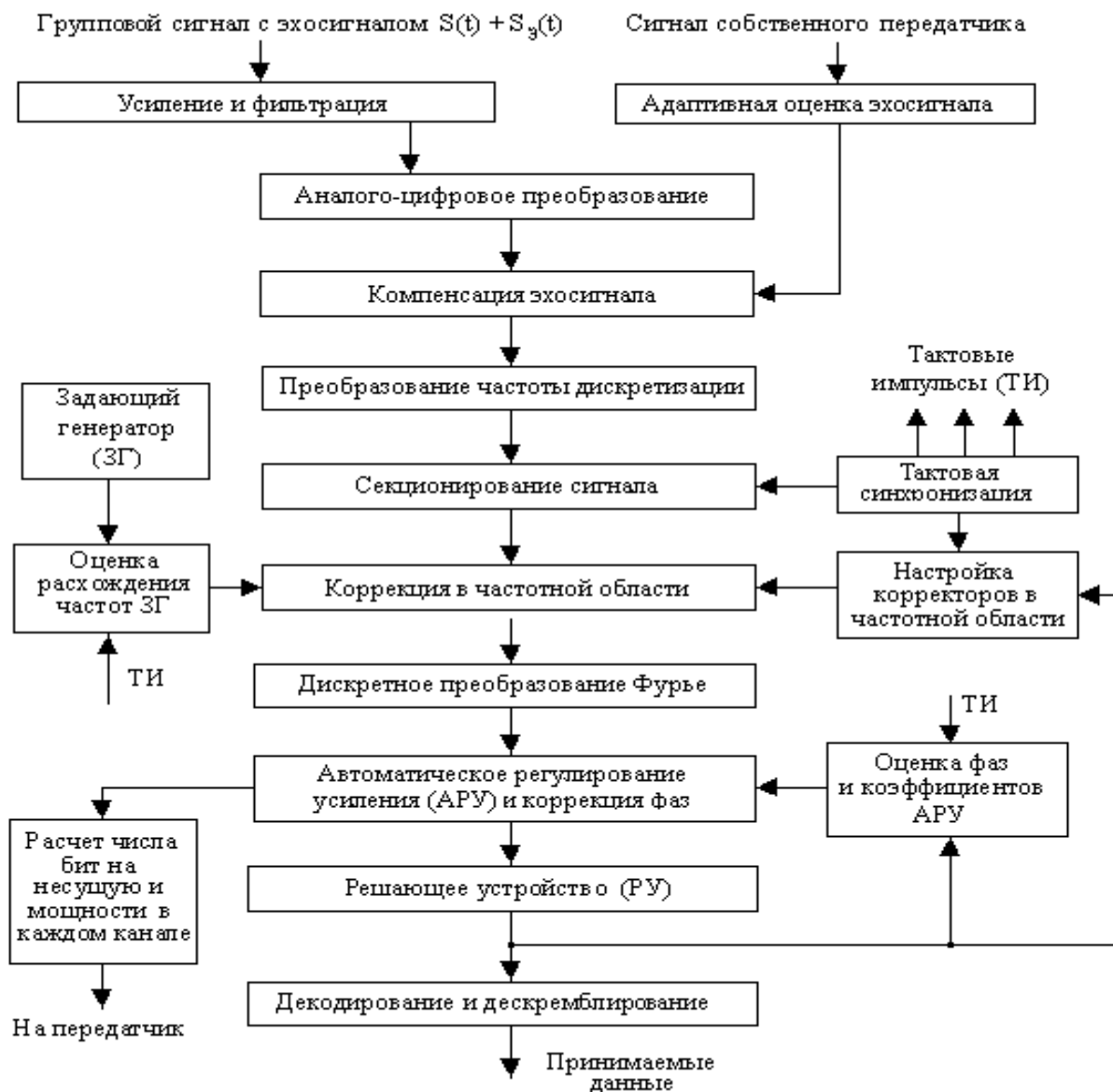


Рисунок 10.13 - Структурная схема приемной части ADSL-модема

На вход приемника поступает сумма аналогового сигнала  $S(t)$  передатчика удаленной станции и эхо-сигнала  $S_e(t)$  собственного передатчика. Эта смесь предварительно усиливается, фильтруется и преобразуется в цифровую форму в блоке АЦП. Фильтрация призвана ограничить полосу частот принимаемого группового сигнала ADSL диапазоном 26...1104 кГц с целью подавления помех от сигналов аналогового телефонного аппарата и высокочастотных помех вне рабочего диапазона частот. Коэффициент усиления этой цепи близок к единице. Аналого-цифровой преобразователь имеет не менее разрядов 12, что определяется необходимым динамическим диапазоном преобразования, обусловленным требованиями эхокомпенсации.

Эхокомпенсатор (ЭК) представляет собой адаптивный фильтр, включаемый между выходом передатчика и входом приемника ЦСП параллельно дифсистеме, разделяющей входные и выходные системы ЦСП. Коэффициенты фильтра адаптируются таким образом, чтобы его частотная характеристика повторяла передаточную функцию цепи, по которой сигнал передатчика поступает на вход своего приемника. В результате на входы вычитающего устройства эхокомпенсатора поступают близкие по форме сигналы с выхода фильтра и дифсистемы, которые вычитаются. Одно из требований, выдвигаемых системой ЭК, заключается в равенстве частот дискретизации сигналов передатчика и приемника каждого из модемов до момента компенсации эхосигнала. Условием же оптимального приема является когерентность принимаемых и опорных сигналов.

На вход корректора поступает дискретизированный сигнал  $S(qT)$ ,  $q = 0, 1, 2, \dots$ , представляющий собой групповой сигнал ADSL, прошедший через канал связи. Реализация корректора в частотной области предполагает выполнение операций разбиения входной дискретной последовательности на секции длительности  $L$  отсчетов (блок секционирования), вычисление спектра полученных отрезков сигнала, умножение его на передаточную функцию корректора канала, выполнение обратного ДПФ и "сшивание" полученных отрезков сигнала.

Для первоначальной настройки корректора передается настроечный (известный на приеме) сигнал. Настроечная последовательность используется для адаптации параметров корректора канала.

Методы коррекции линейных искажений АЧХ и ФЧХ канала связи в ADSL не гарантируют идеальность частотных характеристик в пределах полосы частот каждого индивидуального канала системы передачи. Это приводит к тому, что демодулированные сигналы отличаются от сигналов, сформированных передатчиком, как по амплитуде, так и по фазе. Для устранения этой неопределенности, вносимой каналом связи, с целью реализации оптимального приема в каждом канале ADSL по специальным алгоритмам оцениваются отклонения коэффициента усиления и фазы, а затем они компенсируются. Поэтому демодулятор ADSL наряду с корректором частотных характеристик канала связи содержит также компенсатор линейных искажений индивидуальных сигналов, включаемый на выходе блока ДПФ демодулятора. Практически алгоритм компенсации реализуется в виде двух независимых цепей автоматического регулирования: отдельно коэффициента усиления (APY) и отдельно фазы.

Каждому из принимаемых векторов сигнала решающее устройство ставит в соответствие двоичный кодовый символ. Кодовые символы всех каналов объединяются в общую последовательность, которая подвергается операциям декодирования, дескремблирования и разделения на стандартизованные потоки. Эти операции являются обратными по отношению к тем, что применялись в передатчике ADSL.

Как отмечалось, система передачи многочастотных ортогональных сигналов способна распределять число бит передаваемой информации таким образом, что скорость передачи информации по каналу связи максимизируется. На этапе инициализации системы приемник оценивает отношения сигнал/помеха в каждом канале модема и с помощью специальных алгоритмов. Затем на основании этих данных рассчитывает оптимальный спектр передаваемого группового сигнала и оптимальное распределение передаваемой по каналам информации. Результаты этих расчетов посылаются на передатчик. Схема распределение частотного диапазона линии связи при использовании ADSL-модема показана на

рисунке 10.14.



Рисунок 10.14 – Использование частотного диапазона линии связи в ADSL

Рекомендации ITU регламентируют параметры передаваемых системами передачи сигналов и алгоритмы их формирования, не ограничивая возможности разработчиков в области применения алгоритмов обработки сигналов на приеме.

### Литература

1. Балашов В.А. Технологии широкополосного доступа xDSL. Инженерно-технический справочник / В.А. Балашов, А.Г. Лашко, Л.М. Ляховецкий. — М.: Эко-Трендз, 2009. — 256 с.
2. Крухмалев В.В. Цифровые системы передачи / В.В. Крухмалев, В.Н. Гордиенко, А.Д. Моченов. — М.: Горячая линия-Телеком, 2007. — 351.
3. Олифер В.Г. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы / В.Г., Олифер, Н.А. Олифер. — СПб: Изд-во «Питер», 2006. — 958 с.
4. Склад Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б.Склад. — М.: Изд-во "Вильямс", 2003. — 1104 с.
5. Чернега В.С. Сжатие информации в компьютерных сетях / В.С. Чернега. — Севастополь: Изд-во СевГТУ, 1997. — 214 с.
6. Чернега В.С. Расчет и проектирование технических средств обмена и передачи информации / В.С.Чернега, В.А. Василенко В.Н. Бондарев. — М.: Высш. шк., 1990. — 224 с.
7. Чернега В.С. Компьютерные сети / В.С. Чернега, Б. Платтнер. — Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2006. — 500 с.