



*Томский межвузовский центр
дистанционного образования*

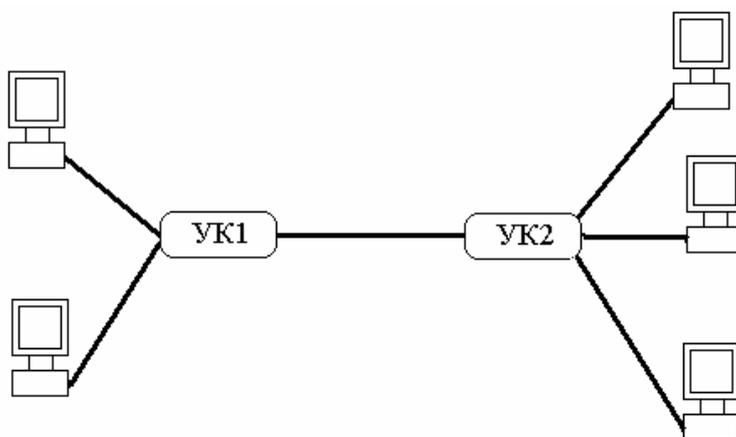
А.В. Пуговкин

ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ И СЕТЕЙ

Часть 1

СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ

Учебное пособие



ТОМСК - 2002

Рецензент: доктор технических наук, профессор Ехлаков Ю.П.

Пуговкин А.В.

Основы построения телекоммуникационных систем и сетей. Часть 1. Системы передачи: Учебное пособие. - Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования 2002.- 107 с.

Изложены основы построения телекоммуникационных систем передачи информации. Дана их классификация, рассмотрены основные определения и характеристики. Для основных сигналов электросвязи (телефония, радиовещание, телевидение и передача данных) рассмотрены энергетические, временные и спектральные характеристики. Приведены данные об основных способах и каналах односторонней и двухсторонней передачи.

Основное внимание уделено методам и системам многоканальной передачи с частотным (ЧРК) и временным (ВРК) разделением каналов. Для систем с ЧРК даны описания основных схем формирования группового сигнала, способы коррекции частотных искажений, расчёт чувствительности. Для систем с ВРК рассмотрены основные процедуры формирования и передачи цифровых сигналов: равномерное и неравномерное квантование, линейное кодирование, группообразование. Дано описание систем плезиохронной и синхронной цифровой иерархии.

Разработчики электронной версии:
Р. Жданов, Ю. Ткачёва.

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие.....	5
1 Телекоммуникационные системы.....	7
1.1 Каналы, тракты, системы и сети передачи информации.....	7
1.2 Основные принципы построения телекоммуникационных сетей...	12
1.2.1 Функциональные признаки.....	12
1.2.2 Иерархические признаки (территориальные).....	15
1.2.3 Стандартизация телекоммуникационных сетей и систем.....	16
1.2.4 Социально-экономические проблемы построения ТСС.....	20
2 Сигналы и каналы электрической связи.....	21
2.1 Сигналы электросвязи.....	21
2.2.1 Энергетические характеристики сигналов.....	21
2.1.2 Временные и спектральные характеристики первичных сигналов электросвязи	22
2.1.3 Параметры сигнала с точки зрения его передачи по каналу связи.....	23 25
2.1.4 Сравнительная характеристика сигналов электросвязи.....	25
2.2 Двусторонняя передача.....	25
2.2.1 Двусторонняя передача с 4-х проводным окончанием.....	26
2.1.1 Двусторонняя передача с 2-х проводным окончанием.....	28
2.2 Каналы связи.....	28
2.2.1 Каналы связи тональной частоты (ТЧ).....	29
2.2.2 Широкополосные каналы.....	30
3 Системы связи с частотным разделением каналов (ЧРК).....	30
3.1 Формирование канальных и групповых сигналов.....	34
3.2 Организация линейных трактов.....	34
3.2.1 Выбор числа каналов.....	34
3.2.2 Методы организации двухсторонних трактов.....	35
3.3 Коррекция линейных искажений.....	38
3.4 Помехи в аналоговых системах передачи.....	41
3.4.1 Классификация помех.....	41
3.4.2 Оценка действия помех.....	42
3.4.3 Нормирование помех (по ITU-T).....	42
3.4.4 Накопление собственных помех в линейном тракте.....	44
3.4.5 Переходные помехи.....	46
3.4.6 Нелинейные помехи.....	48
4 Цифровые системы передачи.....	50
4.1 Принципы цифровой передачи информации.....	50
4.1 Командирование в ЦСП.....	59
4.2 Линейные коды.....	66
4.3 Синхронизация в ЦСП.....	72
4.4.1 Тактовая синхронизация.....	74

4.3.1 Цикловая синхронизация.....	77
4.5 Формирование группового сигнала.....	80
4.6 Шумы и помехи в цифровых системах передачи.....	87
4.6.1 Шумы дискретизации.....	88
4.6.2 Шумы квантования.....	90
4.6.3 Шумы незагруженного канала.....	92
4.6.4 Шумы ограничения.....	94
4.7 Объединение цифровых потоков.....	95
4.8 Плезиохронная цифровая иерархия.....	98
4.9 Синхронная цифровая иерархия (SDH).....	100
Список рекомендуемой литературы.....	107

ПРЕДИСЛОВИЕ

Область электрической связи в настоящее время испытывает революционные преобразования, связанные с глобализацией производственных и экономических процессов в мировом сообществе, этому способствует зарождение и развитие новых технологий: слияние компьютерных и телекоммуникационных систем, внедрение волоконно-оптической техники, развитие цифровых методов и устройств передачи хранения и обработки информации.

Любая телекоммуникационная система может быть разделена на системы передачи и системы распределения, причём системы передачи являются универсальной средой как для сетей электросвязи (телефония, телевидение), так и для сетей передачи данных. Именно поэтому первая часть данного пособия посвящена этому вопросу и предназначена для студентов специальностей по направлению “Телекоммуникации” в рамках обязательной части, а также для студентов смежных специальностей (“Радиотехника”, “Технология и организация защиты информации” и др.)

Наибольший интерес пособие представляет для студентов, обучающихся по заочной и дистанционной формам, поскольку оно достаточно компактно и не перегружено избыточной детализацией. Вместе с тем для закрепления материала необходимо его изучение сочетать с выполнением практических занятий, компьютерных и натуральных лабораторных практикумов, которые входят в один учебный блок с данным пособием.

В процессе изучения дисциплины студенты должны научиться классифицировать телекоммуникационные системы, знать способы их стандартизации, основные характеристики сигналов и информационных потоков. Крайне важно знать принципы построения схемы, основные характеристики аналоговых и цифровых систем передачи, уметь сравнить используемые на практике системы по пропускной способности помехоустойчивости, времени задержки и другим показателям.

В основу учебного пособия положена первая часть курса лекций, читаемых автором по дисциплине “Основы построения телекоммуникационных систем и сетей” на радиотехническом факультете и “Телекоммуникационные системы и компьютерные сети” на факультете вычислительных систем Томского Университета Систем Управления и Радиоэлектроники.

В первой главе описаны основные принципы построения телекоммуникационных систем, дана их классификация, представления о модели взаимодействия открытых систем и применению её в телекоммуникациях.

Вторая глава посвящена сигналам и каналам электрической связи. Здесь даны определения и значения энергетических, временных и спектральных характеристик телекоммуникационных сигналов. Рассмотрены канал тональной частоты, первичный цифровой канал, двухсторонние и односторонние линии передачи.

В третьей главе рассмотрены аналоговые системы передачи на базе частотного разделения каналов. Приведены способы формирования первичных групп и групп более высоких порядков. Дается анализ частотных и нелинейных искажений в системах передачи, который позволяет выбрать необходимую схему коррекции. Рассмотрена помехоустойчивость систем с ЧРК, методика расчёта трассы системы передачи.

Четвёртая глава посвящена цифровым системам передачи. После описания процедуры формирования группового цифрового сигнала здесь даются способы неравномерного квантования, базовые сигналы, способы формирования линейных кодов. Процесс группообразования иллюстрируется рассмотрением временных планов систем импульсно-кодовой модуляции ИКМ-30, ИКМ-120. Дана характеристика и способы описания шумов в цифровых системах. Рассмотрены плезиохронная и синхронная цифровые иерархии.

Автор благодарит за помощь и полезные обсуждения коллег по работе Винокурова В.М., Каминского В.Л., Каратаеву Н.А. аспирантов и студентов радиотехнического факультета: Жданова Романа, Федорчука Игоря, Екельчика Андрея, Ткачёву Юлию.

1. ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ (ТС)

1.1. КАНАЛЫ, ТРАКТЫ, СИСТЕМЫ И СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

ТС предназначены для передачи информации. Для начала сформулируем определения:

Информация - совокупность сведений, данных, знаний о каких-либо процессах, явлениях, объектах и т.п. способных храниться, передаваться и преобразовываться для деятельности человека.

Носителем информации является сообщение, которое, в свою очередь, преобразуется в первичный электрический сигнал $U(t)$. Передача сообщения схематично представлена на рисунке 1.1, где $S(t)$ – электрический сигнал, удобный для передачи по линии передачи, а $n(t)$ – помехи и шумы.



Рисунок 1.1 - Структурная схема системы передачи

Линия передачи - физическая среда распространения электромагнитных волн, несущих сообщение. После прохождения линии передачи сигнал испытывает обратное преобразование. В качестве линии передачи используются разные виды кабелей. На сегодняшний день одними из самых популярных являются витая пара и оптоволокно. Также довольно широко используются радиорелейные и спутниковые линии связи.

Канал передачи начинается и оканчивается у абонентов, но не включает в себя оконечные терминальные устройства.

Система передачи – канал передачи вместе с оконечными устройствами.

Рассмотренный канал передачи является двухточечным и односторонним, т.е. передача сообщений осуществляется в одну сторону.

Если источник и приемник поочередно меняются местами, то для обмена сигналами необходимо использовать двухсторонний канал связи, допускающий передачу как в одну, так и в другую сторону. Наиболее же эффективный способ передачи - это организация двух встречных каналов, работающих одновременно. Такой спаренный канал называется дуплексным.

Компромиссный вариант - полудуплексный режим: для достижения двухсторонней передачи используется один канал, два приемника и два передатчика, включаемые попеременно.

Обычно на практике используются многоканальные системы передачи (МСП). С их помощью мы можем передавать несколько сообщений одновременно по одному каналу. На рисунке 1.2 представлена обобщенная структурная схема МСП.

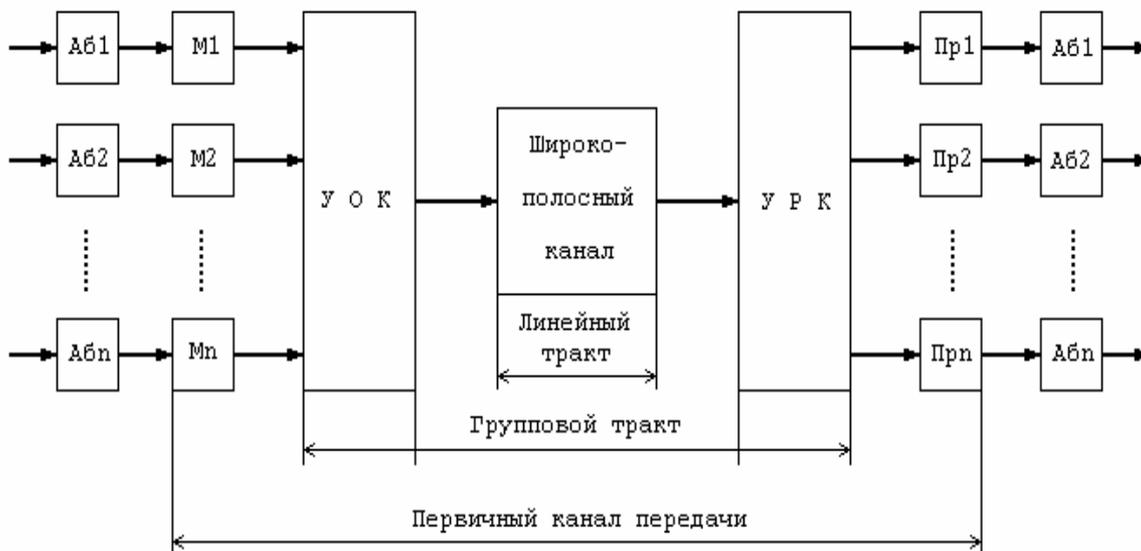


Рисунок 1.2 - Многоканальная система передачи

Аб_і - абонент; М_і - преобразующие устройства (модуляторы); УОК - устройство объединения каналов; УРК - устройство разъединения каналов; Пр_і - преобразующие устройства (демодуляторы).

В МСП первичные сигналы, поступающие от абонента, преобразуются модуляторами (М_і). Полученные сигналы называются канальными сигналами. УОК объединяет канальные сигналы в так называемый групповой сигнал.

В настоящее время в телекоммуникационных системах используют частотное разделение каналов (ЧРК), временное (ВРК) и кодовое (КРК).

При ЧРК каждому каналу соответствует своя полоса частот Δf_i (рисунок 1.3). Обычно все Δf_i равны, хотя может быть и не так. Все канальные сигналы

в группе генерируются одновременно. Для того чтобы подчеркнуть, что форма спектра канальных сигналов несимметрична и при объединении и разделении каналов спектр может быть инвертирован (зеркально отражен относительно f_i), на рисунке 1.3 они изображены в виде “пилообразных треугольников”. Роль преобразующих устройств в системе с ЧРК играют преобразователи частоты (смесители), а в качестве УОК применяется сумматор и передатчик (усилитель мощности). В качестве УРК используется система полосовых фильтров, настроенных на f_i . Выделенные канальные сигналы преобразуются в первичные с помощью детекторов.

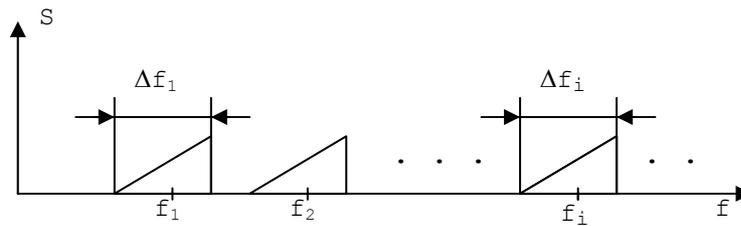


Рисунок 1.3 – Частотное разделение каналов

При ВРК из первичных сигналов делаются дискретные выборки с шагом дискретизации τ_d . Моменты дискретизации для соседних первичных сигналов сдвинуты на время τ_k . При этом за время τ_d можно передать $N = \tau_d / \tau_k$ дискретных сигналов (рисунок 1.4).

Здесь все сигналы группы передаются в одной полосе частот, но в разные моменты времени. Устройствами объединения и разделения каналов в этом случае будут соответственно мультиплексор и демультимплексор.

При КРК все первичные сигналы преобразуются в цифровой код и символы этого кода передаются одновременно и в одной и той же полосе частот. Различение первичных сигналов осуществляется за счет внутреннего кодирования каждого символа (рисунок 1.5) с помощью специального кодера. На приемном конце каждому каналу соответствует свой коррелятор или согласованный фильтр.

Поскольку база такого сигнала B (число импульсов внутри символа) должна быть большой, порядка 100, то спектр сигнала при сохранении скорости передачи расширяется в B раз. Поэтому сигналы при КРК называют также широкополосными или шумоподобными.

Рассмотрим процедуру обмена данными между абонентами.

Информацию нужно не только передавать, но и распределять. Система, распределяющая информацию, называется сетью связи или сетью передачи информации.

На рисунке 1.6 показаны примеры сетей с постоянными соединениями (некоммутируемые сети). Все эти сети непригодны для большого числа пользователей, так как имеют следующие недостатки:

- связь во всей сети с общей шиной нарушается с обрывом кабеля в любом месте;
- при соединении "звезда" слабым местом является центр коммутации;
- соединение "кольцо" трудно осуществить для большого числа узлов из-за трудностей с прокладкой кабеля;
- полносвязная сеть достаточно дорога, т.к. требует много межсоединений.

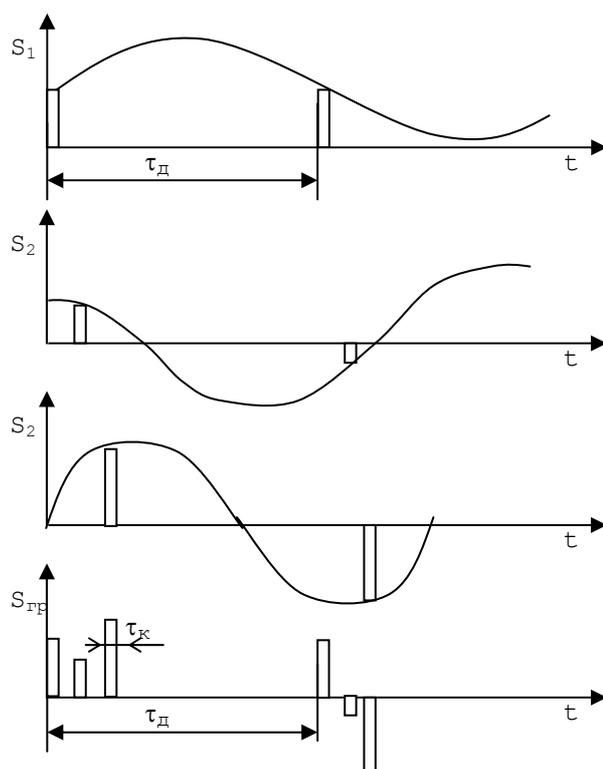


Рисунок 1.4 – Временное разделение каналов

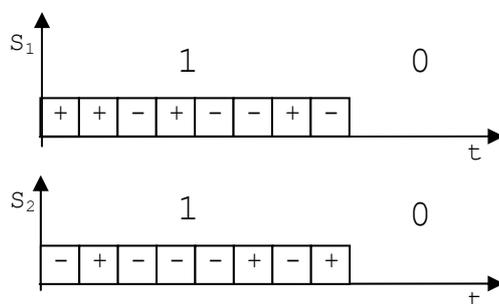


Рисунок 1.5 – Кодовое разделение каналов

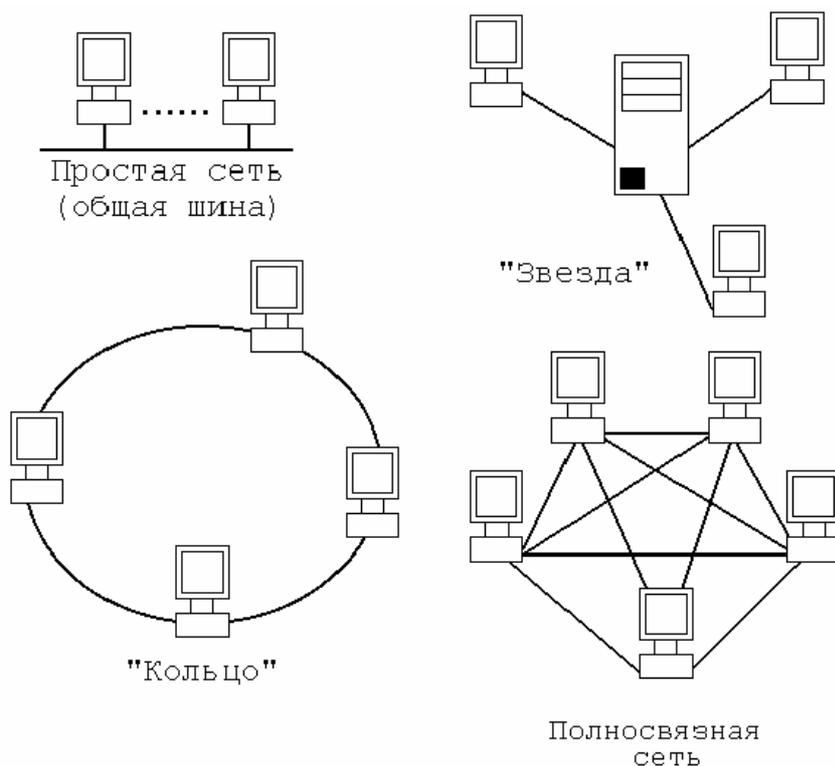


Рисунок 1.6 - Примеры некоммутируемых сетей

Поэтому обычно используют системы с временными соединениями (на время связи) через узлы коммутации. Узлы коммутации связаны соединительными линиями с высокой пропускной способностью (рисунок 1.7).

По запросу абонента некоторого УК методом переключения создают первичные каналы передачи между любыми абонентами каждого из узлов через соединительные линии.

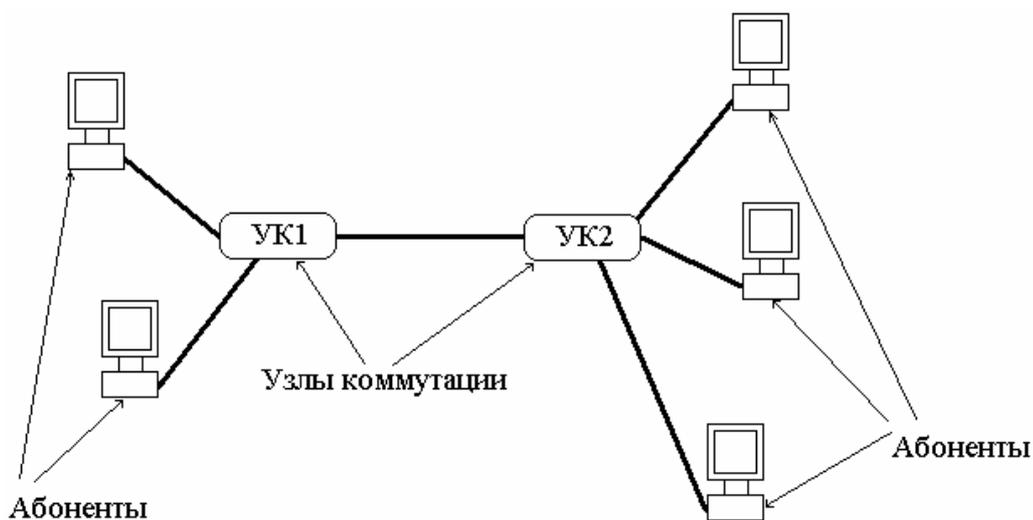


Рисунок 1.7 - Соединение через узлы коммутации

Отличие такого соединения от группового тракта: в пределах группы передаваемых по соединительным линиям сообщений первичные каналы постоянно меняются.

1.2. ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ

Телекоммуникационные сети разделяются по следующим признакам:

1.2.1 ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ПРИЗНАКИ

а) *Сеть передачи* (транспортная сеть, первичная сеть) - основа для оказания и распределения услуг. В сеть передачи входят:

- *системы передачи*;
- *сетевые узлы* - комплексы технических и программных средств, которые образуют долговременные (некоммутируемые) соединения групповых трактов и каналов;
- *сетевые станции* - сетевые узлы, в которых осуществляется распределение каналов и групповых трактов между вторичными сетями.

б) *Вторичная сеть* - сети связи, коммутируемые и некоммутируемые, распределяющие информацию по службам и абонентам.

Эти сети существуют на основе транспортных сетей и отличаются друг от друга способом распределения.

Вторичные сети делятся на:

- телефонные;
- передачи данных;
- телерадиовещания и т.п.

Каждая вторичная сеть нацелена на конкретную услугу (конкретные виды сервиса). Но каждая служба и вторичная сеть могут предоставлять дополнительные услуги. Например, телефонная сеть – услуги Интернет, сеть передачи данных – IP- телефония.

в) *Служба электрической связи* - комплекс аппаратно-программных средств предоставляет услуги связи. Службы - системы связи третьего уровня. Они представлены на рисунке 1.8.

г) *Сети управления телекоммуникациями (TMN)* . Эти сети предназначены для решения следующих задач:

- управление конфигурацией сети, что предполагает непосредственный и удалённый доступ администраторов сети к формированию и развитию её структуры, подключению и отключению региональных операторов и других пользователей и развитие услуг связи;

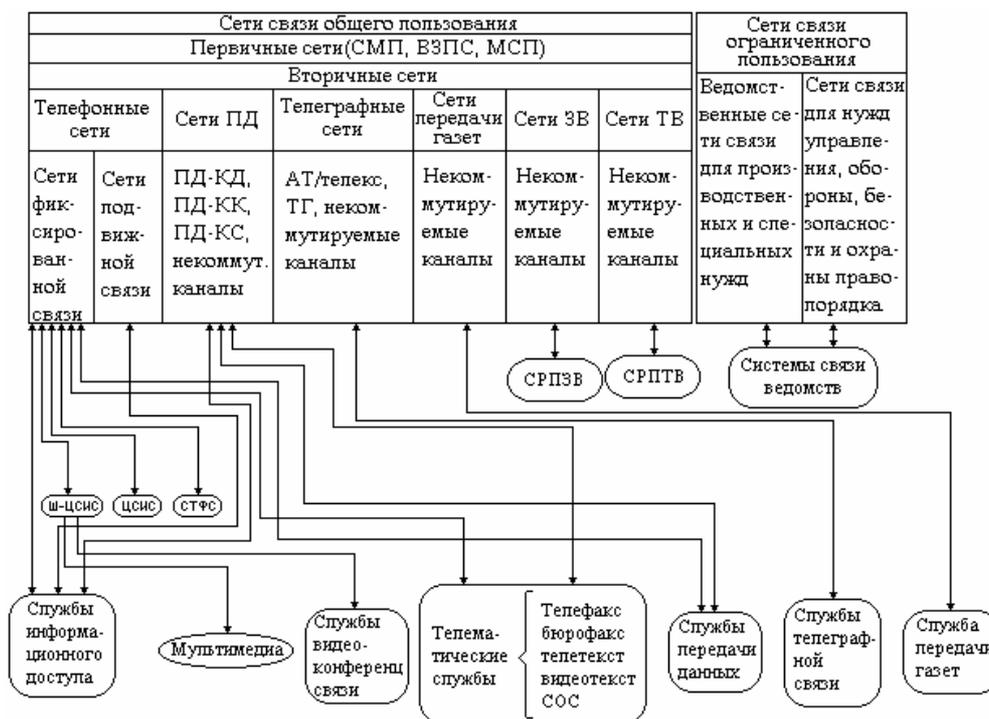


Рисунок 1.8 - Функциональная структура Взаимоувязанной сети связи Российской Федерации

СМП - магистральная первичная сеть;

ВЗПС - внутризоновая первичная сеть;

МСП - местная первичная сеть;

ПД-КК - передача данных - коммутация канала;

ПД-КП - передача данных - коммутация пакета;

ПД-КС - передача данных - коммутация сообщения;

АТ - абонентский телеграф;

ЦСИС - цифровые сети с интеграцией служб;

СТФС - система телефонной связи;

СРПЗВ - система распределения передач звукового вещания;

СРПТВ - система распределения передач телевизионного вещания;

СОС - система обработки сообщений.

- управление неисправностями, предполагающее контроль состояния сети, обнаружение и локализацию неисправностей и их устранение, оповещение пользователей о проводимых работах;
- управление качеством связи;
- управление расчётами за услуги связи;
- управление безопасностью: защита от несанкционированного доступа в сеть на уровне баз данных и системы управления, соблюдение конфиденциальности при предоставлении данных.

TMN реализуются на базе существующих первичных и вторичных сетей в виде самостоятельной сети передачи данных (рисунок 1.9). Здесь оператор с помощью рабочей станции, операционных систем и сети передачи данных может управлять как системами передачи, так и коммутационным оборудованием (АТС).



Рисунок 1.9 – Сеть TMN и её взаимодействие с сетями электросвязи

1.2.2. ИЕРАРХИЧЕСКИЕ ПРИЗНАКИ (ТЕРРИТОРИАЛЬНЫЕ)

По степени охвата пользователей телекоммуникационные системы разделяются следующим образом:

1.2.2.1 Глобальные – охватывают весь мир или значительную его часть. Примерами глобальных сетей являются всемирная телефонная сеть общего пользования, сеть передачи данных Интернет, сотовая сеть стандарта GSM, спутниковые системы Инмарсат и др.

1.2.2.2 Сети отдельных государств. Эти сети охватывают территории отдельных государств и включают в себя всю совокупность телекоммуникационных систем: транспортные и вторичные сети, сети доступа и службы электросвязи, сети управления связью. Примером такой сети является Взаимоувязанная Сеть Связи Российской Федерации (ВСС РФ). ВСС РФ представляет собой сложный комплекс связанных между собой региональных сетей связи общего пользования и ведомственных сетей с общим централизованным управлением. В ВСС РФ не входят частные сети, а также внутрипроизводственные и технологические сети различных организаций.

Основой ВСС РФ является первичная (транспортная сеть), которая состоит из магистральной сети, соединяющей сетевые магистральные узлы, а также зонавых и местных (городских и сельских) сетей.

1.2.2.3 Зонавые первичные сети - это сети областного, краевого или республиканского значения. Они распределяют телекоммуникационные потоки из магистральной сети к сетям отдельных городов и сельских районов.

На рисунке 1.10 в качестве примера показан участок магистрали Москва-Хабаровск. Сетевой магистральный узел находится в Новосибирске, сетевая станция - в г. Томске.

Выход городской сети города Томска к магистрали осуществляется через Междугороднюю Телефонную Станцию (МГТС). Соединение с магистралью осуществляется на сетевых узах (СУ). Архитектура телефонной сети Томска имеет кольцевую структуру. Абоненты городской сети могут быть подключены непосредственно к одной из станций. А удаленные группы пользователей могут быть экономично включены в цифровую систему коммутации (ЦСК) с помощью выносных концентраторов, приближенных к месту группирования пользователей. Функционально концентраторы цифровой сети отличаются от аналоговых подстанций возможностью замыкать внутренние потоки информации без занятия коммутационного оборудования станций города и каналов, связывающих концентратор с ЦСК. Эти каналы используются только для внешней связи данной группы пользователей.

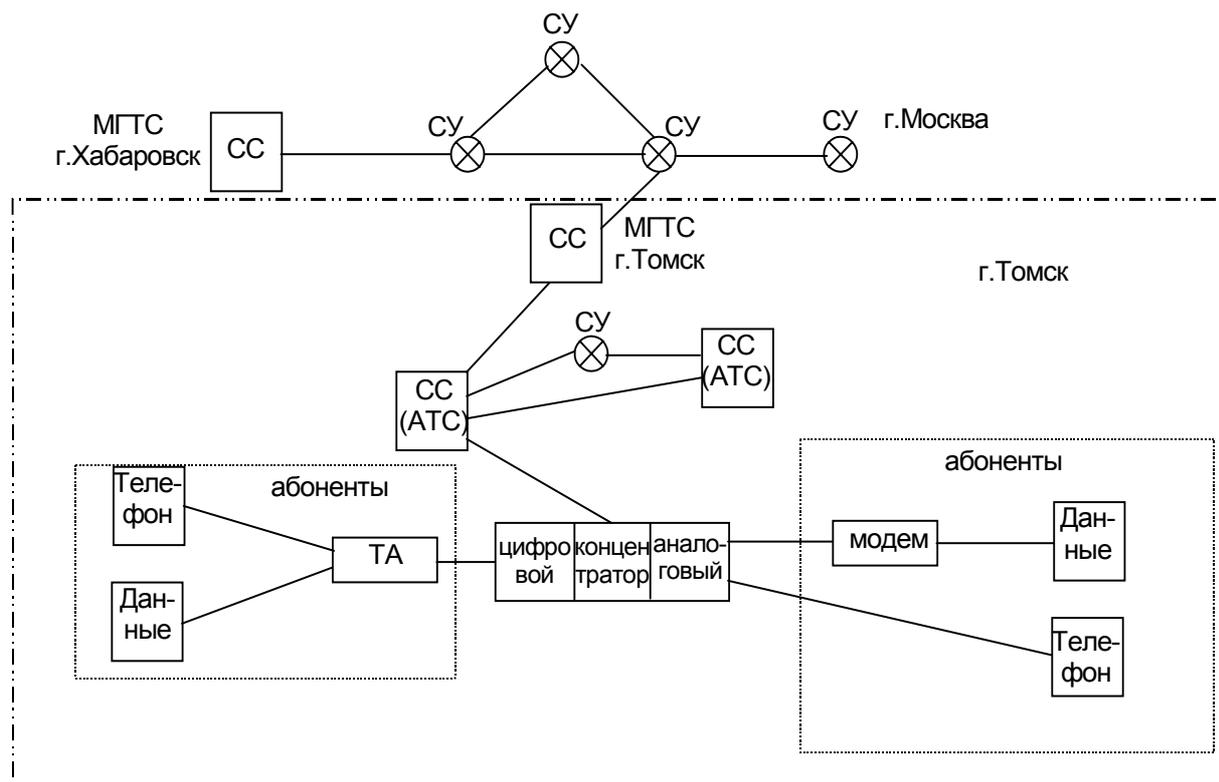


Рисунок 1.10 - Участок магистрали Москва-Хабаровск (схематично):
ТА – терминальный адаптер

1.2.3 СТАНДАРТИЗАЦИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ И СИСТЕМ

Телекоммуникационные сети и системы являются сложными аппаратно-программными комплексами, распределенными на больших территориях и, как правило, состоящие из разнородных составляющих, т.е. включающие в себя оборудование и программное обеспечение различных производителей. Для успешного функционирования они должны быть состыкованы по своим входным и выходным параметрам, должны “понимать друг друга”.

С этой целью разработано много стандартов как мирового, так и государственного уровня. В области телекоммуникации и вычислительных сетей наиболее полный подход к разработке стандартов проявили две международные организации:

- Международная Организация по Стандартизации (МОС или ISO – International Standardization Organization);
- Международный Союз Электросвязи (МСЭ или ITU – International Telecommunication Union), ранее: Международный консультативный комитет по телефонии и телеграфии (МККТТ).

Эти и другие организации координируют свои усилия в области стандартов. Результатом этой координации явилась разработка эталонной модели

взаимодействия открытых систем (ЭМОС) (рис. 1.11), содержащей семь уровней или слоёв.

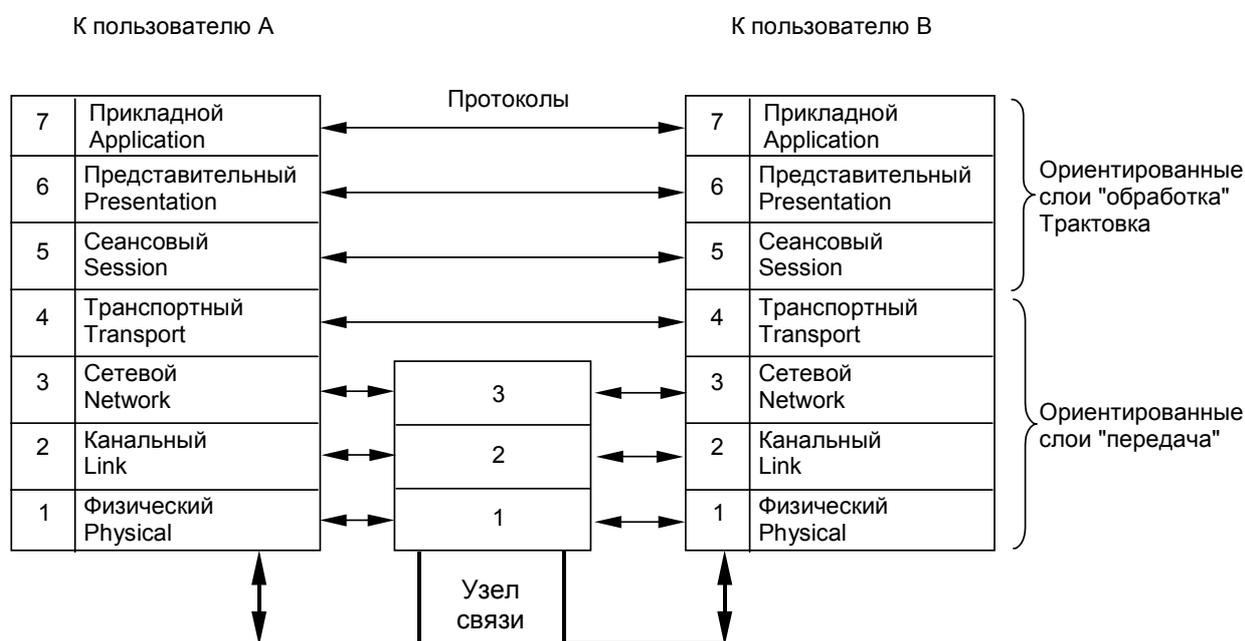


Рисунок 1.11- Эталонная модель ВОС

Слои 1 и 2 обеспечивают одно единственное соединение,
Слой 3 избирает соединение (выбирает маршрут),
Слой 4 избирает пользователя,
Слои 5 – 7 относятся к пользователю и его прикладным процессам.

В приведенной схеме учитывается, что компьютеры могут иметь различные операционные системы (например, РС и большая многотерминальная система) Следовательно, интерфейс между программой пользователя (прикладным процессом) и низлежащими службами связи может быть различным.

Функции, выполняемые уровнями:

7	Прикладной	Интерфейс с прикладными программами. Передача, доступ и управление формами. Обмен сообщениями и документами (например, электронная почта) Передача и манипулирование задачами.
6	Представительный	Взаимная конверсия различных синтаксисов. Разработано несколько форм абстрактного синтаксиса данных для их использования совместно с синтаксисом передачи (конкретным синтаксисом) прикладными элементами. Формирование данных (коды, алфавит, графика)
5	Сеансовый	Организация и проведение сеансов взаимодействия между прикладными процессами.

4	Транс- портный	Сквозной (через КС коммуникационную систему) обмен данными между системами Управление соединением, управление ошибками, фрагментация, управление потоком, сетевой сервис (три типа А, В, С и 5 классов 0,1,2,3,4)
3	Сетевой	Сетевая маршрутизация, адресация, установление и освобождение вызовов. Обнаружение ошибок в физических средствах соединения. Сегментирование и объединение блоков данных
2	Канальный	Установление и подтверждение соединений. Управление каналами (кадрирование, прозрачность данных) Управление ошибками в каналах (проверка четности или контрольных сумм)
1	Физический	Обеспечение физического и механического интерфейсов сети. Протоколы модуляции и линейного кодирования

В качестве примера рассмотрим протокольный стек глобальной сети общего пользования стандарта TCP/IP (рисунок 1.12).

В стеке TCP/IP используются следующие протоколы:

- 1) Telnet – протокол эмуляции терминала;
- 2) FTP – протокол передачи файлов;
- 3) TCP – протокол управления передачей, обеспечивает сервис надежной доставки информации;
- 4) UDP – пользовательский дейтаграмный протокол, обеспечивает негарантированную доставку пакетов без установления соединения между клиентами, но с большей скоростью, чем протокол TCP;
- 5) IP межсетевой протокол, обеспечивает доставку через узлы.

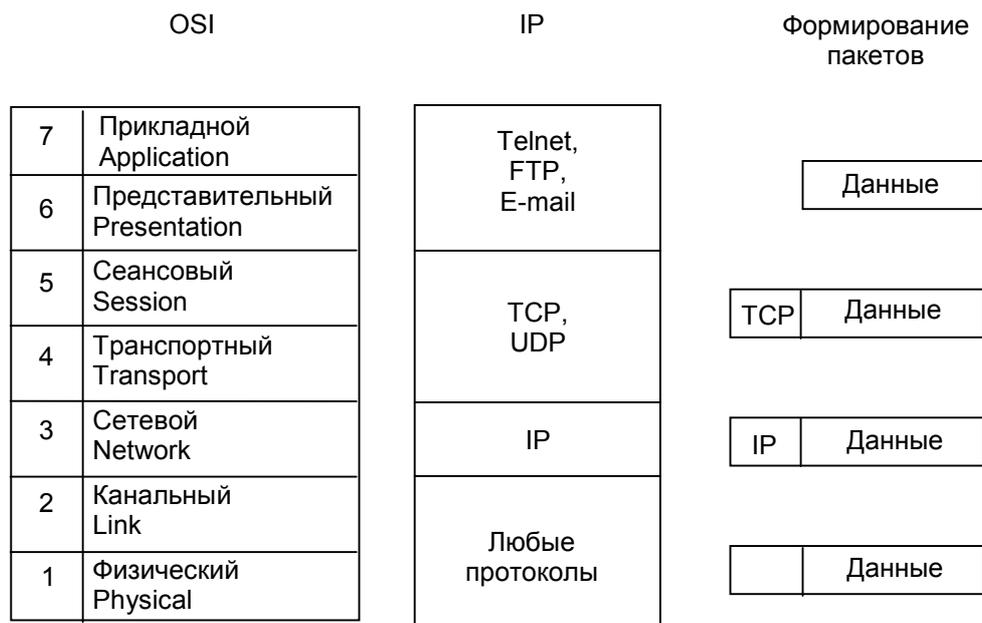


Рисунок 1.12 – Стек протоколов TCP/IP

Покажем структуру IP – дейтаграммы (в битах):

Версия протокол. 4	Длина загол. 4	Тип сервиса 8	Общая длина дейтаграммы 16	
Идентификатор накл. 16			Флаг 3	Смещение фрагм. 13
Время жизни 8	Протокол верх. уровня 8		Контрольная сумма 16	
Адрес источника 32				
Адрес назначения 32				
Резерв				
Данные				

"Тип сервиса" включает в себя: приоритеты, задержку, пропускную способность, надежность. Длина пакета может изменяться (до 2^{16}), поэтому она указывается в поле "Общая длина" для облегчения обработки. "Идентификатор" – указывает номер пакета в группе. "Смещение пакета" - эта операция необходима при формировании из пакетов исходного сообщения. "Время жизни" необходимо для разгрузки коммутационного оборудования, если пакет не дошел до адресата и "завис" в буфере узла коммутации, то по истечении времени, указанном в соответствующем поле кадра, он просто стирается.

1.2.4 СОЦИАЛЬНО-ЭКОНОМИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ПОСТРОЕНИЯ ТСС

Есть два подхода к построению систем:

1. Плановая (государственная) экономика.

Задаются требования к техническим параметрам и выходным характеристикам системы (состав, географическое расположение информационных потоки), исходя из потребностей пользователей, географии, экономических и др. условий и ограничений. Задача – построить такую систему. Финансирование осуществляет государство. Приоритеты – государственные, военные, производственные потребности.

2. Рыночная экономика.

Задаются критерии эффективности ТС и ограничения. Задача – построить ТС в наибольшей степени удовлетворяющей этим ограничениям. Финансирование - на коммерческой основе. Эксплуатация ТС приносит прибыль. Приоритеты – платежеспособный спрос. В России сейчас происходит переход от плановой к рыночной экономике. Поэтому есть много проблем и главные из них:

- проблема инвестиций;
- проблема монополии (конкуренции).

2. СИГНАЛЫ И КАНАЛЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СВЯЗИ

2.1 СИГНАЛЫ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ

2.1.1 ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛОВ

К энергетическим характеристикам сигналов относятся абсолютные характеристики: мощность P , напряжение U , ток I и их уровни передачи (логарифмические характеристики) p_m , p_u , p_I . Для измерения мощности чаще всего используются уровни передачи по мощности, измеряемые в децибелах по мощности:

$$p_n = 10 \lg \frac{P}{P_0} \quad (2.1)$$

где P_0 - отсчетное значение P , начало отсчета.

Аналогично для напряжения и тока:

$$p_u = 20 \lg \frac{U}{U_0} \quad (2.2)$$

Измерения мощности характеризуются:

- средним значением

$$P_{cp} = \frac{\bar{U}^2}{R} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \frac{U^2}{R} dt, \quad (2.3)$$

где R – сопротивление нагрузки,

T – интервал усреднения;

- максимальным значением P_{max} . Поскольку электрический сигнал – это случайный сигнал, то для определения максимального значения вводится понятие. P_{max} – мощность гармонического сигнала с амплитудой U_m , которая превышает мгновенное значение переменной составляющей исследуемого сигнала с определенной достаточно малой вероятностью ε ($\varepsilon = 10^{-2}, \dots, 10^{-5}$);

- минимальной мощностью P_{min} . Чаще всего за P_{min} берут значение среднеквадратической ошибки при приеме сигнала. Эта величина определяется помехой, так что

$$P_{min} \approx P_{ном} \quad (2.4)$$

Наряду с прямыми характеристиками мощности часто используют их производные:

- пик-фактор

$$\Pi = 10 \lg \frac{P_{max}}{P_{cp}} \quad (2.5)$$

- динамический диапазон

$$D = 10 \lg \frac{P_{\max}}{P_{\min}}. \quad (2.6)$$

- защищенность сигнала

$$A_s = 10 \lg \frac{P_{cp}}{P_{\min}}. \quad (2.7)$$

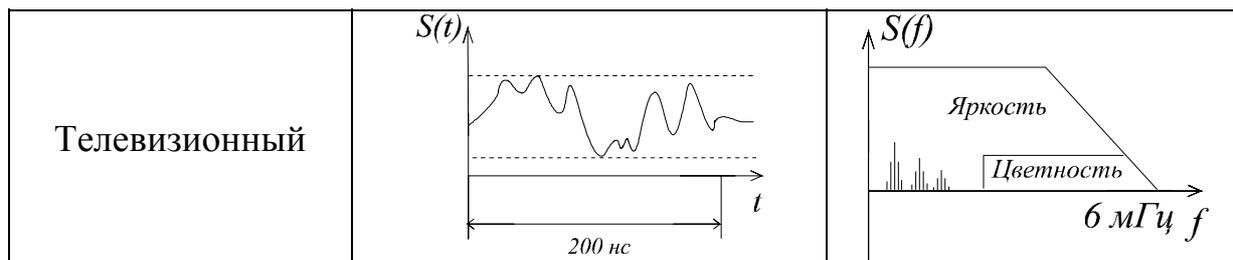
Защищенность A_s определяет уровень отношения сигнал-помеха.

2.1.2 ВРЕМЕННЫЕ И СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРВИЧНЫХ СИГНАЛОВ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ

Временные и спектральные характеристики первичных сигналов электросвязи связаны с его формой. Для основных типов сигналов электросвязи они приведены в таблице 2.1

Таблица 2.1 - Временные и спектральные характеристики первичных сигналов электросвязи

Сигнал	Временная характеристика (форма сигнала)	Огибающая спектра
Телеграфный		
Факс		
Речевой (телефон)		
Вещательный		



Часто вместо временных и спектральных характеристик используют параметры сигналов: длительность T_c и ширина спектра ΔF_c .

2.1.3. ПАРАМЕТРЫ СИГНАЛА С ТОЧКИ ЗРЕНИЯ ЕГО ПЕРЕДАЧИ ПО КАНАЛУ СВЯЗИ

Основными параметрами аналогового сигнала с точки зрения его передачи по каналу связи являются:

- длительность сигнала T_c ;
- ширина спектра ΔF_c ;
- динамический диапазон D_c .

Длительность сигнала T_c определяет интервал времени, в течение которого существует сигнал.

Ширина спектра ΔF_c характеризует скорость изменения сигнала внутри интервала существования.

Для общей характеристики аналогового сигнала вводят физический «объем» сигнала V_c :

$$V_c = T_c \cdot \Delta F_c \cdot D_c.$$

Для описания канала связи, также можно использовать три характеристики:

- время действия канала T_k ;
- полосу пропускания канала ΔF_k ;
- динамический диапазон D_k , зависящий от чувствительности (p_{\min}) и от максимальных нагрузок (p_{\max});
- емкость канала V_k .

$$V_k = T_k \cdot \Delta F_k \cdot D_k.$$

Необходимое условие передачи сигнала очевидно $V_c < V_k$, в простейшем случае

$$T_c < T_k, \Delta F_c < \Delta F_k, D_c < D_k.$$

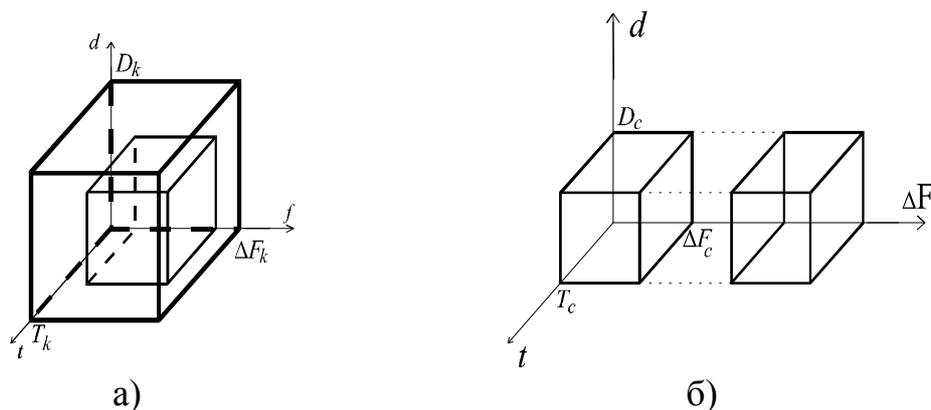


Рисунок 2.1 - Геометрические образы
 а) согласования объектов сигнала и канала связи;
 б) преобразования основных характеристик сигнала.

Для общей характеристики цифровых сигналов вместо физического «объема» применяют количество информации $I_{ц}$.

Цифровым сигналом называется дискретная во времени случайная комбинация двух и более (2, 4, 8, ...) разрешённых уровней l .

Дискретизация во времени осуществляется с тактовым интервалом T_T и соответственно с тактовой частотой

$$F_T = \frac{1}{T_T}.$$

Количество информации цифрового сигнала $I_{ц}$ определяется следующим образом :

$$I_{ц} = F_T \cdot \log_2 l \quad (\text{бит}).$$

Здесь F_T - тактовая частота, l - число разрешённых уровней (например, 2 - «0» и «1»).

Чтобы оценить информационное содержание аналогового сигнала, следует учитывать два обстоятельства:

1) Тактовая частота в два раза больше максимальной частоты сигнала F_m (согласно теореме Котельникова):

$$F_T = 2 \cdot F_m.$$

2) Количество разрешённых уровней зависит от отношения средней мощности сигнала P_c к средней мощности шума $P_{ш}$.

$$l = \sqrt{1 + \frac{P_c}{P_{ш}}} = \sqrt{\frac{P_c + P_{ш}}{P_{ш}}},$$

$$I_A = 2 \cdot F_m \cdot \frac{1}{2} \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_{ш}} \right) = F_m \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_{ш}} \right).$$

2.1.4 СРАВНИТЕЛЬНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СИГНАЛОВ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ

Сигнал	Полоса, Гц	Динамический диапазон, дБ	Количество информации, бит
Телеграф	75	—	75
Факс офисный	$f_{120} = 1465$ $f_{90} = 1100$ $f_{60} = 732$ $f_T = 2f_{\text{рис}}$	25	11700 1464
Факс скоростной	$f_{\text{рис}} = 18 \cdot 10^4$ $f_T = 2f_{\text{рис}}$	35	36000
Речь (телефон)	$f_{\text{min}} = 300$ $f_{\text{max}} = 3400$	35÷40	8000
Вещание	15÷20000 30÷15000 50÷10000	25÷60	160000
Телевизионный	$6 \cdot 10^6$	40	$80 \cdot 10^6$

2.2 ДВУСТОРОННЯЯ ПЕРЕДАЧА

2.2.1 ДВУСТОРОННЯЯ ПЕРЕДАЧА С 4-Х ПРОВОДНЫМ ОКОНЧАНИЕМ

Два встречных канала одностороннего действия образуют 4-х проводную линию (см. рисунок. 2.2). Здесь и далее размерность уровней в дБм0 означает, что абсолютное значение уровня на входе (выходе) отсчитано относительно точки нулевого относительного уровня (ТНОУ). Чаще всего в электросвязи в этой точке номинальное значение мощности равно 1 мВт.

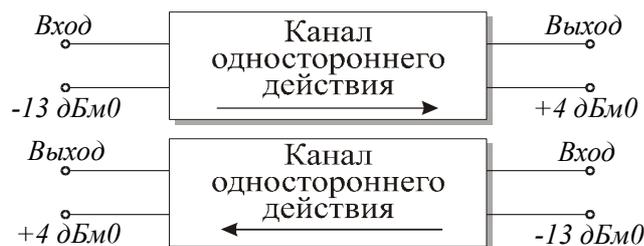


Рисунок 2.2. Четырехпроводная линия

В телефонии на соединительных линиях (между АТС) часто используется такая 4-х проводная линия.

2.2.2 ДВУСТОРОННЯЯ ПЕРЕДАЧА С 2-Х ПРОВОДНЫМ ОКОНЧАНИЕМ

В качестве примера можно рассмотреть канал тональной частоты (ТЧ) (см. рисунок 2.3), который согласует 2-х проводную линию (Абонент) и 4-х проводную линию (АТС).

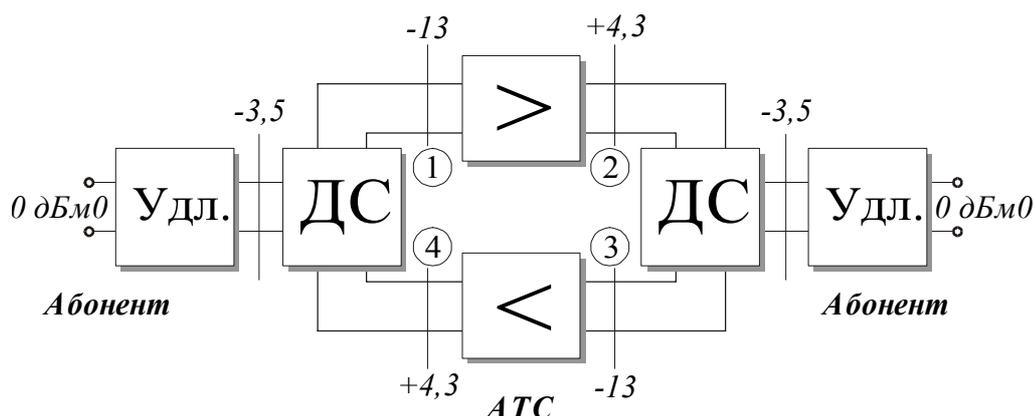


Рисунок 2.3. Канал тональной частоты

Удл. – удлинитель,

ДС – дифференциальная система,

> - усилитель.

В этой системе есть петля обратной связи, которая характеризуется $\alpha_{OC} = -(\alpha_{12} + \alpha_{34}) + (\alpha_{41} + \alpha_{23})$ запасом устойчивости, где α_{ij} - переходные затухания соответствующих участков. Оценим эту величину:

$$\alpha_{OC} = 20 \cdot \lg \frac{\dot{U}_{ВЫХ}}{\dot{U}_{ВХ}} = 20 \cdot \lg \dot{K}_{OC},$$

$$\dot{K}_{OC} = \frac{\dot{U}_{ВЫХ}}{\dot{U}_{ВХ}} = \frac{\dot{K}_O}{1 - \dot{K}_O \cdot \beta},$$

$$\dot{K} = |K(\omega)| \cdot e^{i\varphi(\omega)},$$

α_{oc} - постоянная составляющая затухания, $\Delta\alpha_{oc}$ - переменная составляющая затухания ($\Delta\alpha_{oc} \leq 0,6$ дБ).

На рисунке 2.4 изображена зависимость величины затухания от частоты. Из рисунка видно, что график имеет периодическую зависимость, которая объясняется прохождением частотных составляющих сигнала через усилители и дифференциальные системы с различными фазовыми сдвигами.

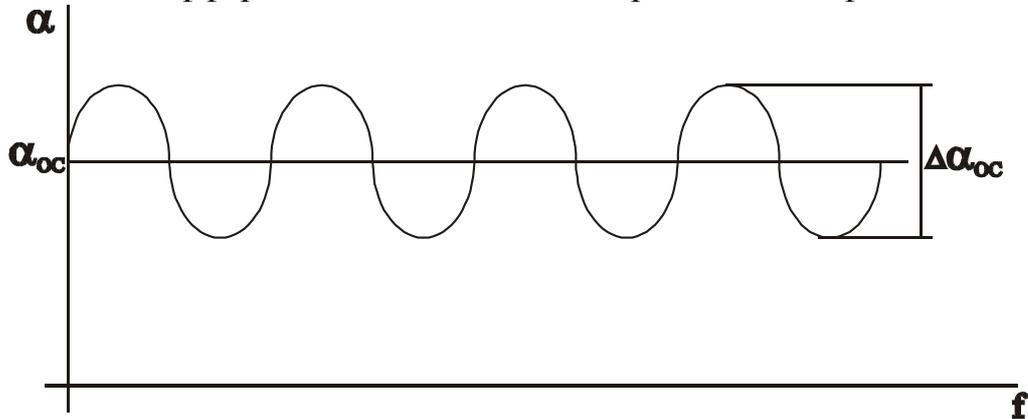


Рисунок 2.4. Частотная зависимость затухания

В качестве развязывающих устройств в телефонных системах используют дифференциальные системы (рисунок 2.5).

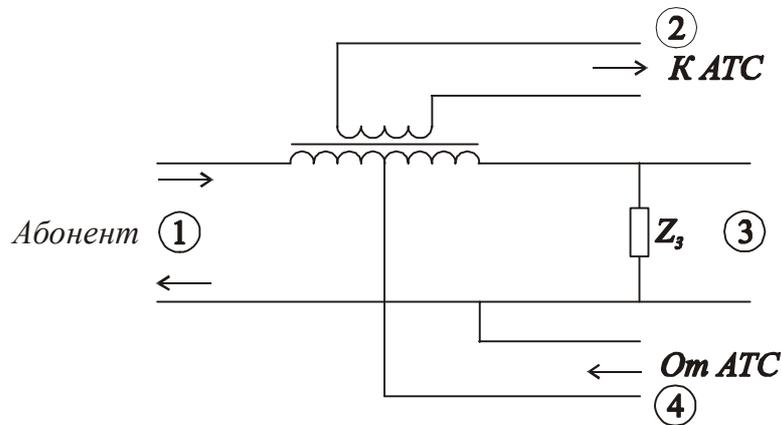


Рисунок 2.5. Дифференциальная система

Рассмотрим эффект развязки при прохождении сигнала от АТС к абоненту. На первичной обмотке трансформатора относительно средней точки возникают напряжения противоположной полярности. Во вторичной обмотке эти напряжения наводят ЭДС разного знака, которые компенсируют друг друга. Сигнал к приемнику АТС не проходит. Для устранения отражения от выхода 3 его нагружают сопротивлением Z_3 , согласованным с линией. Таким образом, входы 2 и 4 оказались развязанными. Аналогично доказывается развязка выходов 1 и 3. Удлинитель в канале ТЧ вместе с абонентской линией обеспечивает необходимое затухание – 3,5 дБ, которое нужно для подавления "эхо-сигналов" и усиления обратной связи.

2.3 КАНАЛЫ СВЯЗИ

2.3.1 КАНАЛЫ ТОНАЛЬНОЙ ЧАСТОТЫ (ТЧ)

Схема канала ТЧ изображена на рисунке 2.3.

Общие сведения:

- Диапазон частот $\Delta f = 0.3 \div 3.4 \text{ кГц}$;
- Затухание на краях полосы частот $\Delta \alpha = 8,7 \text{ дБ}$;
- Входное сопротивление $R_0 = 600 \text{ Ом}$.

Помехи в канале ТЧ:

- тепловой шум

уровень шума рассчитывается как $P_{\text{ТШ}} = k \cdot T \cdot \Delta f$,

где $k = 1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{град}}$ - коэффициент Больцмана, T – температура, Δf -

полоса частот;

- дробовой шум (флуктуационный шум, возникает в активных элементах: усилителях и т.п.)

Коэффициент шума можно характеризовать как отношение мощностей

сигнала и помехи на входе к их отношению на выходе:
$$N = \frac{P_{\text{СВХ}} / P_{\text{ПВХСР}}}{P_{\text{СВЫХ}} / P_{\text{ПВЫХСР}}};$$

- межканальные помехи, возникают за счет электрических наводок (рисунок 2.6)

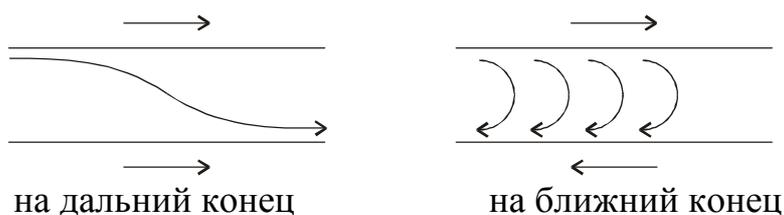


Рисунок 2.6 – Межканальные помехи

При появлении сигнала в одной паре проводов в другой за счет электромагнитной связи возникает сигнал наводки. Этот сигнал распространяется как в прямом (помеха на дальний конец), так и в обратном (помеха на ближний конец) направлениях.

Расчетные соотношения в канале ТЧ:

$\rho = \frac{Z_{\text{НОМ}} - Z_{\text{Р}}}{Z_{\text{НОМ}} + Z_{\text{Р}}}$ - волновое сопротивление,

$$\alpha_{\text{отр}} = 20 \cdot \lg \left[\frac{Z_{\text{НОМ}} + Z_{\text{Р}}}{Z_{\text{НОМ}} - Z_{\text{Р}}} \right] - \text{затухание несогласования (отражения)}.$$

2.3.2 ШИРОКОПОЛОСНЫЕ КАНАЛЫ

Типы широкополосных каналов (ШК):

Аналоговые ШК:

3 канала ТЧ,

12 каналов ТЧ,

60 каналов ТЧ,

300 каналов ТЧ.

Цифровые ШК:

64 кБит/с – основной цифровой канал,

2,048 Мбит/с – первичный канал (Е1),

8,448 Мбит/с – вторичный канал (Е2),

34,368 Мбит/с – троичный канал (Е3),

139,264 Мбит/с – четверичный канал (Е4),

155 Мбит/с – синхронный транспортный модуль 8ТМ-1,

622 Мбит/с – синхронный транспортный модуль 8ТМ-4 и т.д.

3. СИСТЕМЫ СВЯЗИ С ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ (ЧРК)

Особенностью этих систем является то, что все каналы работают одновременно, каждый в своем диапазоне частот.

3.1 ФОРМИРОВАНИЕ КАНАЛЬНЫХ И ГРУППОВЫХ СИГНАЛОВ

Главное требование, применимое к системам ЧРК, заключается в минимальной ширине спектра. Для экономного использования частотного ресурса используют модуляцию с одной боковой полосой (ОБП), см. рисунок 3.1.

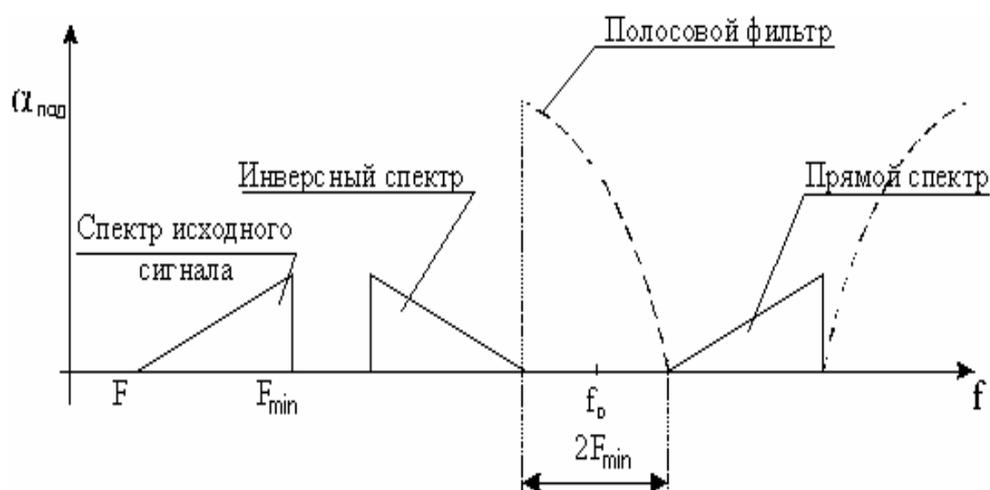


Рисунок 3.1 – Формирование сигнала с одной боковой полосой

Крутизна скатов полосового фильтра равна $2F_{\text{MIN}}$.

Величина подавления боковых составляющих спектра $\alpha_{\text{ПОД}} = 65 \div 70$ дБ .

Эффективность фильтрации характеризуется полосой относительной расфилтровки $\delta = \frac{2 \cdot F_{\text{MIN}}}{f_0}$, которая предъявляет требования к параметрам

фильтров:

- LC фильтры: $\delta = 0.025 \div 0.03$;
- Кварцевые фильтры: $\delta \leq 0.005$.

Рассмотрим кварцевый фильтр.

При данных значениях для кварцевого фильтра, если

$\delta = 0.005$, $2 \cdot F_{\text{MIN}} = 0.6$ кГц , $\Delta f = 4$ кГц , то $f_0 = 120$ кГц .

В полосе $0 \div 120$ кГц можно было бы организовать 30 каналов, но при учете условия "октавы" $\frac{f_{\text{MAX}}}{f_{\text{MIN}}} = 2$ (минимум нелинейных искажений по 2-й

гармонике) получаем число каналов ТЧ равное 12, а частотный диапазон $\sim 60 - 108$ кГц. Эта совокупность каналов ТЧ составляет первичную группу.

Способы формирования первичной группы:

1. Способ формирования первичной группы – с использованием кварцевых фильтров (с однократным преобразованием частоты).

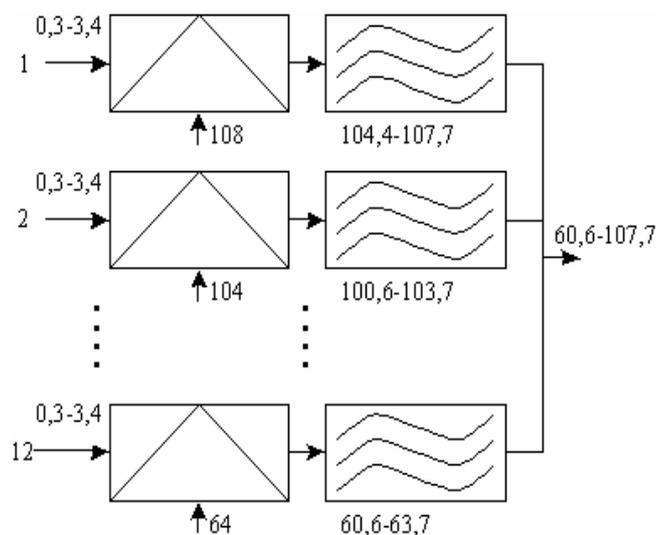
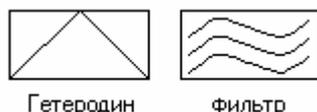


Рисунок 3.2 - Схема формирования первичной группы на кварцевых фильтрах.

Условные обозначения:



Кратко рассмотрим принцип работы группообразующего устройства (рисунок 3.2). На вход гетеродина подается исходный сигнал и несущая частота. Затем сигнал, со смещенным на несущую частоту спектром, с выхода гетеродина подается на полосовой фильтр. Образуется 12-ти канальная первичная, стандартная группа. Здесь требуется 12 различных кварцевых полосовых фильтров, что экономически не целесообразно.

Спектр сигнала на выходе изображен на рисунке 3.3.

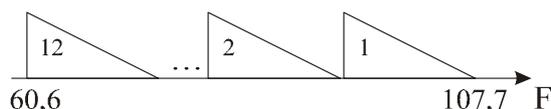


Рисунок 3.3 - Спектр сигнала на выходе

2. Способ формирования первичной группы – с использованием LC фильтров (с двукратным преобразованием частоты).

Здесь формируются четыре подгруппы из трех каналов каждая и применяется второе преобразование частоты. Устройство формирования, изображенное на рисунок 3.4, имеет принцип работы, схожий с описанным выше.

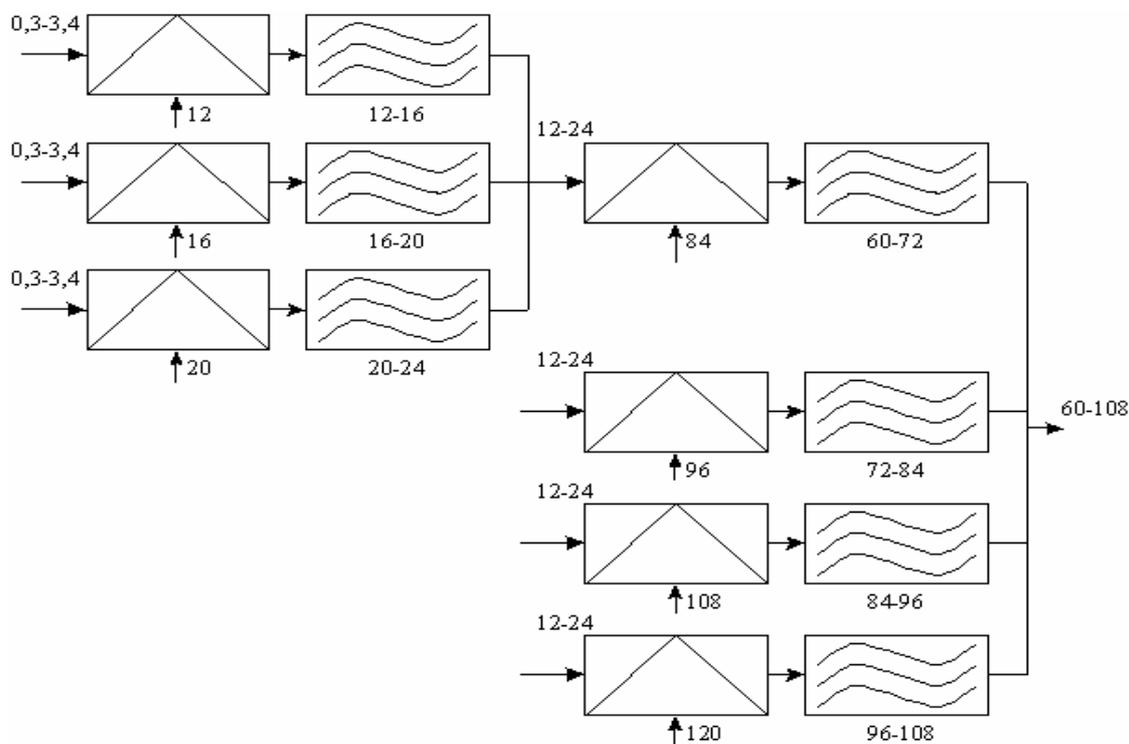


Рисунок 3.4 - Схема формирования первичной группы с LC фильтрами

$$\delta_1 = \frac{2 \cdot F_{\text{MIN}}}{f_{01}} = \frac{0.6}{20} = 0.03 \text{ - первое преобразование частоты;}$$

$$\delta_2 = \frac{2 \cdot (f_{01} + F_{\text{MIN}})}{f_{01}} = \frac{2 \cdot (12 + 0.3)}{120} = 0.2 \text{ - второе преобразование частоты.}$$

Условия для применения LC фильтров на 2 этапе еще лучше. В этом заключается главное достоинство этой схемы. Недостаток заключается в наличии дополнительных нелинейных искажений. На рисунок 3.5 изображен спектр сигнала на выходе.

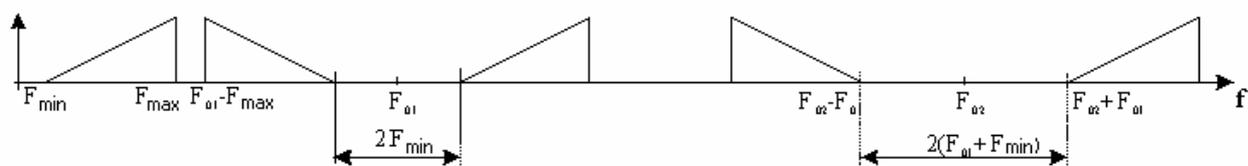


Рисунок 3.5 - Спектр сигнала на выходе

3. Способ формирования первичной группы – с преобразованием частоты вверх.

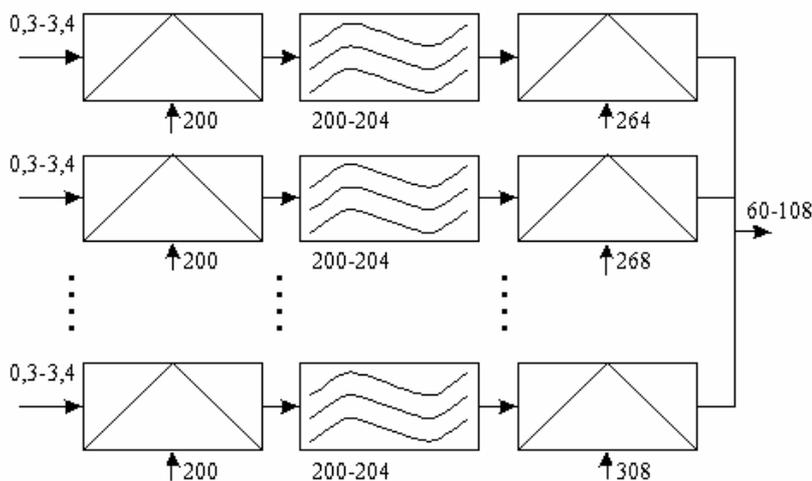


Рисунок 3.6 - Схема формирования первичной группы

Кратко рассмотрим принцип работы группообразующего устройства (рисунок 3.6). На входы смесителей подаются исходные сигналы и несущая частота, одинаковая для всех. Затем сигналы, со смещенными на несущую частоту спектрами, подаются на одинаковые полосовые фильтры. Образуется 12-ти канальная первичная стандартная группа. При втором преобразовании частоты сигналы смещаются вниз по частоте в требуемый частотный диапазон с помощью различных гетеродинов.

Формирование вторичной группы:

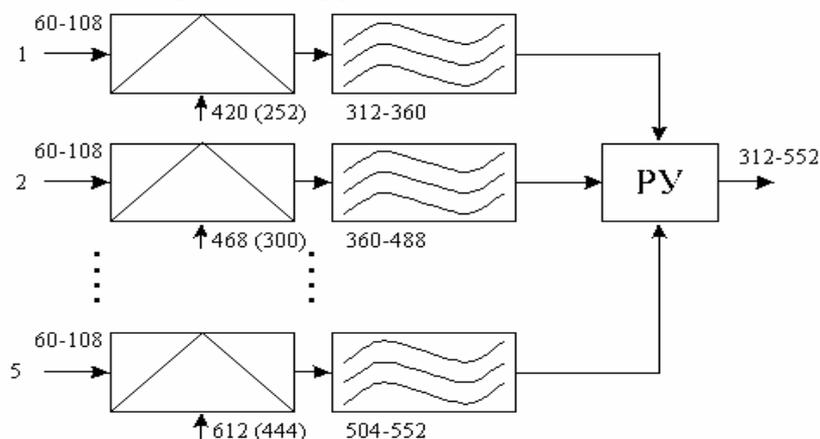


Рисунок 3.7- Формирование вторичной группы

Кратко рассмотрим принцип работы группообразующего устройства (рисунок 3.7, где РУ – развязывающее устройство). На вход гетеродина подается исходный групповой сигнал и несущая частота. Затем сигнал, со смещенным на несущую частоту спектром, с выхода гетеродина подается на полосовой LC-фильтр. Образуется 5-ти канальная вторичная стандартная группа.

Формирование третичной группы:

Третичная группа формируется путем преобразования 5 вторичных групп. Применяются LC фильтры и гетеродины (1364, 1512, 1860, 2108, 2356 кГц).

Формирование четверичной группы:

Четверичная группа (8516 – 12388 кГц) создается из 3 третичных групп с помощью LC фильтров и гетеродинов (10560, 11880, 13200 кГц).

3.2 ОРГАНИЗАЦИЯ ЛИНЕЙНЫХ ТРАКТОВ

3.2.1 ВЫБОР ЧИСЛА КАНАЛОВ

Выбор числа каналов определяется характером услуги (ТФ, ТВ, ПД и др.), а также верхней $f_в$ и нижней $f_н$ частотами полосы пропускания. При организации линейных трактов используют кабели: симметричные и коаксиальные, электрические и оптоволоконные.

- в симметричных кабелях частота $f_в$ ограничивается взаимным влиянием пар в многопарном кабеле, и это влияние возрастает с частотой вследствие наводок

$$f_в \leq 250 \text{ КГц} .$$

Частота $f_н$ определяется спадом частотной характеристики кабеля на нижних частотах.

$$f_н \geq 6 \text{ КГц} ;$$

- в коаксиальных кабелях $f_н$ ограничивается недостаточным экранированием внешней оплётки, и вследствие этого дополнительным затуханием и влиянием внешних помех

$$f_н \geq 60 \text{ КГц} .$$

Частота $f_в$ определяется затуханием в кабеле вследствие омических потерь и потерь в диэлектрике.

$$f_в \leq 60 \text{ МГц} .$$

3.2.2 МЕТОДЫ ОРГАНИЗАЦИИ ДВУСТОРОННИХ ТРАКТОВ

Существуют три основных метода организации двухсторонних трактов:

1) Система четырехпроводной однополосной связи (рисунок 3.8).

Для передачи в каждом из направлений используют самостоятельную двухпроводную цепь с необходимым числом односторонних промежуточных усилителей. В этом случае сигналы встречных направлений могут занимать в каждой из цепей один и тот же диапазон частот, и поэтому требуется меньшая полоса частот. Можно сказать, что в каждом случае сигналы противоположных направлений передаются (локализируются) в различных областях пространства, то есть, здесь применяется *пространственное разделение* направлений передачи. Такая система двухсторонней связи называется *четырёхпроводной однополосной* и применяется преимущественно в кабельных линиях и является самой распространенной.

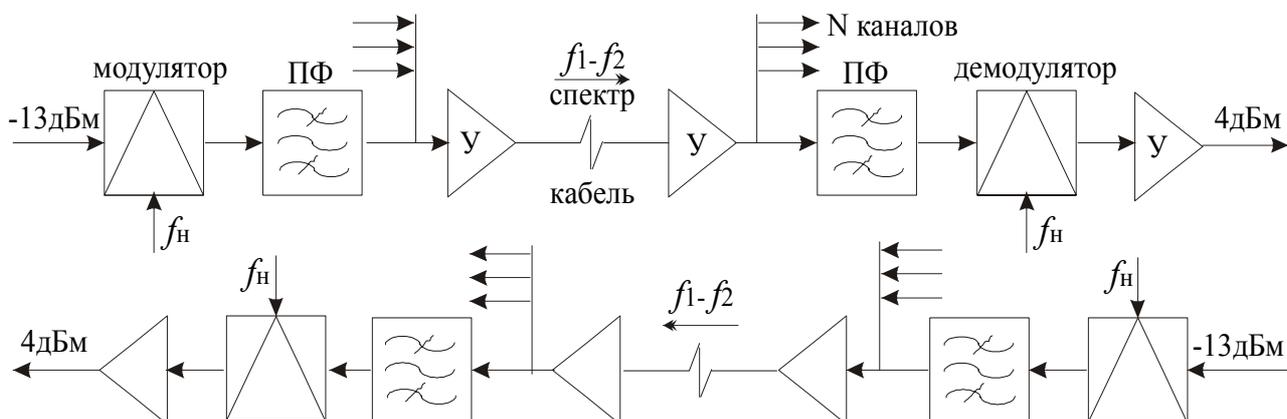


Рисунок. 3.8 - Система четырехпроводной однополосной связи

Вход и выход канала должны быть симметричными; номинальное значение входного и выходного сопротивлений 600 Ом; нормированное (номинальное) значение абсолютного измерительного уровня на входе канала $p_{вх} = -13$ дБм, а на выходе $p_{вых} = +4$ дБм.

В этой системе использован *метод частотного разделения каналов*. В качестве переносчиков выбирают гармонические несущие колебания с различными частотами: $f_{n1}, f_{n2} \dots f_{nN}$. В результате каждый первичный сигнал после преобразования в каналный, то есть после модуляции и фильтрации в полосовом фильтре (ПФ), будет размещаться в своей полосе частот. Далее сигналы смешиваются в один групповой сигнал (с суммарным спектром $f_1 \div f_2$), который усиливается в усилителе (У) и передается в линию передачи (кабель). На приеме групповой сигнал усиливается. Далее происходит выделение из группового сигнала каналного с помощью ПФ, настроенных на

соответствующие полосы частот. Первичные сигналы восстанавливаются демодуляторами из канальных. Аналогичные процессы происходят и по обратному каналу.

2) Система двухпроводной однополосной связи.

Передача встречных сигналов по различным физическим цепям не всегда возможна и экономически оправдана. Так, при использовании радиолиний такое пространственное разделение направлений передачи связано с серьёзными техническими трудностями и требует больших капиталовложений. Поэтому во многих случаях в системе двухсторонней связи используют одну двухпроводную цепь.

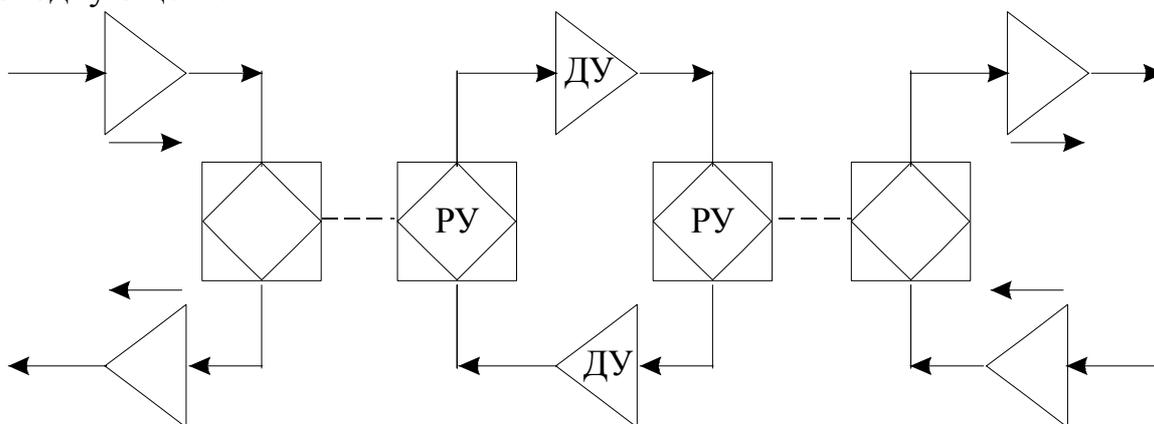


Рисунок. 3.9 - Система двухпроводной однополосной связи

Примером такой цепи, может служить система *двухпроводной однополосной* связи (рисунок 3.9). Передача сигналов в обоих направлениях осуществляется в одном и том же диапазоне частот. Задача двухстороннего усиления решается при этом с помощью так называемых *дуплексных усилителей* (ДУ) с *развязывающими устройствами* (РУ) типа уравновешенного моста. Обычно применяют РУ с дифференциальными трансформаторами. Поскольку практически невозможно добиться точного соответствия входных сопротивлений участка цепи и балансного контура, в дуплексных усилителях не удаётся получить хорошую развязку усилительных элементов встречных направлений передачи. Поэтому приходится ограничивать их усиление. Балансировку РУ выполнить тем труднее, чем шире полоса частот передаваемых сигналов. При включении в тракт нескольких дуплексных усилителей создается большое количество путей для токов обратной связи, в результате чего возможно возникновение самовозбуждения. Поэтому число включаемых в тракт дуплексных усилителей, не превышает шести. Указанные недостатки *двухпроводной однополосной системы* ограничивают области её применения; в аналоговых системах передачи она обычно используется для организации связи на небольших расстояниях, и применяется в одноканальных системах.

3) Система двухпроводной двухполосной связи.

Во многих случаях в системе двухсторонней связи используют одну двухпроводную цепь, а передача сигналов в противоположных направлениях производится в неперекрывающихся диапазонах частот. В этой системе использован *метод частотного разделения каналов*. Передача группового сигнала в одну сторону происходит в области низких частот, а в другую в области высоких. Развязка этих сигналов при приёме и передаче, а также усилителей встречных направлений передачи обеспечивается *фильтрами низкой и высокой частоты* соответственно (ФНЧ и ФВЧ) (рисунок 3.10).

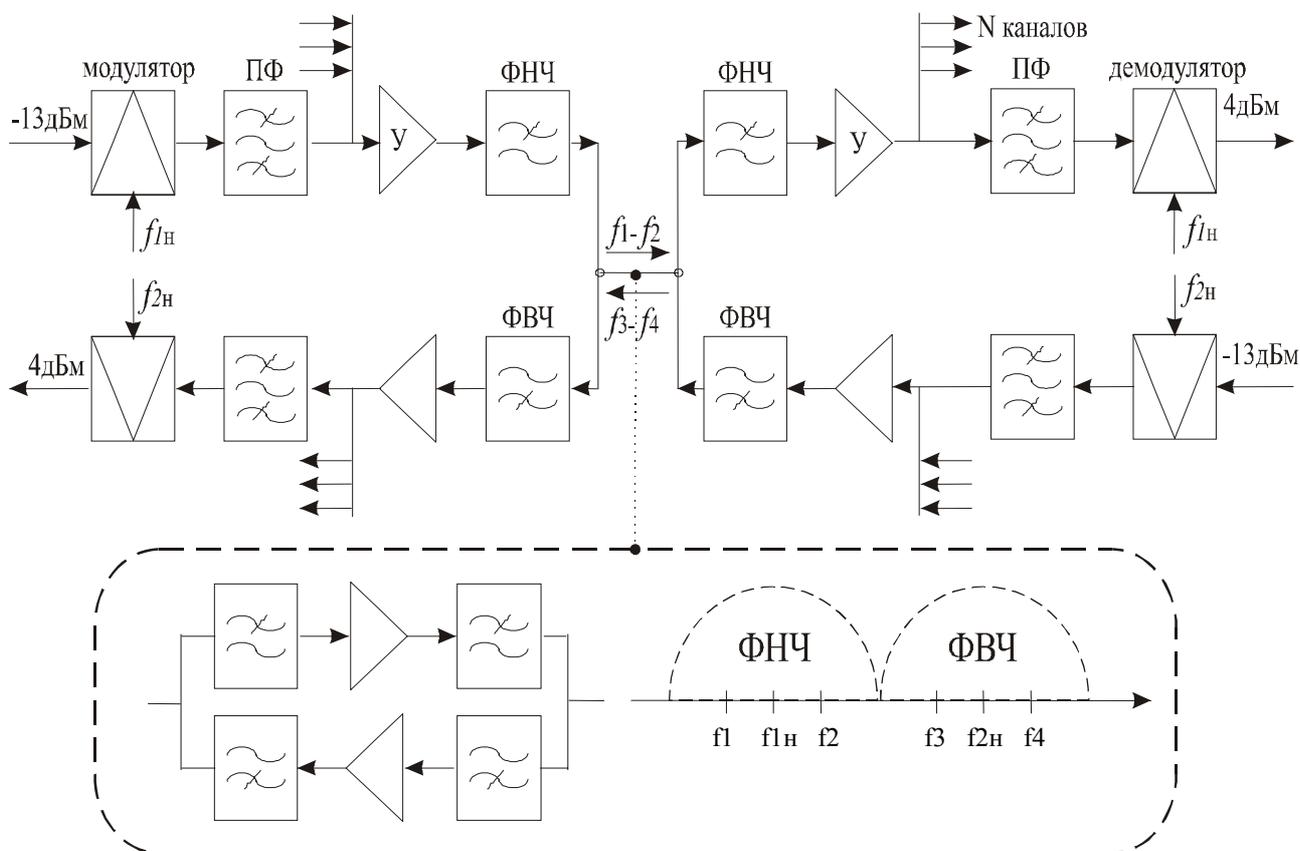


Рисунок. 3.10 - Система двухпроводной двухполосной связи

Такая система связи называется *двухпроводной двухполосной*. Она применяется на воздушных, иногда на кабельных (например, на подводных), а также на радиорелейных линиях связи.

3.3 КОРРЕКЦИЯ ЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

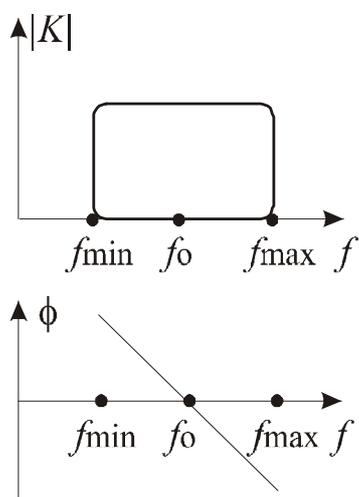
Вся система ЧРК нуждается в коррекции, так как в реальном линейном тракте присутствуют *частотные искажения*, которые появляются из-за нелинейности АЧХ и ФЧХ.

На рисунке 3.11 а показаны АЧХ и ФЧХ идеального тракта. Реально же в тракте (рисунок 3.11 б) происходит затухание сигнала, зависящее от частоты. Чтобы это преодолеть, нужно затухание α компенсировать усилением K с такой же частотной зависимостью. Эта процедура называется частотной коррекцией.

Существуют следующие виды искажений частотных характеристик:

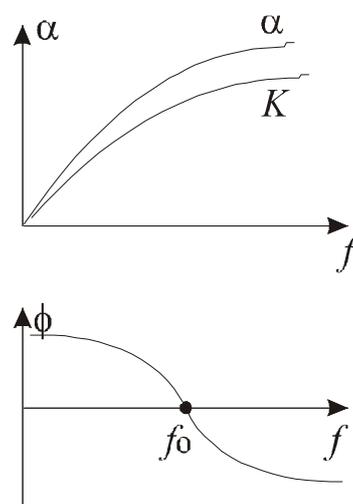
- основные (заранее известные отклонения АЧХ и ФЧХ от идеальных);
- регулярные (возникают из-за неидеальности коррекции, и они накапливаются от участка к участку);
- случайные - возникают непредсказуемо, из-за неоднородности участков линий связи (волновое сопротивление), из-за изменения параметров аппаратуры (старение, изменение температуры) и изменения параметров кабельных линий (изменение температуры и влажности).

В идеальном тракте.



а)

В реальном тракте.



б)

Рисунок. 3.11 – частотные характеристики: а) идеального тракта; б) реального тракта

Для компенсации искажений существуют следующие виды корректоров:

- постоянный корректор (его параметры не меняются);
- переменный корректор (регулирует оставшиеся частотные искажения).

Переменный корректор бывает трёх видов (по типу компенсации):

1. Плоский регулятор (РП);

2. Наклонный регулятор (РН);
3. Криволинейный регулятор (РК).

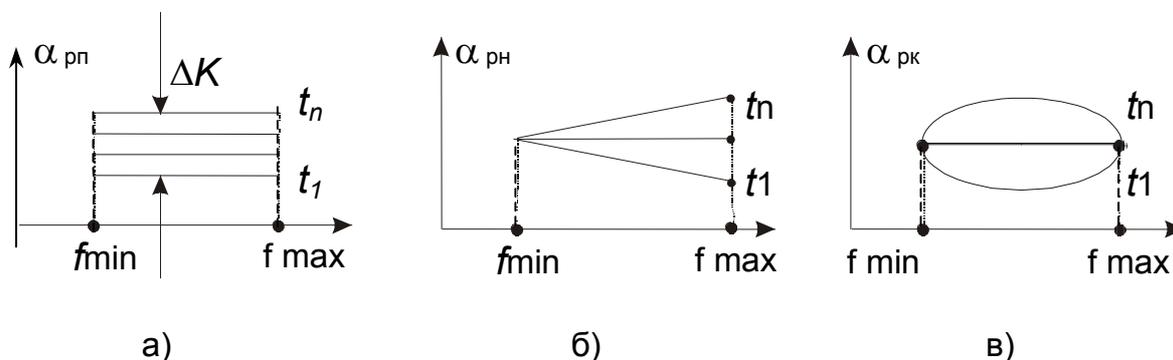


Рисунок 3.12 – характеристики корректоров
 а) плоский регулятор;
 б) наклонный регулятор;
 в) криволинейный регулятор;
 t_n – параметр (температура и т.п.)

На рисунке 3.12 показаны характеристики корректоров. В зависимости от уровня сигнала в канале РП вносит дополнительное затухание (постоянное по всей полосе частот). РН вносит дополнительное затухание линейно зависящее от частоты. РК компенсирует нелинейные искажения частотной зависимости затухания.

Теперь рассмотрим место включения корректора:

1. На выходе усилителя. Недостаток этого метода – падение мощности сигнала за счет затухания в корректоре. Для компенсации этого падения необходимо увеличивать коэффициент усиления K и мощность источника питания.

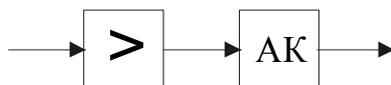


Рисунок 3.13 – Корректор на выходе усилителя

2. На входе усилителя. Недостаток этого метода – защищённость сигнала хуже, поскольку входной сигнал ослабляется корректором, а собственные шумы усилителя остаются неизменными.



Рисунок 3.14 – Корректор на входе усилителя

3. В цепи обратной, отрицательной связи. Здесь недостатки первых двух методов устраняются, но в системе возможно самовозбуждение. Дело в том,

что разность затухания в тракте на частотах $f_{\min, \max}$ может достигать 60 Дб. Такую же частотную неравномерность должен иметь и корректор (рисунок 3.15).

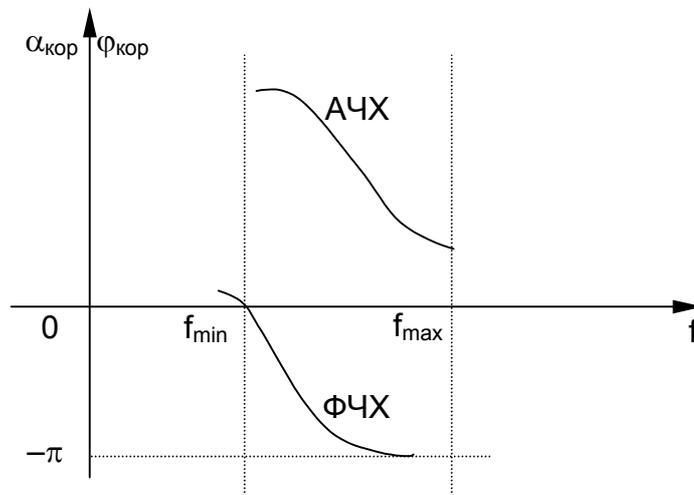


Рисунок 3.15 – Амплитудная и фазовая неравномерности корректора

Увеличение амплитудной неравномерности вызывает значительную фазочастотную неравномерность. Разность фаз на границах частотного диапазона может достигать 180° . Поэтому отрицательная обратная связь, необходимая для устойчивой работы корректора, может превратиться в положительную. Поэтому корректоры с обратной связью с запасом по устойчивости компенсируют амплитудно-частотные искажения с перепадами не более 25–30 Дб.

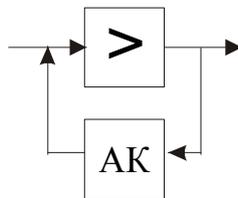


Рисунок 3.16 – Корректор в цепи ОС

4. Комбинированный метод с двумя корректорами (недостатков меньше и защищенность сигнала лучше, чем во втором способе). Этот метод является самым распространённым на практике.

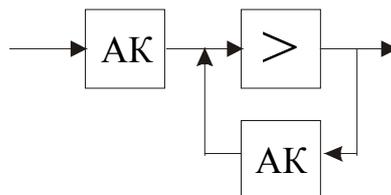


Рисунок 3.17 – Комбинированный метод с двумя корректорами

5. Комбинированный метод с повторным усилением (требует большего числа усилителей, и поэтому используется редко).



Рисунок 3.18 – Комбинированный метод с повторным усилением

3.4 ПОМЕХИ В АНАЛОГОВЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ

Помехи – это мешающие приёму информации электрические колебания, связанные с внешними или внутренними причинами.

3.4.1 КЛАССИФИКАЦИЯ ПОМЕХ

1. По месту возникновения
 - 1.4. Внутренние помехи (возникают в узлах аппаратуры и линиях передачи);
 - 1.4.6. Собственные помехи (тепловой и дробовой шум);
 - 1.4.7. Помехи нелинейного происхождения (комбинационные частоты $f_1 \pm f_2 \pm f_3$, возникающие в выходных каскадах передатчиков, преобразователях частоты, детекторах и т.п.);
 - 1.4.8. Помехи коммутации и плохих контактов.
 - 1.5. Внешние помехи (обуславливаются действием внешних источников естественного происхождения, а также активные помехи);
 - 1.5.6. Переходные помехи (в металлических кабелях);
 - 1.5.7. Промышленные помехи (от линий передачи, ТВ вещания и т.п.);
 - 1.5.8. Грозовые и атмосферные помехи
2. По форме сигнала
 - 2.4. Непрерывные помехи: $S_{\max} > (3 \div 10)S_{cp}$;
 - 2.4.6. Импульсные помехи: $S_{\max} > (100 \div 1000)S_{cp}$,
где S_{cp} – среднее напряжение сигналов помехи.
3. По характеру мешающего воздействия
 - 3.1 Шум любой природы, который складывается с сигналом и для слабых сигналов способен существенно ухудшить разборчивость передаваемого сообщения (речи, данных и т.п.);
 - 3.2 Переходный разговор, возникающий вследствие переходных помех. Внятный переходный разговор нарушает комфортность и конфиденциальность связи, отвлекает абонентов на невольное прослушивание постороннего разговора. Невнятный переходный разговор резко увеличивает шум в канале передачи.

3.4.2 ОЦЕНКА ДЕЙСТВИЯ ПОМЕХ

1. Защищённость $A = 10 \lg(P_c/P_n)$ или через уровни мощностей $A_3 = p_c - p_n$.
2. Коэффициент шума $N = \frac{P_{свх}/P_{псх}}{P_{свх}/P_{псх}}$ – характеризует возрастание шума внутри активных приборов прежде всего за счет дробовых шумов.
3. Псофометрическое напряжение (это взвешенное, усредненное в полосе частот напряжение шума).

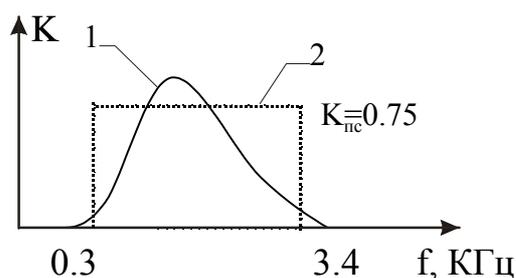


Рисунок 3.19 – Частотная характеристика системы "канал ТЧ + ухо человека"

На рисунке 3.19 представлена частотная характеристика системы «канал ТЧ + ухо человека» (1) и его псофометрический эквивалент (2).

3.4.3 НОРМИРОВАНИЕ ПОМЕХ (по ИТУ-Т)

Для стандартизации качества связи ИТУ-Т выбраны эталонные цепи с заданной протяженностью, числом переприемов и суммарной мощностью помех. Переприём – операция приёма сигнала на усилительном пункте, выделение необходимых каналов и дальнейшая передача. Структура цепи (число и тип переприемов) зависит от применяемой системы передачи. Существуют схемы номинальных цепей для местного, внутризонавого и магистрального участков сети. В качестве примера рассмотрим магистральный тракт передачи с длиной $L_{\text{магистральной}} = 2500$ км, построенный на коаксиальном кабеле К-60П (рисунок 3.20).

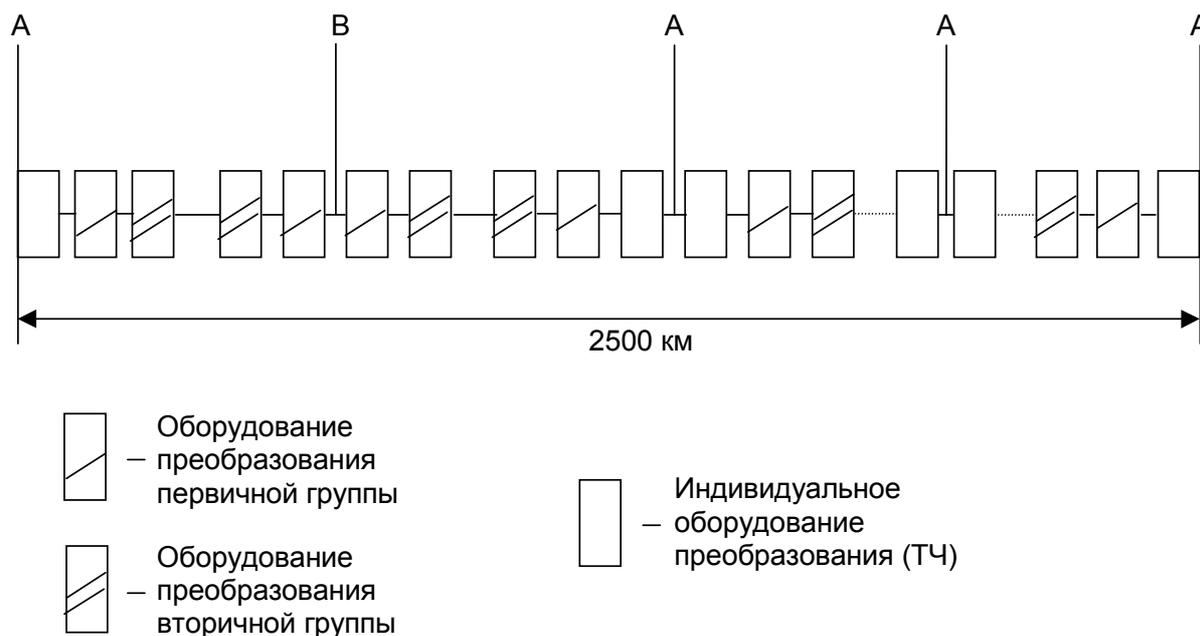


Рисунок 3.20 – Магистральный тракт передачи с длиной 2500 км

Здесь применяются два переприема по ТЧ (точки А), где возможно выделение сигналов индивидуальных пользователей. Внутри каждого участка А-А один переприем по первичной группе (точка В), где может выделяться и ответвляться на другие групповые тракты одна или несколько первичных групп. Для передачи группового сигнала непосредственно на магистральных участках используется вторичная группа.

Один из важнейших показателей, определяющих качество связи – защищённость от помех, которую принято оценивать по мощности (или уровню) помех в точке с нулевым относительным уровнем (ТНОУ).

Значение допустимой мощности помех в психометрических единицах для участка протяженностью 2500 км: $P_{n\Sigma} \leq 10000 \text{ нВт}0 \text{ ПСОФ}$ (в ТНОУ). Из этой допустимой мощности помех на преобразовательное оборудование отводится $P_{пто} = 2500 \text{ нВт}0 \text{ ПСОФ}$, а на линейный тракт $P_{плт} = 7500 \text{ нВт}0 \text{ ПСОФ}$, то есть $P_{n\Sigma} = P_{пто} + P_{плт} \text{ ПСОФ}$ (в ТНОУ).

Так как в аналоговых системах передачи имеет место явление накопления помех, то можно условно считать, что на 1 км линейного тракта магистрального участка приходится мощность помех $P_{плт}/1 \text{ км} = 7500 \text{ нВт}0/2500 \text{ км} = 3 \text{ [нВт}0/\text{км]}$, при норме $1 \div 3 \text{ [нВт}0/\text{км]}$.

Кроме того, нормируются составы шумов, так, например, мощности шумов должны относиться друг к другу:

- В четырехпарном кабеле

$$P_{\text{собственной помехи}} : P_{\text{нелинейной помехи}} : P_{\text{помехи линейного тракта}} = 1:1:2;$$

- В коаксиальном кабеле $P_{\text{собственной помехи}} : P_{\text{нелинейной помехи}} = 1:1$.

3.4.4 НАКОПЛЕНИЕ СОБСТВЕННЫХ ПОМЕХ В ЛИНЕЙНОМ ТРАКТЕ

Одним из существенных недостатков аналоговых систем передачи является накопление собственных помех в линейном тракте по мере прохождения сигнала. Рассмотрим участок линейного тракта, состоящий из источника сигнала (генератора), линии передачи (ЛП) и усилителя (У) (рисунок 3.21).

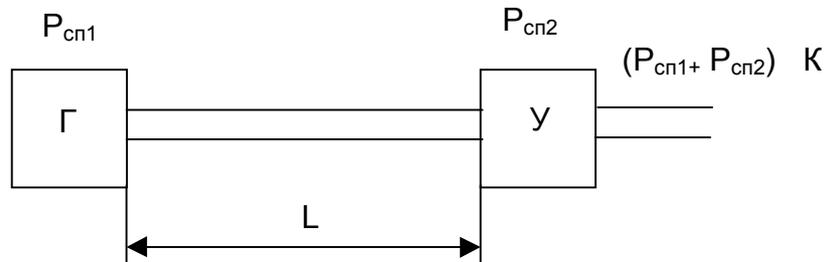


Рисунок 3.21 – Схема участка линейного тракта

Генератор содержит в своём составе усилитель с мощностью собственных шумов, приведённых ко входу, $P_{сн1}$ и коэффициентом усиления по мощности K . Мощность собственных шумов складывается из мощностей тепловых и дробовых шумов.

$$P_{ми} = k \cdot T \cdot \Delta f, \quad (3.1)$$

где $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град – постоянная Больцмана,

T – температура, Δf – полоса частот линейного тракта.

Мощность дробовых шумов характеризуется коэффициентом шума

$$N = \frac{P_{свх} / P_{швх}}{P_{свых} / P_{швых}} = \frac{1}{K} \cdot \frac{P_{швых}}{P_{швх}}. \quad (3.2)$$

Он показывает во сколько раз уменьшается отношение сигнал-шум на выходе усилителя за счет возникновения дробовых шумов, или во сколько раз увеличивается мощность шума, приведенная ко входу усилителя. Уровень собственных шумов, приведенных ко входу с учетом (3.2):

$$P_{сн} = 10 \lg(P_{ми} + P_{ош}) = 10 \lg(P_{ми} \cdot N) = P_{ми} + n, \quad (3.3)$$

где $n = 10 \lg(N)$ – потери шумозащищенности.

Мощность шума на выходе генератора $P_{сн1} \cdot K$. Распространяясь по линии, сигнал и шум затухают и это затухание по мощности есть A . В линейном тракте должно соблюдаться условие поддержания одного и того же уровня сигнала. Для этого коэффициент усиления должен быть равен затуханию в линии

$$K = A. \quad (3.4)$$

Если перейти к уровням передачи, то

$$K_{дБ} = \alpha l, \quad (3.5)$$

где $K_{дБ}$ – коэффициент усиления в дБ,

- l – длина участка линейного тракта, км;
 α – коэффициент затухания линии, дБ/км.

При выполнении условия (3.4), на входе усилителя шумы генератора и шумы усилителя будут суммироваться. Поскольку источники шума не коррелированы, то это суммирование можно проводить без учёта фазовых соотношений, не когерентно. Поэтому суммарная мощность шумов будет

$$P_{\text{сп}\Sigma} = P_{\text{сп}1} + P_{\text{сп}2}.$$

Этот процесс можно продолжить. Для n участков получим:

$$P_{\text{сп}\Sigma}(0) = \sum_{i=1}^n P_{\text{сп}i}(0) = P_{\text{сп}}. \quad (3.6)$$

Уровень суммарной, приведенной к ТНОУ(1мВт), помехи найдём из (3.6)

$$p_{\text{сп}\Sigma}(0) = 10 \lg \left(\frac{P_{\text{сп}\Sigma}}{1 \text{ мВт}} \right) = p_{\text{тш}} + d + K_{\text{аб}} + 10 \lg n - p_{\text{г}}. \quad (3.7)$$

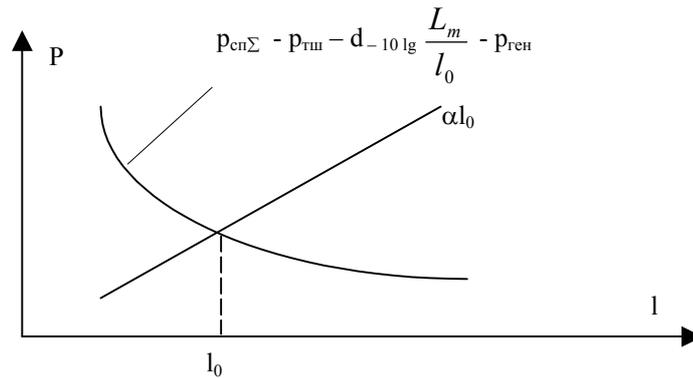
При составлении (3.7) учитывался уровень теплового шума на входе усилителя $p_{\text{тш}}$, уровень коэффициента шума (потери шумозащищённости) d , а также те факторы, что результирующий шум находится на выходе последнего участка, содержащего усилитель с коэффициентом усиления K , и мощность на выходе генератора $p_{\text{ген}}$ может отличаться от значения 1 мВт. Поэтому в (3.7) в правой части вычитается уровень $P_{\text{г}}$, соответствующий мощности $P_{\text{ген}}$.

При рассмотрении и расчёте линейных трактов вводится понятие оптимальной длины усилительного участка l_0 , такой, при которой мощность собственных помех на выходе усилителя точно равна нормативному значению. Чтобы найти l_0 подставим в (3.7) $K_{\text{дб}} = \alpha l_0$ и выразим n через длину тракта L_m и длину участка

$$p_{\text{сп}\Sigma} = p_{\text{тш}} + d + \alpha l_0 + 10 \lg \frac{L_m}{l_0} - p_{\text{ген}}. \quad (3.8)$$

Уравнение (3.8) относительно l_0 является нелинейным и может быть найдено численными методами или графически (рисунок 3.22).

Для уменьшения влияния собственных помех (увеличение защищённости) необходимо уменьшить полосу частот приёмного тракта Δf и применять малошумящие усилители во входных каскадах приёмников (снижение коэффициента шума).

Рисунок 3.22 – Графический расчёт l_0

3.4.5 ПЕРЕХОДНЫЕ ПОМЕХИ

Эти помехи в АСП на электрических кабелях возникают в основном за счёт электромагнитной связи между параллельными парами проводников в многопарных кабелях. Эта паразитная связь (наводка) имеет несколько механизмов возникновения, основными из которых является связь по электрическому полю. Удельный вес электрической и магнитной составляющей зависит от частоты сигнала, от числа пар в кабеле и их взаимного расположения. Так, например, для канала тональной частоты подавляющий вклад в переходную помеху вносит электрическая составляющая.

При рассмотрении влияния между двумя парами различают два вида перехода энергии: на ближнем (передающем) конце и на дальнем (приёмном) конце (рисунок 3.23). Из рисунка видно, что помеха на ближний конец проявляется при встречных движениях сигналов в каналах, а помеха на дальний конец при согласованной передаче.



Рисунок 3.23 – Возникновение переходных помех:

- а) на ближнем конце;
- б) на дальнем конце

Помеха на ближний больше, чем помеха на дальний конец по ряду причин:

1) в силу фазовых соотношений электрическая и магнитная составляющие поля наводки на ближнем конце складываются, в то время как на дальнем конце они вычитаются;

2) наиболее значительная часть наводки возникает вблизи передатчика активной (влияющей) линии. На ближний конец она воздействует непосредственно, в то время как на дальнем конце наводка затухает так же, как и полезный сигнал;

3) эффект синфазного накопления наводки на дальний конец (рисунок 3.4.5 б) устраняется скручиванием как каждой пары в кабеле, так и всего жгута.

Рассмотрим защищённость системы передачи по переходным помехам. На ближнем конце

$$A_{30} = 10 \lg \left(\frac{P_{np}^{II}}{P_{перпом}^I} \right) = (p_2^{II} - \alpha l) - p_{перпом}^{II}, \quad (3.9)$$

где $P_{г}^{II}$ и $p_{г}^{II}$ - мощность передатчика II и её уровень соответственно.

$P_{пр}^{II}$ - мощность на входе приёмника II

$P_{перпом}^{II}$ и $p_{перпом}^{II}$ - мощность переходной помехи в канале II и её уровень.

Выразим $p_{перпом}^{II}$ через уровень мощности генератора и переходное затухание

$$A_0 = 10 \lg \left(\frac{P_2^I}{P_{перпом}^{II}} \right) = p_2^I - p_{перпом}^{II}. \quad (3.10)$$

Тогда $P_{перпом}^{II} = p_{г}^I - A_0$.

$$A_{30} = p_2^{II} - \alpha \cdot l - (p_2^I - A_0). \quad (3.11)$$

Если передатчики одинаковы и их уровни мощности равны $p_{г}^I = p_{г}^{II}$, то

$$A_{30} = A_0 - \alpha \cdot l. \quad (3.12)$$

Это выражение имеет простой смысл. Помеха на ближнем конце линии не зависит от её длины, в то время как сигнал затухает по мере распространения. Поэтому отношение сигнал-шум (защищённость) уменьшается с увеличением длины линии. На низких частотах (канал тональной частоты) влияние слагаемого αl в (3.12) несущественно ($\alpha l \ll A_0$) уменьшается (переходная помеха возрастает), а αl увеличивается (затухание возрастает) и защищённость по переходной помехе на ближнем конце может стать меньше нормы.

На дальнем конце уровень сигнала передатчика II ослабляется в линии на αl , а переходная помеха с уровнем A_0 , наведённая передатчиком I, также ослабляется в линии, поэтому

$$A_{3l} = (p_2^{II} - \alpha \cdot l) - (p_2^I - A_0 - \alpha \cdot l) \quad (3.12)$$

если $P_{г}^I = P_{г}^{II}$, то

$$A_{3l} = A_0$$

и защищённость по переходной помехе на дальнем конце не зависит от длины линии и больше, чем защищённость на ближнем конце. Уровень переходной помехи на ближнем конце в одно-кабельных системах больше уровня на дальнем конце на 10-40 дБ в зависимости от частоты сигналов и длины линии. Способы снижения переходных помех:

1) применение скручивания пар в кабеле – снижение помехи на дальнем конце;

2) организация передачи в двухкабельных системах, когда все каналы в прямом направлении передаются по проводным парам, собранным в одном кабеле, а все встречные каналы в другом кабеле, изолированном от первого металлической экранирующей оболочкой. При этом наиболее существенная помеха на ближний конец практически устраняется;

3) для устранения внятного переходного разговора при согласованной передаче применяется инверсия или смещение спектра сигналов (рисунок 3.24).

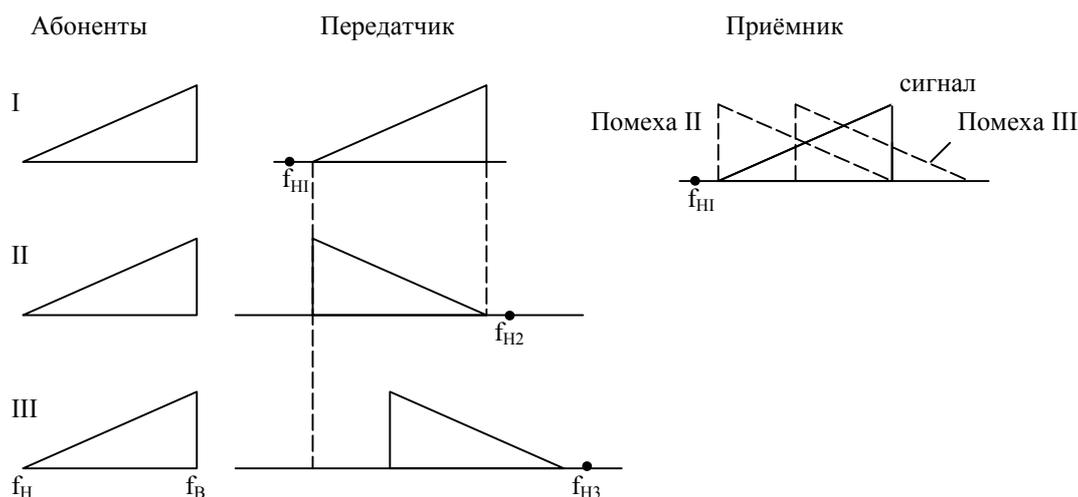


Рисунок 3.24 – Устранение внятных помех

В этом случае внятная переходная помеха превращается в невнятную (помеха III). Ослабление помехи может составлять 5-25 дБ.

3.4.6 НЕЛИНЕЙНЫЕ ПОМЕХИ

Нелинейные помехи возникают как в сугубо нелинейных приборах (преобразователи частоты, детекторы и т.п.), так и в усилительных элементах, особенно в ограничителях и выходных каскадах усилителей мощности за счёт отклонения их вольтамперной характеристики от линейной. Как и другие виды помех нелинейные помехи накапливаются от участка к участку.

Продуктами нелинейности являются гармоники (в основном вторая и третья) и комбинационные составляющие типа $nf_1 + mf_2 + kf_3 + \dots$, если f_1, f_2, f_3, \dots

частоты составляющих на входе усилителя, а $n, m, k = 1, 2, 3 \dots$. Чтобы нелинейные составляющие помех были меньше нормы напряжение сигнала не должно превышать порог перегрузки усилителя U_n или уровень P_n .

Порогом перегрузки является уровень мощности p_n на выходе усилителя, при котором увеличение уровня сигнала на входе на 1 дБ приводит к увеличению уровня третьей гармоники на выходе на 20 дБ .

Для количественной оценки нелинейных свойств канала вводят понятие затухания нелинейности по второй и третьей гармоникам

$$a_{2Г} = 10 \lg \left(\frac{P_{1Г}}{P_{2Г}} \right) = p_{пер} - p_{2Г}$$

$$a_{3Г} = 10 \lg \left(\frac{P_{1Г}}{P_{3Г}} \right) = p_{пер} - p_{3Г},$$

где $P_{1Г}, P_{2Г}, P_{3Г}$ – мощности первой, второй и третьей гармоник, а $p_{2Г}, p_{пер}, p_{3Г}$ – их уровни соответственно.

Заводы изготовители обычно нормируют значения $a_{2Г}$ и $a_{3Г}$.

Для снижения уровня нелинейных помех применяют обязательную их нормировку, стараются комбинировать виды трафика в каналах, чтобы не увеличивать пик-фактор, а также применяют усилители с автоматической регулировкой усиления (АРУ).

4. ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ (ЦСП)

4.1 ПРИНЦИПЫ ЦИФРОВОЙ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

4.1.1 СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ЦСП

В настоящее время цифровые методы и устройства передачи информации являются основными в телекоммуникационных системах благодаря совокупности своих достоинств, таких как высокая помехоустойчивость, простота группообразования, возможность интеграции разнородного трафика, высокая технологичность и др. Укрупненная структурная схема ЦСП приведена на рисунке 4.1.1.

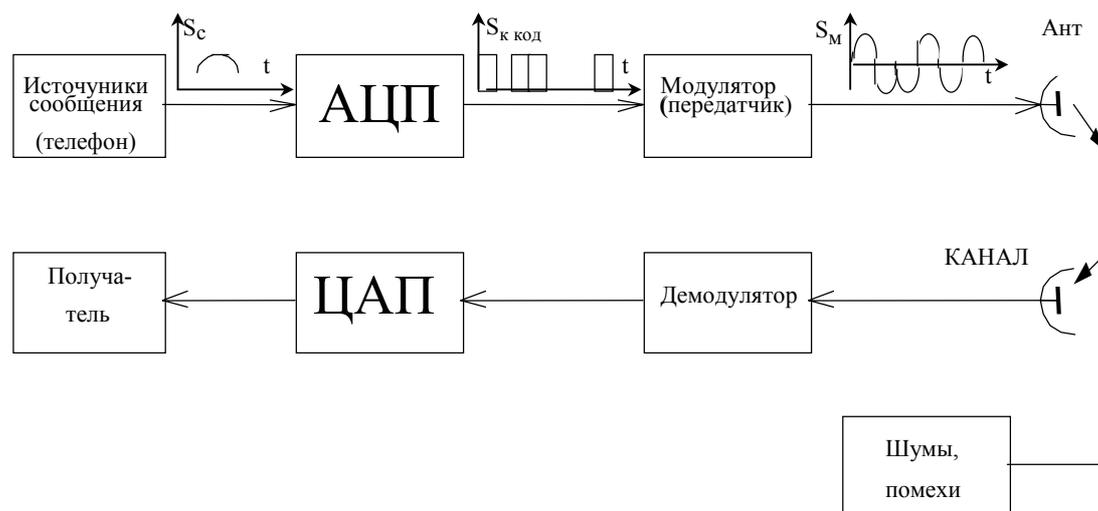


Рисунок 4.1.1. – Структурная схема ЦСП

Здесь аналоговый сигнал $S_c(t)$ с выхода источника сообщения проходит через аналого-цифровой сигнал (двоичный цифровой код) $S_k(t)$. Для передачи по линии связи (медный кабель, ВОЛС, радиоканал) этот сигнал с помощью модулятора или кодирующего устройства преобразуется к виду $S_M(t)$, позволяющему передачу на большие расстояния с минимальными искажениями. В приёмной части ЦСП происходят обратные преобразования с помощью демодулятора и цифро-аналогового преобразователя (ЦАП). В канале передачи сигнал $S(t)$ искажается при воздействии шумов и помех, которые наиболее эффективно проявляют себя в канале связи и во входных каскадах приёмника.

4.1.2 ЦИФРОВОЙ СИГНАЛ

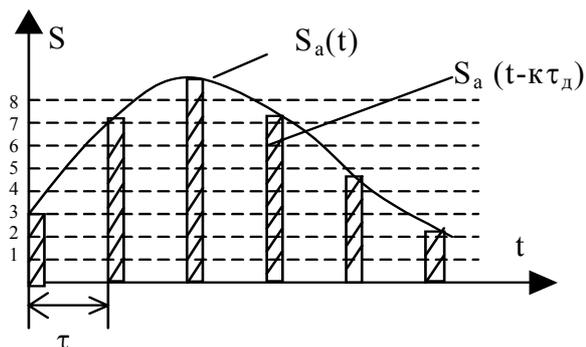
Рассмотрим процесс формирования цифрового сигнала (рисунок 4.1.2), который можно разбить на три этапа:

- 1) дискретизация во времени;
- 2) квантование по уровню;

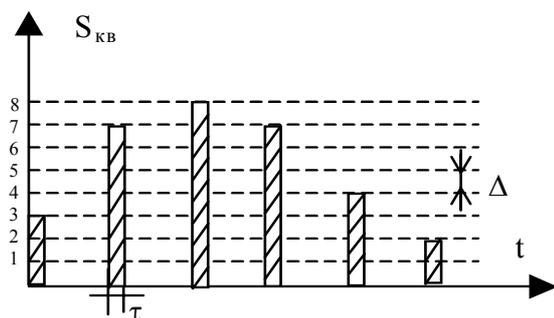
3) кодирование (импульсно-кодовая модуляция).

На первом этапе вместо непрерывной функции времени $S_a(t)$ формируется совокупность дискретных отсчётов $S_a(t-k\tau_d)$ взятых в равноотстоящих друг от друга моментах времени с интервалом τ_d .

а) дискретизация во времени (АИМ)



б) квантование по уровню



в) кодирование (ИКМ)

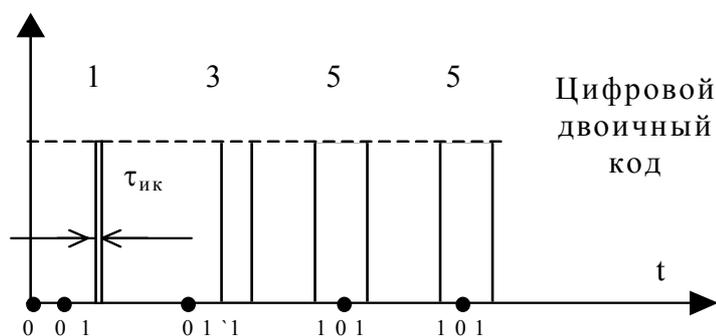


Рисунок 4.1.2 – Формирование цифрового сигнала

В соответствии с теоремой Котельникова этот интервал определяется верхней частотой в спектре сигнала f_B

$$\tau_d \leq \frac{1}{2f_B}. \quad (4.1)$$

Обосновать это неравенство можно следующим образом. Спектр дискретизируемого сигнала (рисунок 4.1.3) является периодической функцией частоты f с периодом $1/\tau_d$. Для того чтобы лепестки этой функции не перекрывались необходимо, чтобы:

$$1/\tau_d \geq 2f_B.$$

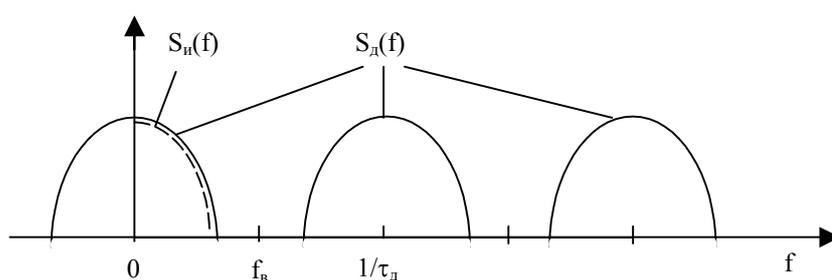


Рисунок 4.1.3 - Спектр дискретного сигнала

Если это неравенство не выполняется, спектр сигнала искажается в области высоких частот. Во временной области это приводит к тому, что наиболее быстрые изменения сигнала при дискретизации будут пропущены.

Полученный дискретный сигнал или сигнал с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ) может принимать в своих отсчётах любые непрерывные значения. Чтобы число амплитудных значений было конечно, на втором этапе (рисунок 4.1.2 б) проводят операцию квантования. Она заключается в том, что значение отсчёта сравнивается с некоторым уровнем, близким к нему, и приравнивается либо к величине этого уровня, либо к другой величине, связанной с ним. Такой величиной, например, может быть среднее значение между соседними уровнями.

При равномерном квантовании расстояние между соседними уровнями (шаг квантования) Δ одинаков. Процесс квантования сопровождается искажениями сигнала, которые тем больше, чем больше Δ . Эти искажения можно охарактеризовать мощностью шумов квантования, которая пропорциональна величине $(\Delta/2)^2$. Поскольку отсчёты дискретного сигнала S_k являются случайной величиной, статистическое усреднение для равномерного квантования приводит к результату:

$$P_{ш\text{ кв}} = \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta}{2} \right)^2 = \frac{\Delta^2}{12}. \quad (4.2)$$

В свою очередь шаг квантования Δ зависит от максимального значения сигнала S_{\max} и числа уровней n .

Число уровней квантования (разрядов) можно найти, задавая отношение сигнал-шум, если в качестве основного источника шума взять шумы квантования.

$$\frac{P_{сиг}}{P_{шкв}} = 10 \lg \frac{\bar{S}^2}{\frac{\Delta^2}{12}} = 10.8 + 20 \lg \frac{S_{cp}}{\Delta}. \quad (4.3)$$

Если сигнал гармонический:

$$S = S_m \cos \omega_0 t, \quad \text{то}$$

$$\frac{P_c}{P_{ш}} = 10 \lg \left[\frac{\frac{S_m}{2}}{\frac{\Delta^2}{12}} \right] = 7.78 + 20 \lg \frac{S_m}{\Delta} = 7.78 + 20 \lg n. \quad (4.4)$$

В (4.3) и (4.4) \bar{S} – среднее значение, а S_m – амплитуда сигнала.

В соответствии с требованиями стандартов минимум качества обеспечивается при $\frac{P_c}{P_{ш}} = 26 \text{ дБ}$. Подставляя это значение в (4.4) найдём $n=8$.

Но это соотношение должно выполняться для самого минимального входного сигнала. Если учесть динамический диапазон сигнала на входе и взять случай более высокого качества передачи, то число уровней n будет больше 8. Так если $D=40 \text{ дБ}$, то $n=15$.

Приведённый пример указывает на избыточность, возникающую при формировании цифрового сигнала, поскольку нет необходимости большие значения входного сигнала передавать с такой же точностью что и малые. Поэтому при квантовании применяют процедуру неравномерного квантования (рисунок 4.1.4), когда шаг квантования входного сигнала увеличивается с ростом сигнала. Эта процедура называется компрессией или сжатием динамического диапазона. На практике компрессию совмещают с кодированием, применяя кусочно-линейную характеристику вместо логарифмической (рисунок 4.1.5). При этом угол наклона отрезков прямых с каждым шагом уменьшается в два раза. Применение неравномерного квантования позволяет ограничить число разрядов $n=8$.

На третьем этапе сигнал $S_{\text{кв}}(t)$ дискретный во времени и по амплитуде с помощью импульсно-кодовой модуляции (ИКМ) преобразуется в цифровой код. Наиболее распространённым является двоичный цифровой код (рисунок 4.1.2 в). Особенностью этого кода, представленного набором электрических импульсов, является то, что длительность каждого импульса в кодовой комбинации ИКМ $\tau_{\text{ик}} = \frac{\tau u}{n}$ в n раз меньше длительности исходного импульса. Это приводит к соответствующему расширению спектра.

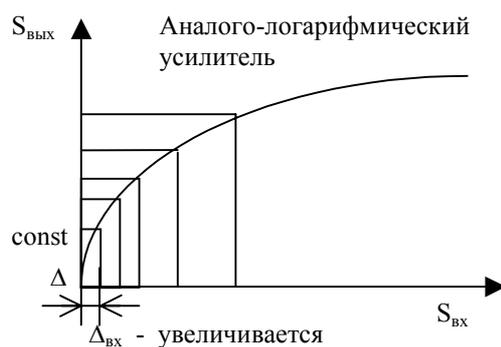


Рисунок 4.1.4 – неравномерное квантование

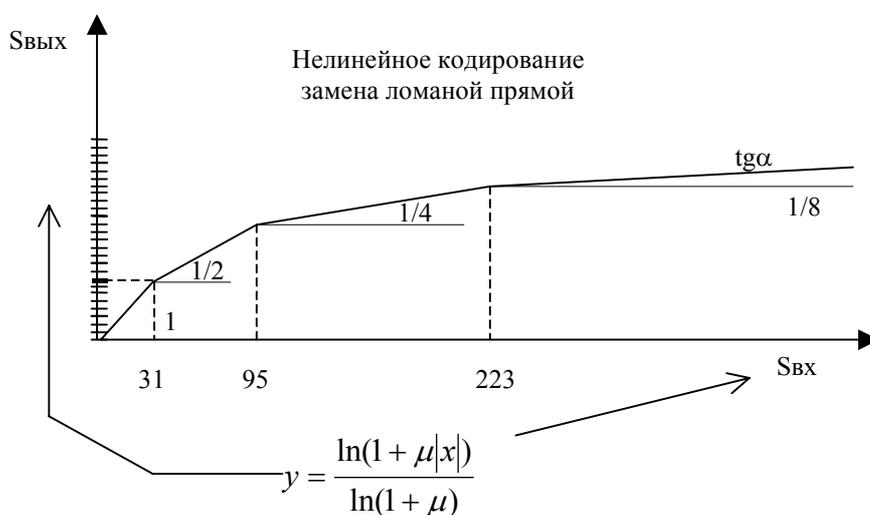


Рисунок 4.1.5 – Аппроксимация при неравномерном квантовании

4.1.3 ГРУППООБРАЗОВАНИЕ

Поскольку длительность импульса дискретизации (выборки) $\tau_{\text{и}}$ много меньше $\tau_{\text{д}}$

$$\tau_{\text{и}} \ll \tau_{\text{д}}$$

временной интервал τ_d между соседними импульсами одной функции $S_1(t)$ можно заполнить отсчётами других каналов (рисунок 4.1.6). В этом случае каналы разделяются во времени и передаются в одной и той же полосе частот. Этот процесс носит название временного разделения каналов (ВРК) или группообразования. Время, за которое формируется группа называется циклом. Длительность цикла есть время цикла $T_{ц}$. Нетрудно увидеть, что $T_{ц}$ равно времени дискретизации:

$$T_{ц} = \tau_d.$$

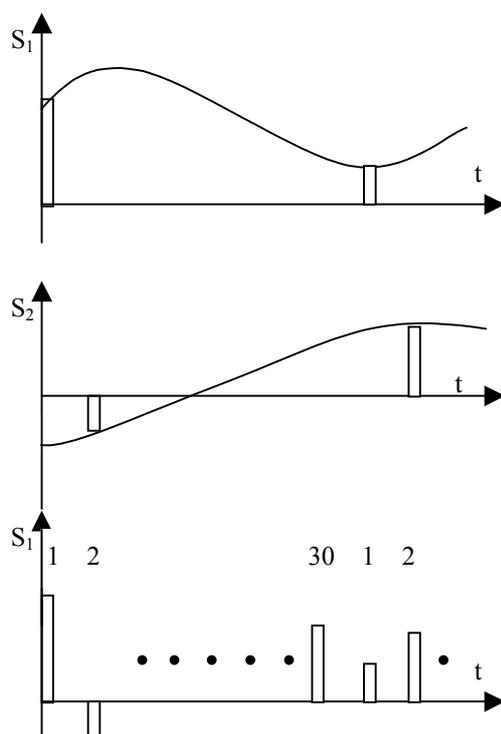


Рисунок 4.1.6 – Группообразование

4.1.4 ЛИНЕЙНОЕ КОДИРОВАНИЕ

Цифровой сигнал после процедуры группообразования имеет вид, представленный на рисунке 4.1.7 а. Он является однополярным и в нём нетрудно выделить три типичных ситуации:

- 1) чередование нулей и единиц;
- 2) последовательность одних единиц;
- 3) последовательность одних нулей.

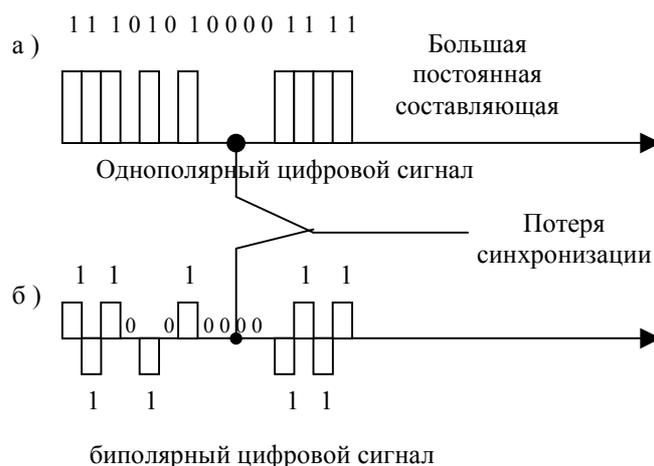


Рисунок 4.1.7 – Преобразование к коду передачи

Однополярный характер сигнала требует больших энергетических затрат. Для того, чтобы увидеть это, сравним энергию W , необходимую для передачи двух битов в электрической линии с помощью однополярного $S_1(t)$ и биполярного $S_2(t)$ сигналов (рисунок 4.1.8). Если сопротивление нагрузки $R=1\text{Ом}$, $\tau = 1\text{сек.}$, то

$$W = \frac{S_1^2}{R} \cdot \tau + \frac{S_2^2}{R} \cdot \tau,$$

$$W_1 = 1 \text{ Вт}\cdot\text{сек.},$$

$$W_2 = 0.5 \text{ Вт}\cdot\text{сек.}$$

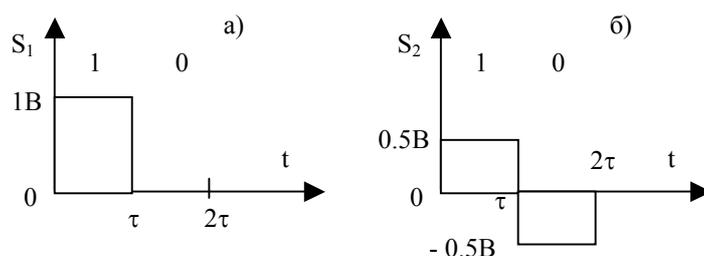


Рисунок 4.1.8 - Элементарные цифровые сигналы

При одинаковой помехоустойчивости (перепад между состояниями равен 1В) преимущества биполярного сигнала очевидны.

Наиболее простым переходом от однополярных сигналов к биполярным является применение кодов ЧПИ (чередование полярности импульсов, рисунок 4.1.7 б). Здесь каждый чётный импульс меняет полярность.

Как у однополярного сигнала, так и у сигналов ЧПИ есть ещё один существенный недостаток. Для нормального функционирования ЦСП с ВРК нужна жёсткая синхронизация цифрового потока во времени. Поэтому на приёмном

конце из цифрового потока обычно выделяют тактовую частоту (частоту следования импульсов). Если обратиться к рисунку 4.1.7, то нетрудно увидеть, что синхронизация нарушается там, где присутствуют последовательности одних единиц или нулей. Поэтому в кодах ЧПИ на участках с большим числом нулей добавляют специальные биполярные кодовые комбинации, которые при приёме опознаются и удаляются. Такие коды называют модифицированными ЧПИ (МЧПИ).

Таким образом, для передачи по протяжённой линии связи однополярный цифровой сигнал преобразуют с помощью специальных кодов, которые называют *кодами передачи* или *линейными кодами*. Помимо ЧПИ и МЧПИ существует много других линейных кодов.

4.1.5 МОДУЛЯЦИЯ

Помимо операции линейного кодирования для качественной передачи цифрового сигнала на большие расстояния по электрическим кабелям и радиолиниям применяют его модуляцию (рисунок 4.1.9). Модуляция, которая в данном случае называется манипуляцией, может быть амплитудной (АМ), фазовой (ФМ), частотной (ЧМ) или их комбинацией.

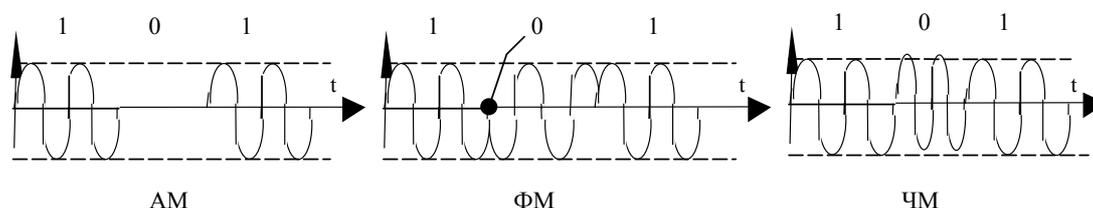


Рисунок 4.1.9 – Модуляция цифрового сигнала

4.1.6 ОКОНЕЧНАЯ СТАНЦИЯ ЦСП

С учётом всего изложенного структурная схема ЦСП приобретает более развёрнутый, но далеко не окончательный вид (рисунок 4.1.10).

Здесь сигнал от абонента проходит через дифференциальную систему и фильтр нижних частот (ФНЧ), подвергается аналогово-цифровому преобразованию с помощью амплитудно-импульсного модулятора (АИМ), компрессора и кодера ИКМ. Устройство объединения к сигналам от абонентов подмешивает служебные сигналы (синхронизация, сигнализация и др.), которые помещаются на свои временные позиции в виде специальных кодовых комбинаций. Операцией компоновки группового сигнала управляет распределитель сигналов, частота следования импульсов задаётся тактовым генератором. На приёмном конце линии связи происходят обратные преобразования.

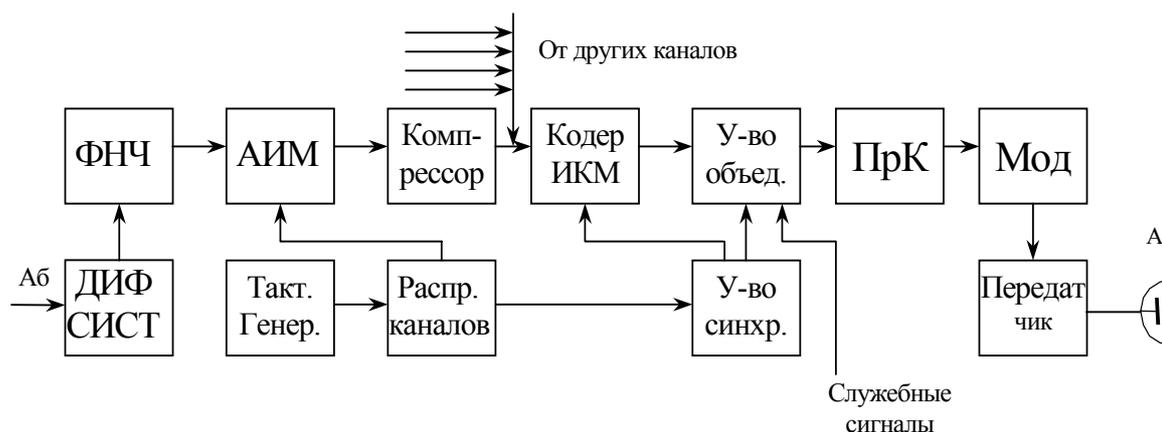


Рисунок 4.1.10 – Структурная схема оконечной станции ЦСП (передающий канал)

4.1.7 ДОСТОИНСТВА И НЕДОСТАТКИ ЦСП

К достоинствам цифровых методов передачи следует отнести:

- высокая помехоустойчивость обеспечивается наличием в двоичном цифровом сигнале всего двух состояний. В связи с этим воздействие импульсной помехи на цифровую линию передачи не так эффективно, как в случае аналоговой линии (рисунок 4.1.11).

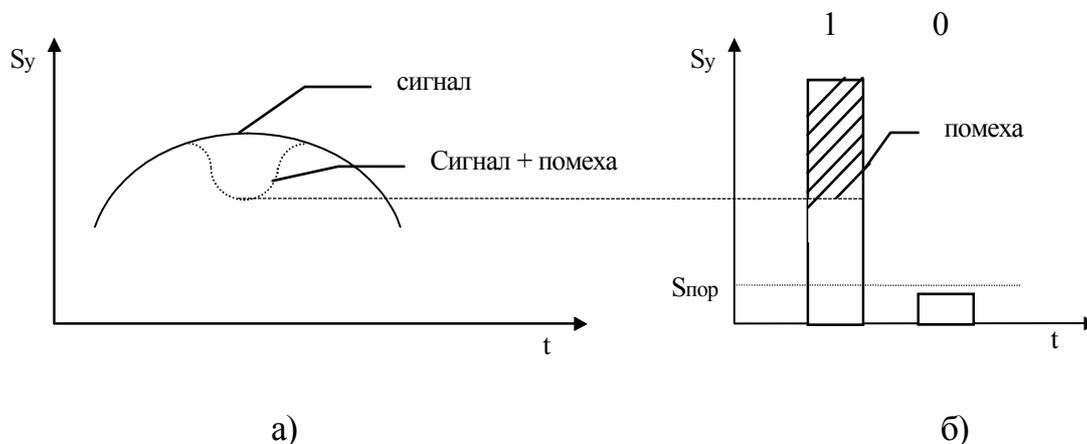


Рисунок 4.1.11 – Воздействие импульсной помехи на аналоговую (а) и цифровую (б) линию передачи

В аналоговой линии помеха существенно искажает форму сигнала, в то время как в цифровой та же помеха не повлияет на принятие решения о приёме “1”, если превышено значение порога $S_{пор}$.

- нечувствительность цифровой системы передачи к искажениям сигнала позволяет реализовать ещё одно замечательное свойство – возможность регенерации (рисунок 4.1.12). Здесь при распространении сигнала вдоль линии, происходит его ослабление и искажение формы. При снижении ампли-

туды до значения близкого к порогу регенератор формирует импульс подобный исходному и процесс повторяется. Нетрудно убедиться в том, что в такой системе передачи не происходит накопления воздействия шумов и помех по мере прохождения сигнала вдоль линии;

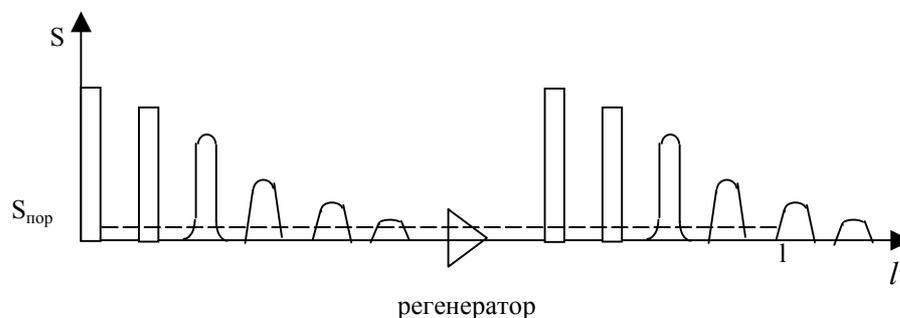


Рисунок 4.1.12 – Процесс регенерации

- простота группообразования по сравнению с системами с частотным разделением каналов, так как временные мультиплексоры и демультимплексоры существенно проще в реализации, чем система гетеродинов и частотно-избирательных фильтров;

- возможность интеграции услуг телефонии, передачи данных и телевидения, поскольку при преобразовании в цифровую форму сигналы для всех видов трафиков приобретают универсальную форму (двоичный сигнал);

- возможны различные процедуры обработки цифровых сигналов (фильтрация, кодирование и др.) в процессе их передачи и приёма в реальном масштабе времени;

- экономичность производства и эксплуатации оборудования ЦСП, его малый вес и габариты благодаря применению технологий современной микроэлектроники.

К недостаткам цифровых методов передачи можно отнести:

- расширение частотного диапазона необходимого для передачи информации. Это происходит вследствие того, что информация передаётся последовательностью коротких импульсов с широким спектром;

- необходимость чёткой синхронизации процессов во времени.

Эти недостатки преодолеваются при совершенствовании методов передачи.

4.2 КОМПАНДИРОВАНИЕ В ЦСП

При равномерном квантовании шаг квантования Δ одинаков как для малых, так и для больших значений входных сигналов. Это приводит к появлению избыточности при передаче, которая проявляется следующим образом:

- число отсчётов n в заданном динамическом диапазоне равномерно распределено и при заданных критериях качества будет составлять $n = 12-15$;
- защищённость системы передачи по отношению к шумам квантования

$$A_{zc} = \frac{P_c}{P_{шкв}} = \frac{P_c}{\Delta^2 / 12},$$

при постоянном Δ будет увеличиваться с ростом амплитуды и, соответственно, мощности входного сигнала P_c , т.е. будет не постоянной;

- значения входного сигнала U_c являются случайной величиной. Вероятность их появления характеризуется плотностью $p(U_c)$ (рисунок 4.2.1), причём вероятность появления больших значений невысока. Это объясняется тем, что мы произносим громкие звуки гораздо реже, чем тихие. Поэтому шумы квантования для больших значений U_c не так существенны, как для малых. Все эти факторы обосновывают применение нелинейного кодирования или неравномерного квантования.

Основные требования, предъявляемые к таким кодерам:

- восьми разрядная кодовая комбинация;
- возможность регистрации полярности сигнала;
- минимизация шумов квантования;
- слабая зависимость защищённости от шумов квантования в заданном динамическом диапазоне;
- желательно чтобы компрессия была совмещена с кодированием.

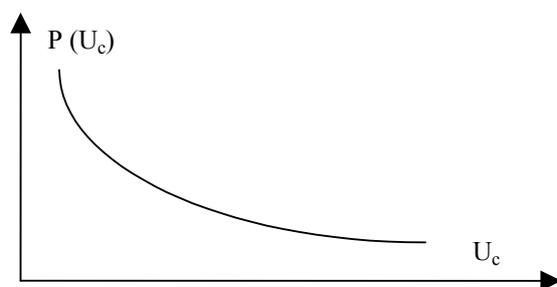


Рисунок 4.2.1 – Плотность распределения вероятности значений входного сигнала

В практике нелинейного кодирования можно использовать следующие методы:

1. Аналоговое компандирование (рисунок 4.2.2).

Здесь в начале с помощью аналогового компрессора сжимается динамический диапазон входного сигнала, затем производится равномерное квантование с числом уровней квантования $M = 2^8 = 256$ и кодирование. Если сигнал биполярный, то применяют симметричный двоичный код, когда первый разряд используется для передач знака сигнала, а остальные семь для передачи

его значения. На приёмном конце используется обратная операция экспандирования. Поэтому весь процесс сжатия и расширения динамического диапазона называют компрессированием.



Рисунок 4.2.2 – Принцип аналогового компрессирования

В современных ЦСП находят применение две логарифмические характеристики (рисунок 4.2.3) компрессирования $y=f(x)$, где $y = \frac{U_{вых}}{U_{огр}}$, $x = \frac{U_{вх}}{U_{огр}}$,

1) А – типа

$$y = \begin{cases} \frac{A|x|}{1 + \ln A} & 0 \leq |x| \leq \frac{1}{A} \\ \frac{1 + \ln(A|x|)}{1 + \ln A} & \frac{1}{A} \leq |x| \leq 1 \end{cases},$$

где $A = 87,6$;

A и μ - параметры компрессии, характеризующие степень сжатия;

$U_{огр}$ – уровень ограничения входного сигнала.

2) μ - типа

$$y = \frac{\ln(1 + \mu|x|)}{\ln(1 + \mu)} \quad 0 \leq |x| \leq 1,$$

где $\mu=255$.

Характеристика компрессирования типа А используется в ЦСП европейской иерархии, а типа μ - североамериканской. В связи с глобализацией телекоммуникационных систем современные ЦСП поддерживают как μ , так и А кодирование.

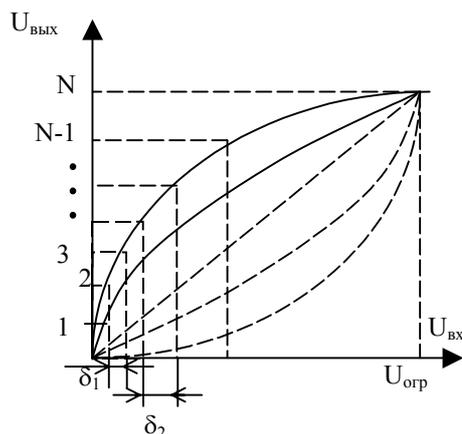


Рисунок 4.2.3 – Характеристики компрессии и экспандирования

2. Нелинейное компандирование.

Этот способ сжатия заключается в том, что плавную характеристику компрессора заменяют кусочно-ломаной кривой и процесс сжатия динамического диапазона совмещают с кодированием так, что на выходе устройства появляется восьмиразрядный двоичный код. Такие компандеры наиболее широко применяются в современных цифровых системах передачи и выполняются с использованием как μ , так и A характеристик.

Характеристика A -компрессии для положительных значений входного сигнала приведена на рисунке 4.2.4.

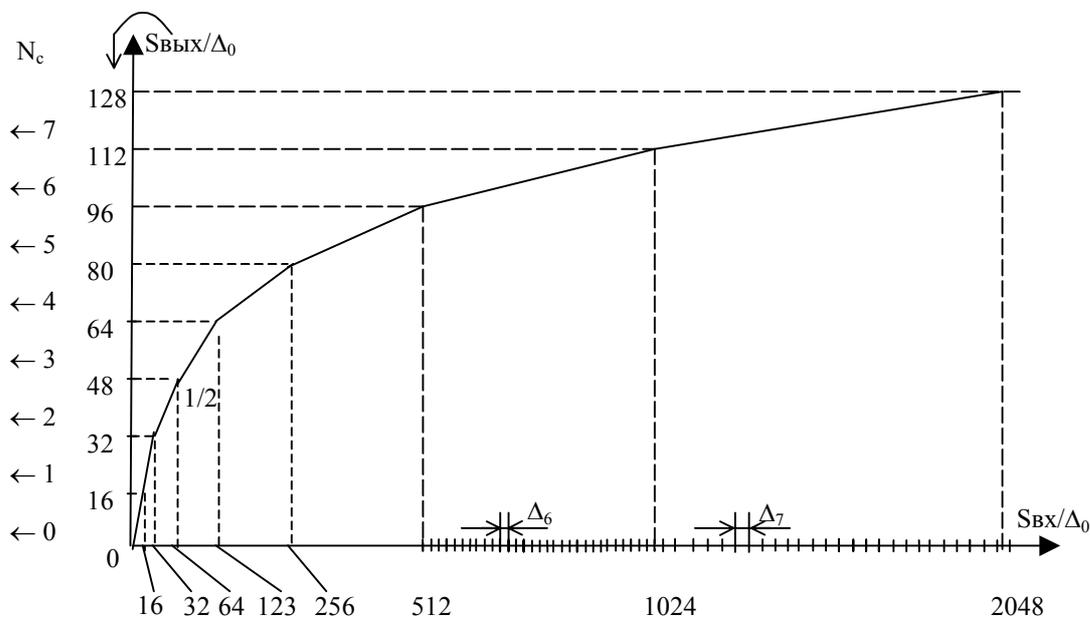


Рисунок 4.2.4 – Характеристика компандирования типа $A=87,6/13$

Здесь ломаная кривая содержит 8 сегментов для положительных значений входного сигнала и столько же отрицательных. Нумеруются сегменты так: 0,1,2..7. Каждый сегмент с номером N_c содержит 16 позиций с одинаковым шагом квантования Δ_N . Для удобства цифрового кодирования при переходе от сегмента к сегменту шаг квантования увеличивается в два раза. Поскольку в выходном сигнале шаг квантования одинаков во всех сегментах, угол наклона отрезков прямых в соседних сегментах угол наклона отрезков прямых должен отличаться в два раза. Для А характеристики компрессии это условие ближе всего для значения параметра $A=87,6$. На практике сегменты с номерами 0 и 1 имеют одинаковый наклон и одинаковый шаг квантования Δ_0 . Поэтому реально А - характеристика имеет не 16, а 13 сегментов и часто её обозначают $A=87,6/13$.

Каждый сегмент характеристики $A=87,6/13$ начинается со значения эталонного напряжения $U_{\text{эт}}^N$. Значения $U_{\text{эт}}^N$ и другие характеристики приведены в таблице 4.2.1, где они даны относительно минимального шага квантования Δ_0 .

Таблица 4.2.1

N Сегмента	Кодовая комбинация N сегмента XYZ	$\varphi_{\text{ЭТ}}^N$	Шаг квантования Δ_N	Сигнал коррекции
0	000	0	1	0.5
1	001	16	1	0,5
2	010	32	2	1
3	011	64	4	2
4	100	128	8	4
5	101	256	16	8
6	110	512	32	16
7	111	1024	64	32

Максимальное значение входного сигнала $2048 \Delta_0$, а выходной сигнал имеет 128 положительных и 128 отрицательных отсчётов (всего 256).

Структура кодовой комбинации $A=87,6/13$ имеет вид

P	X	Y	Z	A	B	C	D
---	---	---	---	---	---	---	---

где p - знаковый разряд (1 - для положительных значений; 0 - для отрицательных),

XYZ – кодовая комбинация N сегмента,

ABCD – код номера позиции входного сигнала внутри сегмента.

Так например код 00110101 обозначает сигнал с отрицательным значением в сегменте с $N_c=3$ и позицией внутри сегмента $N=5$. Значение входного сигнала в соответствии с рисунком и таблицей будет

$$S_{ex} = S_{эм}^3 + 5 \cdot \Delta_3 = (64 + 5 \cdot 4)\Delta_0 = 84\Delta_0$$

Поскольку шаг квантования $\Delta_3 = 4$, то код 00110101 будут давать также значения $85\Delta_0$, $86\Delta_0$ и $87\Delta_0$. Ошибка квантования будет меняться от 0 до $3\Delta_0$. Для её компенсации при декодировании вводится сигнал коррекции, равный половине шага квантования $\frac{\Delta_N}{2}$. В данном примере сигнал коррекции равен $2\Delta_0$.

Операции нелинейного компандирования и экспандирования реализуются в нелинейных кодеках взвешивающего типа. Суть кодирования состоит в последовательном сравнении входного отсчёта с набором эталонных напряжений.

Процесс кодирования включает три этапа:

- 1) Формирование знакового символа (такт 1);
- 2) Формирование кода номера сегмента XYZ (такты 2-4), путём сопоставления входного сигнала с эталонными напряжениями сегментов $U_{эт}^N$.
- 3) Формирование кода номера позиции внутри сегмента ABCD (такты 5-8), когда к эталонному напряжению $U_{эт}^N$ добавляются эталонные напряжения, соответствующие позициям внутри сегмента и происходит их сравнение с входным отсчётом.

3. Нелинейное кодирование.

Здесь входной сигнал подвергается равномерному квантованию с большим числом разрядов $m=12$. Кодер преобразует дискретные амплитудные отсчёты во временной 12-позиционный двоичный код. В цифровом компрессоре этот код преобразуется в 8-разрядный нелинейный код по законам А или μ . Способ преобразования показан в таблице 4.2.2.

Таблица 4.2.2

N сегмента	Код			
	12-разрядный	8-разрядный		
			XYZ	
0	P 0 0 0 0 0 0 0 A B C D	P	0 0 0	A B C D
1	P 0 0 0 0 0 0 1 A B C D	P	0 0 1	A B C D
2	P 0 0 0 0 0 1 A B C D x	P	0 1 0	A B C D
3	P 0 0 0 0 1 A B C D x x	P	0 1 1	A B C D
4	P 0 0 0 1 A B C D x x x	P	1 0 0	A B C D
5	P 0 0 1 A B C D x x x x	P	1 0 1	A B C D
6	P 0 1 A B C D x x x x x	P	1 1 0	A B C D
7	P 1 A B C D x x x x x x	P	1 1 1	A B C D

Основная процедура нелинейного кодирования сводится к следующему:

- 1) разряд “P” определяющий знак, остаётся неизменным;
- 2) все нули после разряда “p”, как незначащие, отбрасываются;
- 3) вместо них вставляется комбинация XYZ, определяющая номер сегмента в двоичном коде;

4) все старшие значащие разряды ABCD переписываются без изменений вслед за символами XYZ;

5) все остальные младшие разряды, помеченные знаком “x”, отбрасываются вне зависимости от их значения. Таким образом ошибка квантования возрастает с номером сегмента.

Нелинейное декодирование осуществляется так. По структуре кодовой комбинации P XYZ ABCD определяется знак отсчёта и номер сегмента (по XYZ). Для известного номера сегмента задаётся эталонное напряжение $U_{эТN}$, соответствующее нижней границе N сегмента. После этого по известной комбинации ABCD определяется положение отсчёта внутри сегмента. Наконец с целью минимизации ошибки квантования добавляется напряжение равное половине шага квантования в данном сегменте Δ_N . С учётом сказанного напряжение на выходе декодера можно представить в виде:

$$U_{эТ} = \pm (U_{эТN} + (A \cdot 8 + B \cdot 4 + C \cdot 2 + D + 0.5) \Delta_N),$$

где A, B, C, D принимают значение 0 или 1, а $U_{эТN}$ и Δ_N для A-компрессора, определены ранее. В качестве примера рассмотрим кодирование и декодирование значения АИМ сигнала:

$U_{АИМ} = +934 \Delta_0$. В двенадцати разрядном коде оно будет иметь вид:

$$101110100110 \\ (+1 \cdot 2^9 + 1 \cdot 2^8 + 1 \cdot 2^7 + 1 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1)$$

В соответствии с таблицей 4.2.2 номер сегмента $N=6$ и первый нуль заменяются на 110, следующие за ними четыре значения 1110 остаются, а остальные значения отбрасываются. Восемьразрядный код принимает вид

P XYZ ABCD
1 1 1 0 1 1 0 1

При декодировании получим

$$U_{\text{АИМ}} = +512 \cdot \Delta_0 (1 \cdot 8 + 1 \cdot 4 + 0 \cdot 2 + 1 \cdot 1 + 0 \cdot 5) \cdot 32 \cdot \Delta_0 = (512 + 432) \cdot \Delta_0 = 944 \cdot \Delta_0$$

Ошибка при восстановлении составила $+10 \Delta_0$, что меньше половины шага квантования.

4.3 ЛИНЕЙНЫЕ КОДЫ

Преобразование цифрового сигнала к виду, позволяющему передавать его с наименьшими помехами и с наибольшей скоростью, называется преобразованием к коду передачи, а сами коды линейными или кодами передачи.

К таким кодам относятся блочные, бимпульсные коды, коды СМІ и МЧПИ и др.

Линейные коды делятся на однополярные и биполярные. Однополярные используются в основном в волоконно-оптических линиях связи (ВОЛС), биполярные – в кабельных системах, радиорелейных линиях (РРЛ) и т.п.

4.3.1 ОДНОПОЛЯРНЫЕ КОДЫ ДЕЛЯТСЯ НА NRZ И RZ КОДЫ

- NRZ - без возврата к нулю, т.е. значение сигнала не возвращается к нулю за время передачи символа (рисунок 4.3.1).

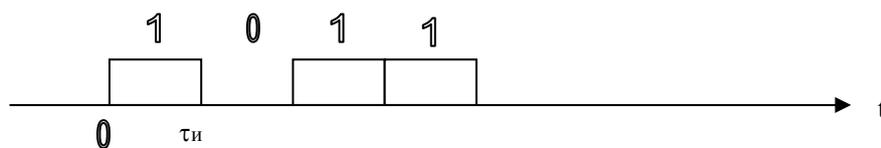


Рисунок 4.3.1 – Код NRZ

- RZ – с возвратом к нулю, т.е. за время передачи символа сигнал меняет своё значение и возвращается к нулю (рисунок 4.3.2).

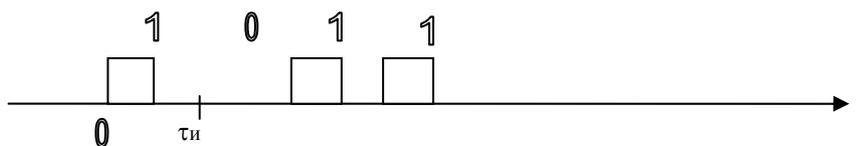


Рисунок 4.3.1 – Код RZ

В кодах RZ полоса частот увеличивается в два раза, относительно кодов NRZ, за счет уменьшения длительности импульса $\tau_{и}$.

Для того, чтобы убедиться в этом, рассмотрим спектры (рисунок 4.3.4) элементарных сигналов, соответствующих NRZ и RZ кодам (рисунок 4.3.3).

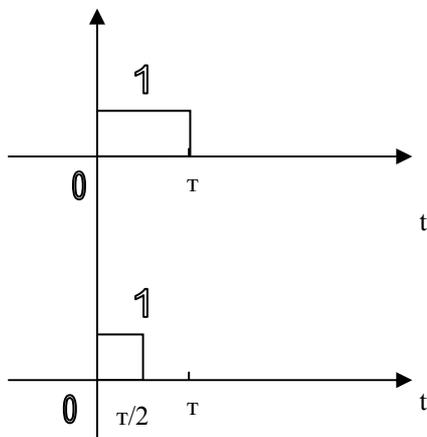


Рисунок 4.3.3

Элементарные сигналы, соответствующие NRZ и RZ кодам.

Спектры элементарных сигналов, соответствующих NRZ(- - -) и RZ(—) кодам.

На графике наглядно видно, что спектр NRZ кода в два раза шире, т.е. NRZ сигнал занимает полосу частот в два раза больше, чем RZ сигнал.

К биполярным кодам относятся коды с чередованием полярности импульсов (ЧПИ), т.е. каждый четный импульс меняет полярность. Эти коды бывают также NRZ и RZ:

- NRZ ЧПИ (рисунок 4.3.4).

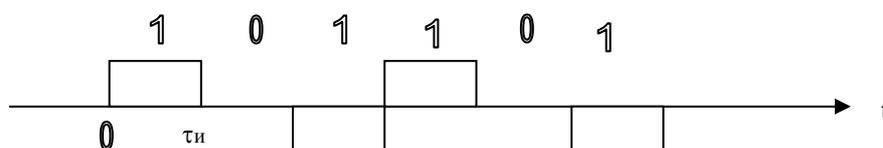


Рисунок 4.3.4 – Код NRZ ЧПИ

Энергетические показатели данного кода и всех биполярных лучше, чем любого из выше рассмотренных, т.к. в сигнале отсутствует постоянная составляющая, однако частота тактовой синхронизации в нём не содержится, что резко ограничивает применимость кода. Этот код не позволяет выделить тактовую частоту.

- RZ ЧПИ (Рисунок 4.3.5).

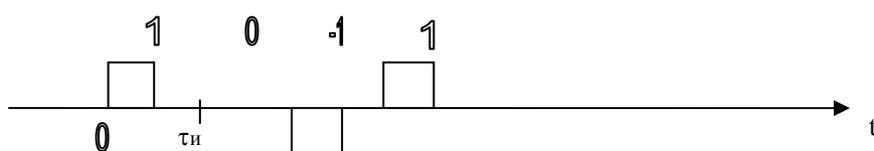


Рисунок 4.3.5 – Код RZ ЧПИ

Он, и ему подобные, чаще всего применяются при передаче цифровых сигналов по электрическим кабелям и РРЛ, поскольку и электрический кабель, и РРЛ, легко позволяют передавать отрицательную полярность импульсов. Спектр этого кода содержит тактовую частоту.

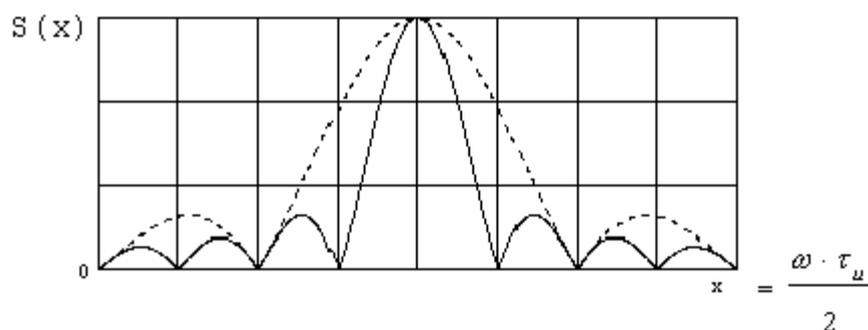


Рисунок 4.3.6

В кодах ЧПИ для передачи двух символов (1 и 0) используется три состояния (1, 0 и -1), т.е. существует избыточность. Эту избыточность используют для обнаружения ошибок. В соответствии с принятым алгоритмом формирования кода в нем не могут следовать подряд два импульса одной полярности.

К **биполярным кодам** относятся также блочные коды, но здесь иначе используется избыточность ЧПИ. В качестве примера приведём троичный код 4В3Т (В - binary), (Т - ternary), когда в трёх импульсах передаётся четыре двоичных символа с использованием специальных кодовых комбинаций (блоков) (см. Таблицу 4.1).

Нетрудно видеть, что число возможных сочетаний уровней передачи $3^3=27$ больше набора кодовых комбинаций $2^4=16$ и это обосновывает возможность такой кодировки. Остающаяся избыточность ($16 < 27$) позволяет реализовать несколько вариантов кода.

Таблица 4.1

Кодовая комбинация	Сочетание уровней передачи								
	1 вариант		2 вариант		3 вариант				
0 0 0 0	-1	-1	-1	+1	+1	+1	0	-1	+1
0 0 0 1	-1	-1	0	+1	+1	0	-1	+1	0
0 0 1 0	-1	0	-1	+1	0	+1	-1	0	+1
0 0 1 1	0	-1	-1	0	+1	+1	+1	-1	+1
0 1 0 0	-1	-1	+1	+1	+1	-1	0	+1	+1
0 1 0 1	-1	+1	-1	+1	-1	+1	0	-1	0
0 1 1 0	+1	-1	-1	-1	+1	+1	0	0	+1
0 1 1 1	-1	+1	0	+1	-1	0	-1	+1	+1
1 0 0 0	+1	0	-1	-1	0	+1	+1	-1	0
1 0 0 1	0	-1	+1	0	+1	-1	-1	0	-1
1 0 1 0	+1	-1	0	-1	+1	0	+1	0	0
1 0 1 1	-1	0	+1	+1	0	-1	+1	0	+1
1 1 0 0	0	+1	-1	0	-1	+1	-1	-1	0
1 1 0 1	-1	+1	+1	+1	-1	-1	+1	+1	-1
1 1 1 0	+1	+1	-1	-1	-1	+1	0	-1	+1
1 1 1 1	+1	-1	+1	-1	+1	-1	+1	-1	-1

Таким образом, вместо каждых четырех импульсов нужно передавать в линию только три. Появляется возможность вместо каждого четвертого импульса цифрового потока передать дополнительные символы, т.е. увеличить объем передаваемой информации и тем самым выиграть в скорости передачи информации.

Рассмотрим **биимпульсные коды**. Здесь каждый символ представляется одним биполярным импульсом (рисунок 4.3.7).

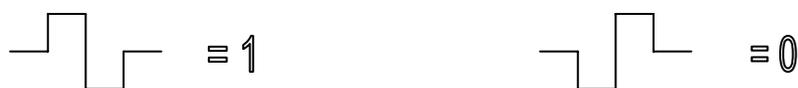


Рисунок 4.3.7 – Символы биимпульсных кодов

Приведем пример абсолютного биимпульсного кода (Рисунок 4.3.8):

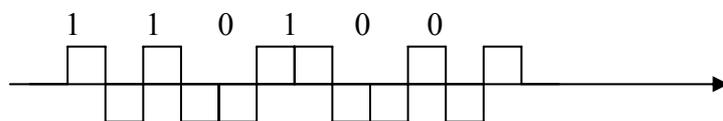


Рисунок 4.3.8 - Абсолютный биимпульсный код

К достоинствам этого кода относятся:

- возможность выделения тактовой частоты;
- отсутствие постоянной составляющей.

А к недостаткам:

- отсутствие избыточности;
- возможность неправильного приема символа, т.к. импульсы отличаются только фазой. Если произойдет случайный «переброс» фазы, то весь сигнал поменяет полярность. Чтобы этого избежать вводят относительный биимпульсный код. В этом случае приведенная выше последовательность будет выглядеть, как показано на рисунке 4.3.9.

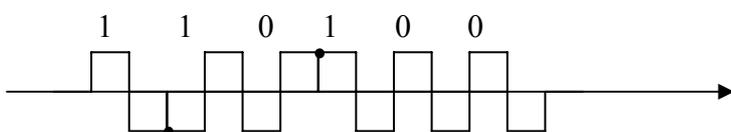


Рисунок 4.3.9 – Относительный биимпульсный код
• - смена фазы (1)

При этом принятый импульс считается единицей, если произошла смена фаз и нулем – если нет.

Рассмотрим спектр биимпульсного сигнала (рисунок 4.3.10).

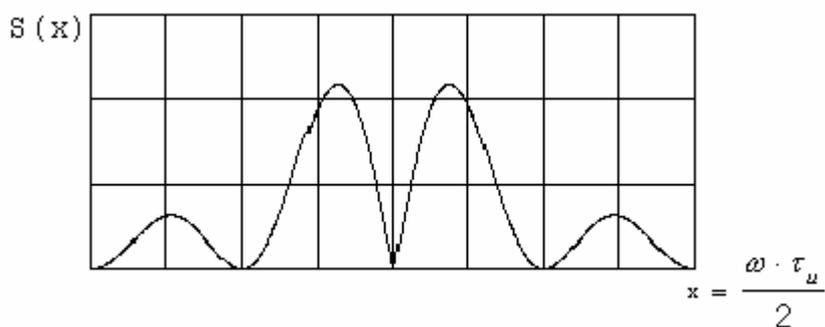


Рисунок 4.3.10 – Спектр биимпульсного сигнала

Из графика видно, что в данном сигнале отсутствует постоянная составляющая. А так как именно постоянная составляющая требует большой мощности, то можно сделать вывод, что данный сигнал наиболее экономичен с точки зрения мощности. К тому же отсутствие постоянной составляющей уменьшает такой отрицательный фактор, как дрейф нуля.

Коды СМІ это сочетание ЧПИ и биимпульсных кодов. Также как в NRZ ЧПИ происходит изменение полярности каждого четного единичного импульса, но при этом еще происходит замена нуля одним биполярным импульсом, как в биполярных кодах. При этом последовательность, приведенная

при рассмотрении биимпульсных кодов, будет такой, как показано на рисунке 4.3.11 и нулю соответствует импульс.

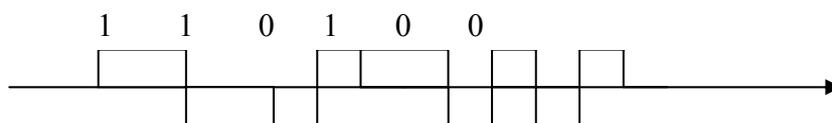


Рисунок 4.3.11 - Код СМІ

На практике часто применяют **МЧПИ коды** (модифицированный ЧПИ). Причиной их создания стала проблема выделения тактовой частоты при появлении в кодовой комбинации нескольких нулей подряд. В этих кодах вместо нулей добавляются определенные кодовые комбинации, которые удаляются после выделения тактовой частоты. Для того чтобы они легко удалялись необходимо, чтобы они сбивали привычное чередование импульсов. Примером такого кода является код **НДВ-3**. Число 3 здесь указывает на то, что допускается количество нулей не больше трех.

Комбинация 0000 заменяется на комбинацию 000V или V00V, где "V" и "V" = +(-) 1. Рассмотрим правила составления этого кода:

1. Полярность "V" всегда противоположна полярности предыдущего импульса, а полярность "V" – совпадает.
2. Если число единиц в предыдущей пачке четное, то вводится V00V, если нечетное – 000V.

Например, двоичная комбинация, показанная на рисунке 4.3.12:

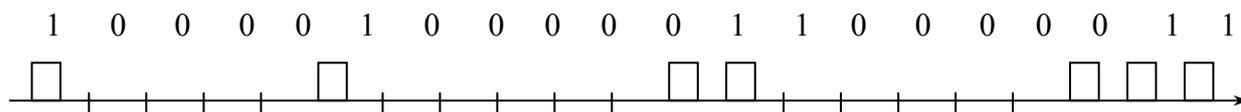


Рисунок 4.3.12 - Двоичная комбинация

После применения к ней описанного правила, код приобретет вид, показанный на рисунке 13:

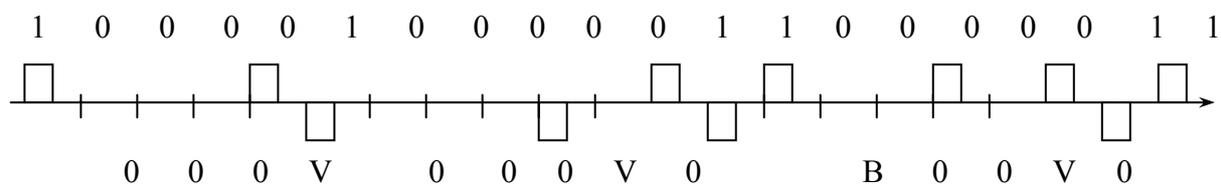


Рисунок 4.3.13 - МЧПИ код

4.4 СИНХРОНИЗАЦИЯ В ЦСП

В системах с ВРК принципиальным является чёткое соблюдение временных соотношений импульсных последовательностей как на передающем, так и на приёмном концах группового тракта. Под этим понимается:

- выполнение условий равенства тактовых частот принимаемого сигнала (передатчика) и тактового генератора приёмника (частотный синхронизм)

$$f_{T \text{ пер}} = f_{T \text{ пр}} ; \quad (4.1)$$

- совпадение момента начала анализа каждого импульса принимаемой последовательности с моментом начала импульса тактового генератора приёмника (фазовый синхронизм)

$$\Phi_{T \text{ пер}} = \Phi_{T \text{ пр}} . \quad (4.4.2)$$

Эти два условия тактовой синхронизации иллюстрируются рисунками 4.4.1 и 4.4.2.

- чёткое определение начала группового сигнала (начала цикла), что позволяет идентифицировать и выделить каждый канал из группы.

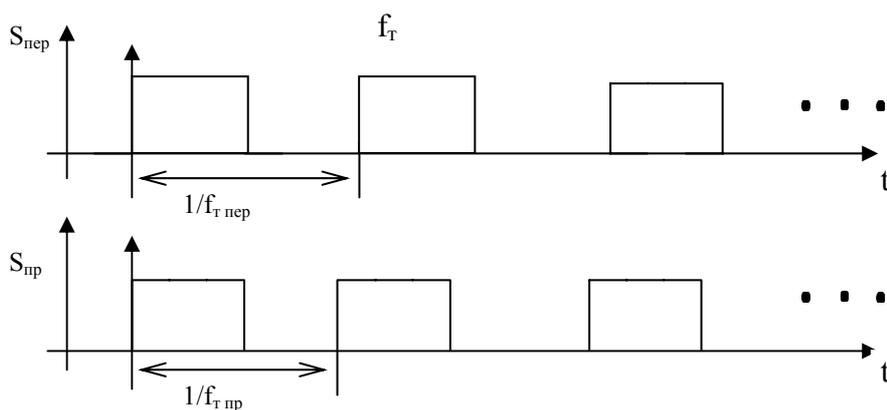


Рисунок 4.4.1 – Нарушение частотного синхронизма

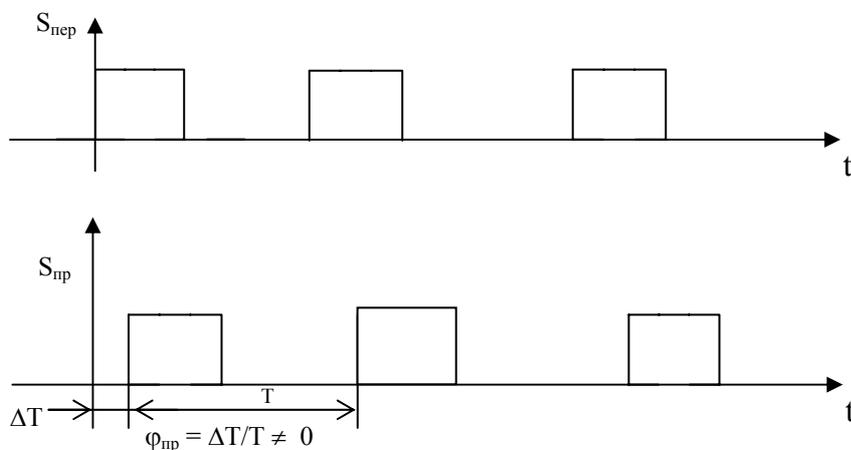


Рисунок 4.4.2 – Нарушение фазового синхронизма по тактовой частоте

Таким образом, при формировании группового сигнала и разработке аппаратуры ЦСП должны закладываться условия тактовой и цикловой синхронизации. На рисунке 4.4.3 приведена структура группового сигнала ЦСП. Здесь закодированный дискретный отсчёт каждого канала, размером в 8 бит организует каналный интервал КИ. За один цикл Ц передаются отсчёты из N каналов. Однако помимо циклов групповой сигнал содержит ещё и M сверхциклов. Необходимость их введения объясняется следующим. Вместе с информационными байтами в групповом сигнале передаются и сигналы управления и взаимодействия (СУВ). Это сигналы вызова, набора номера и т.п. от каждого абонента. Передавать все N СУВ в каждом цикле нет необходимости, так как эти сигналы медленные по сравнению с информационными. Поэтому передачу СУВ организуют не со скоростью 8 кГц, а с меньшей скоростью так, что за время каждого цикла (125 мкс) передают отсчёты только двух из 30 каналов. Всего для передачи всех СУВ нужно $M = (N/2)+1$ циклов. Один дополнительный цикл нужен для обозначения начала передачи СУВ. Длительность сверхцикла $\tau_{сц} = M \tau_{ц}$. Итак, для организации работы ЦСП необходимы тактовая (ТС), цикловая (ЦС) и сверхцикловая (СЦС) синхронизация.

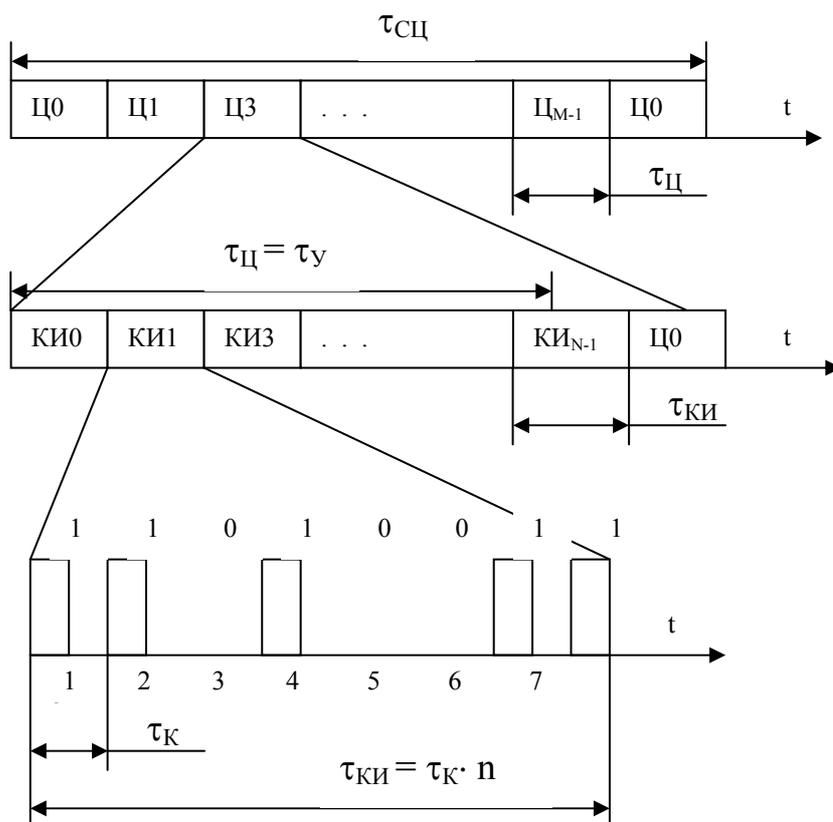


Рисунок 4.4.3 – Структура группового сигнала ЦСП

4.4.1 ТАКТОВАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ

Основное назначение тактовой синхронизации – обеспечение темпа передачи и согласование скоростей передачи и приёма информации. Нарушение тактовой синхронизации приводит к увеличению вероятности ошибок приёма, срыву ЦС и СЦС, прекращению работы ЦСП.

Рассмотрим способы реализации ТС. Они делятся на две группы: 1 – резонансные; 2 – с использованием фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). В свою очередь резонансные устройства ТС бывают с передачей специальных сигналов и с использованием рабочих символов, т.е. импульсных последовательностей группового сигнала. Последний способ носит название – выделение тактовой частоты (ВТЧ). Он является наиболее распространённым в устройствах тактовой синхронизации.

Рассмотрим алгоритм и принцип действия резонансного устройства выделения тактовой частоты (УВТЧ). Как известно из раздела 4.3, в сигнале ЧПИ или МЧПИ, который передаётся в тракте ЦСП не содержится тактовая частота (рисунок 4.4.4). в однополярном двоичном сигнале такая дискретная частота есть. Таким образом, алгоритм ВТЧ представляет собой: ЧПИ (МЧПИ) → двоичный сигнал → фильтр → формирователь импульсов.

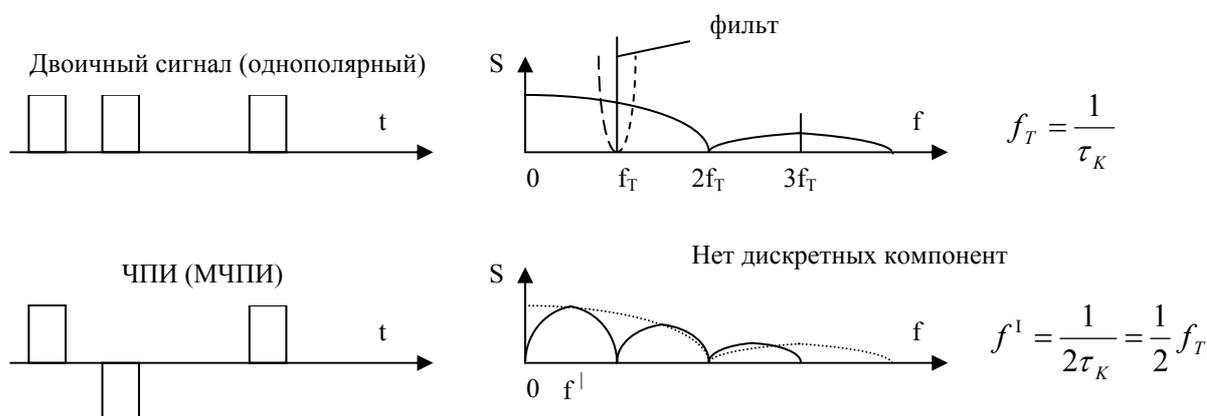


Рисунок 4.4.4 – Спектры цифровых сигналов

Блок–схема УВТЧ, работающего в соответствии с этим алгоритмом, представлена на рисунке 4.4.5. Здесь, входной сигнал, вначале усиливается усилителем, затем сигнал ЧПИ с помощью двухполупериодного выпрямителя преобразуется в однополярный цифровой сигнал. Тактовые импульсы получают после фильтрации сигнала в резонансном фильтре, настроенном на тактовую частоту f_T , и прохождения гармонического сигнала через формирователь.

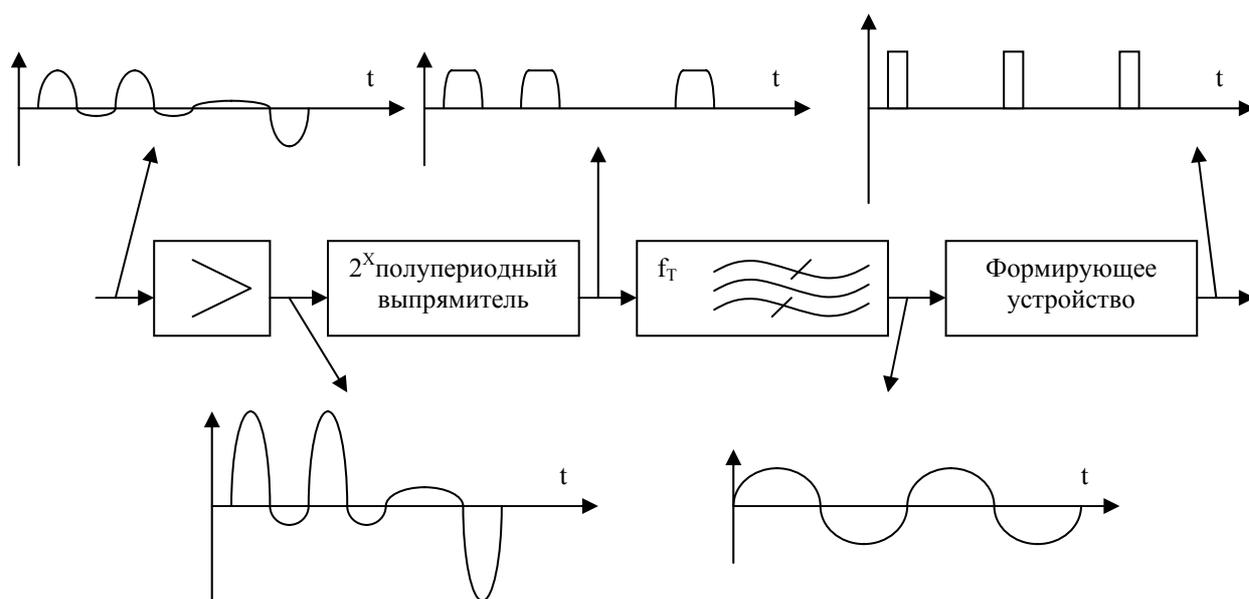


Рисунок 4.4.5 – Блок схема резонансного УВТЧ

Резонансные УВТЧ широко применяются в оконечной приёмной аппаратуре ЦСП, в регенераторах. Основным недостатком резонансных УВТЧ являются нестабильность тактовой частоты. Причина этой нестабильности иллюстрируется рисунком 4.4.6.

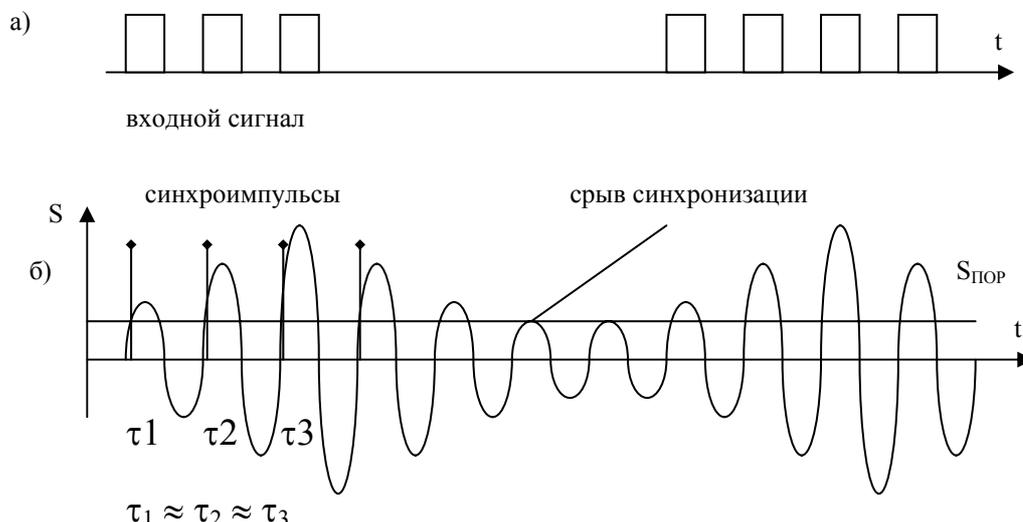


Рисунок 4.4.6 – Процесс выделения тактовой частоты

Здесь изображены сигналы на входе (а) и на выходе (б) фильтра. Моменты выделения тактовой частоты определяются пороговым напряжением $S_{\text{пор}}$. При нарастании и спаде амплитуды гармонического сигнала эти моменты τ_1 , τ_2 , τ_3 и др. не будут строго периодичны, что и приводит к нестабильности тактовой синхронизации и даже к её срыву. Для устранения этой причины и

применяют коды МЧПИ, HDB-3 и другие, которые не допускают в импульсных последовательностях большого количества нулей, следующих подряд.

Схема УВТЧ с ФАПЧ приведена на рисунке 4.4.7. Здесь тактовые импульсы вырабатываются управляемым генератором ГТЧ, который подстраивается с помощью фазового детектора под тактовую частоту входного сигнала.

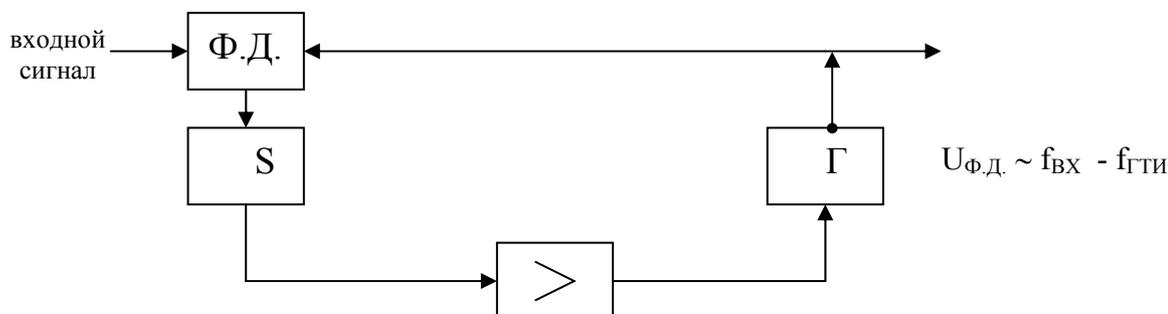


Рисунок 4.4.7 – Блок-схема УВТЧ с ФАПЧ

Амплитуда импульсов на выходе фазового детектора пропорциональна разности частот ГТЧ и входного сигнала. Для сглаживания управляющего напряжения и плавной регулировки в устройстве применён интегратор.

Непосредственное воздействия управляющего устройства на ГТЧ обладает существенным недостатком - невысокой точности синхронизации. Причина заключается в низкой стабильности частоты управляемого ГТЧ. Для устранения этого недостатка используют схему ФАПЧ без непосредственного воздействия управляющего устройства на частоту ГТЧ (рисунок 4.4.8)

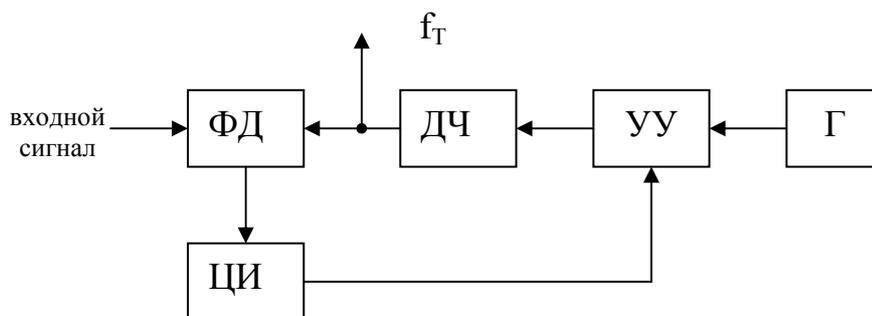


Рисунок 4.4.8 - Схема УВТЧ с ФАПЧ без непосредственного воздействия на генератор

Здесь частота генератора в m раз больше f_T и управление ею осуществляется с помощью устройства управления УУ, которое из импульсной последовательности исключает или добавляет к ней импульсы в соответствии с состоянием цифрового интегратора (реверсивного счётчика (ЦИ)). Делитель частоты ДЧ уравнивает частоты входного и опорного сигнала. При процедуре деления эффект нерегулярности следования импульсов от УУ за счёт добав-

ления или исключения сглаживается, а эффект регулирования тактовой частоты остаётся.

4.4.2 ЦИКЛОВАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ

Цикловая синхронизация отвечает за распределение канальных интервалов определяя их начало и последовательность. При нарушении ЦС начало цикла в приёмнике смещается относительно истинного положения (рисунок 4.4.9).

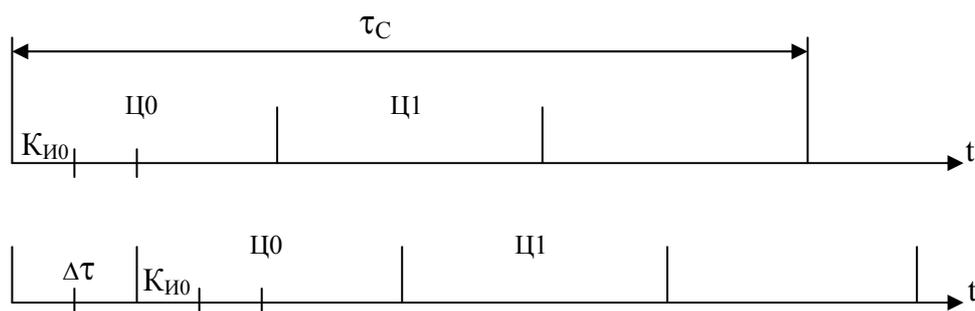


Рисунок 4.4.9 - Нарушение ЦС

В этом случае возможна потеря связи по всем каналам, переадресация абонентов, нарушение СЦС.

Для организации ЦС используется специальный многоразрядный синхросигнал, который помещается в начало цикла (рисунок 4.4.10)

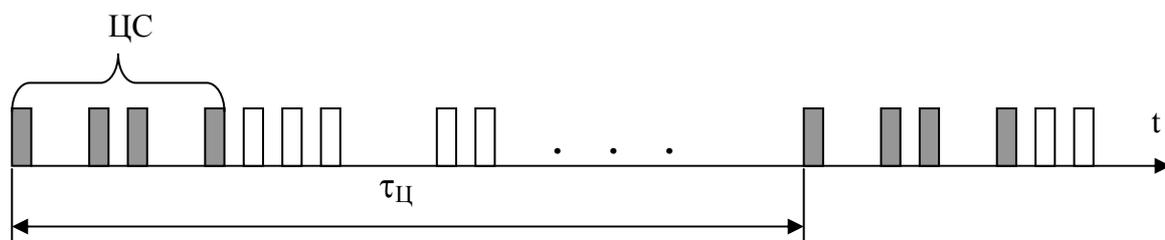


Рисунок 4.4.10 - Организация ЦС

Для надёжной работы ЦС важную роль играют два его свойства:

- сложность кодовой комбинации;
- периодичность.

Первое из них обеспечивает высокую помехоустойчивость, так как случайное возникновение кодовой комбинации циклового синхросигнала в поле информационных символов хоть и возможно, но маловероятно. Но даже если такая ситуация случайно возникает, то возможность ложного срабатывания устраняется благодаря свойству периодичности. ЦС срабатывает только тогда, когда синхросигнал повторяется несколько раз с периодом равным T_c .

Для формирования циклового синхросигнала применяются стандартные генераторы импульсных последовательностей. Приёмник синхросигнала имеет более сложную структуру (рисунок 4.4.11). В его составе три узла: опознаватель, анализатор и решающее устройство.

Опознаватель состоит из сдвигового регистра и дешифратора.

Сдвиговый регистр постоянно заполняется символами группового сигнала. Когда комбинация ЦС (например 0011011) целиком наполняет разряды регистра, дешифратор срабатывает и его выходной сигнал поступает на анализатор, и на решающее устройство.

Анализатор содержит два параллельных блока анализа:

- реакция на совпадение цикловых синхроимпульсов опознавателя и генераторного оборудования (ГО). Это - схема И1, которая выдаёт импульс на выходе, когда моменты прихода входных импульсов совпадают;
- реакция на совпадение импульсов опознавания и ГО - схема НЕ.

Решающее устройство содержит два накопителя: по входу в синхронизм (3-4 элемента накопления) и по выходу из синхронизма (4-6 элементов накопления) и схему совпадения И2. Решающее устройство в стандартной ситуации, когда цикловой синхронизм соблюдается, на выходе схемы И2 не выдаёт никакого сигнала. В этом случае работа ЦСП всецело определяется блоком генераторного оборудования. Этот блок запускается и синхронизируется от УВТЧ. На многочисленных выходах ГО выдаются импульсы распределения по разрядам внутри канального интервала, распределения по КИ и, наконец, импульсы распределения по циклам.

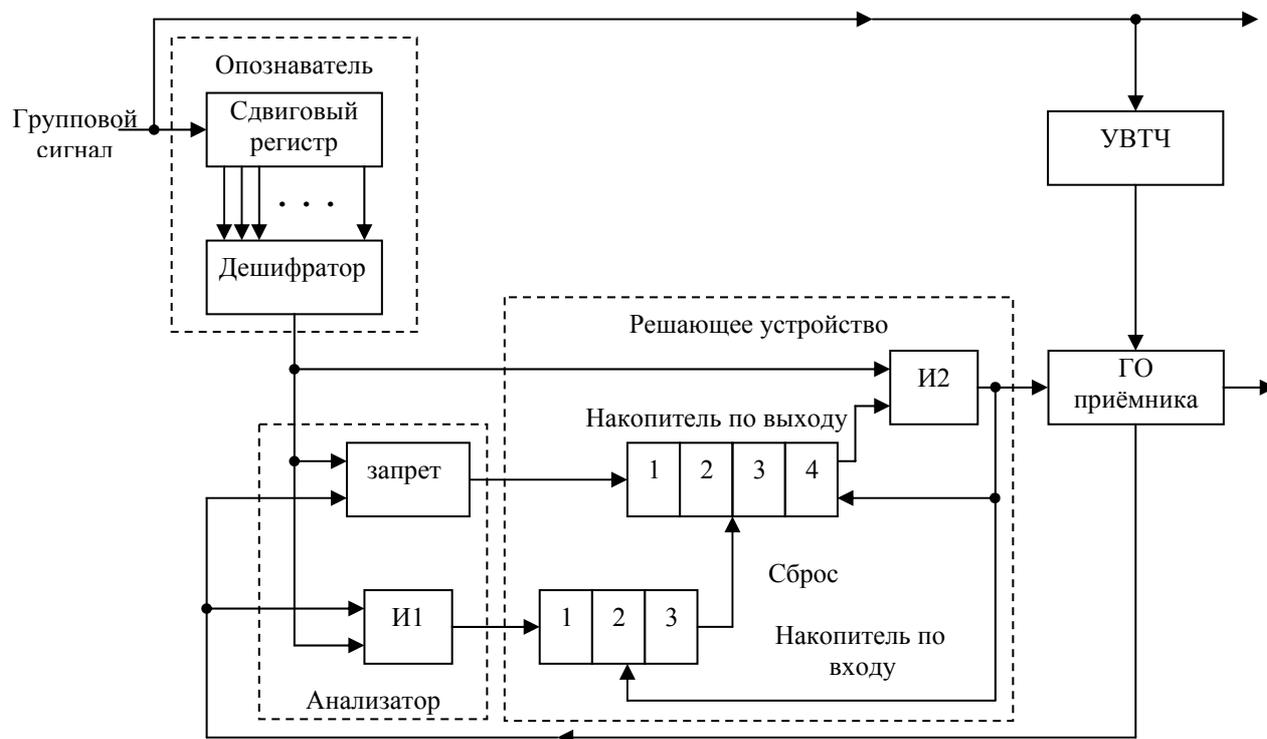


Рисунок 4.4.11 – Структурная схема приёмника синхросигнала

В стандартной ситуации установившегося циклового синхронизма цикловые импульсы ГО и синхроимпульсы опознавания совпадают во времени. На выходе схемы "HE" сигнала нет и на вход накопителя по выходу ничего не поступает. На выходе схемы "И1" подаётся импульс, который заполняет первый разряд накопителя. Так будет повторяться три раза, пока накопитель по входу не наполнится. При заполнении на выходе накопителя по входу появляется импульс, назначение которого сбросить (обнулить все разряды) накопителя по выходу. В нашем случае этот накопитель и так пуст. Таким образом, на выходе схемы И2 нет сигнала.

Рассмотрим теперь некоторые возможные ситуации нарушения ЦС (рисунок 4.4.12).

Предположим, что нарушена структура синхросигнала, тогда на выходе дешифратора импульс будет отсутствовать, однако ГО будет работать. Сбоя синхронизации не будет. Если ситуация, приведённая на рисунке 4.4.12а повторится четыре раза и заполнится накопитель по выходу, то в этом случае на выходе И2 появится импульс, который приведёт ГО в режим поиска (вхождение в синхронизм).

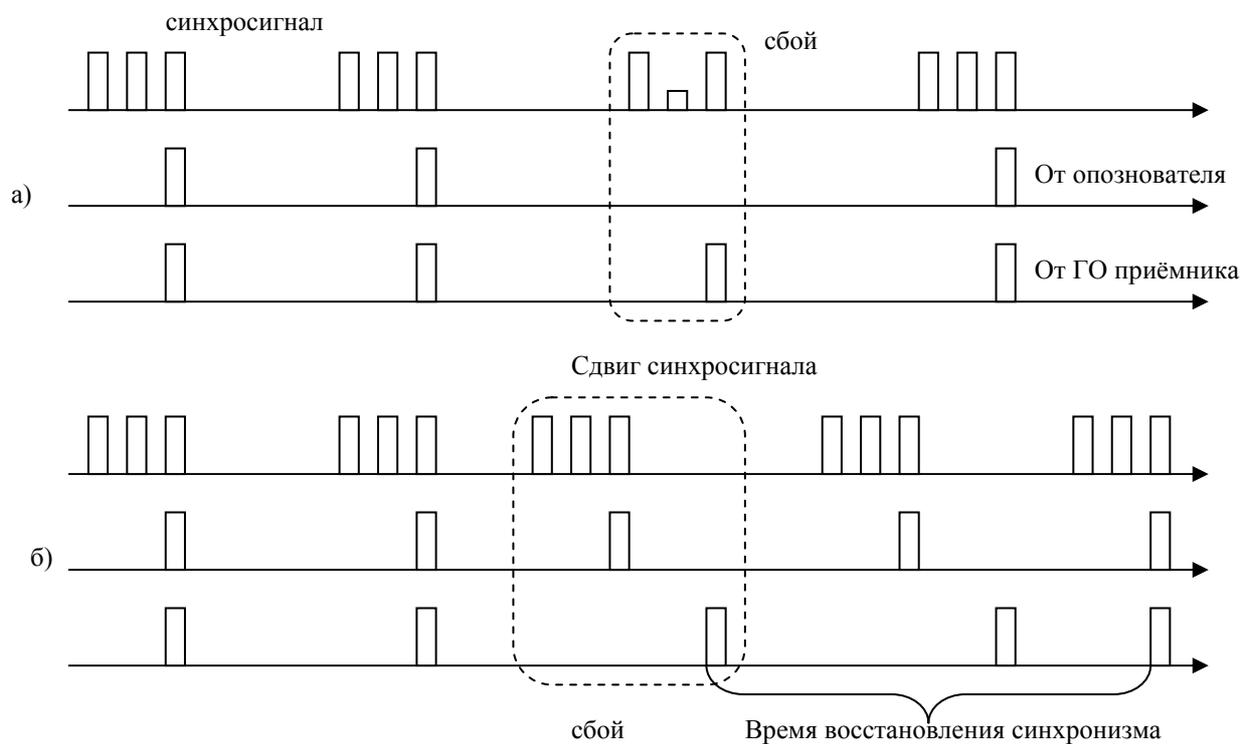


Рисунок 4.4.12 – Нарушение цикловой синхронизации

4.5 ФОРМИРОВАНИЕ ГРУППОВОГО СИГНАЛА

Рассмотрим сложившиеся к настоящему времени системы с временным группообразованием.

4.5.1 МЕЖСИМВОЛЬНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Процесс объединения цифровых сигналов различных каналов, как уже отмечалось в разделе 4.1, заключается в размещении импульсов последовательно во времени друг за другом (рисунок 4.5.1). Идеальная последовательность (рисунок 4.5.1 а) на практике не реализуется, так как полоса пропускания системы передачи ограничена и форма импульса искажается (рисунок 4.5.1 б)

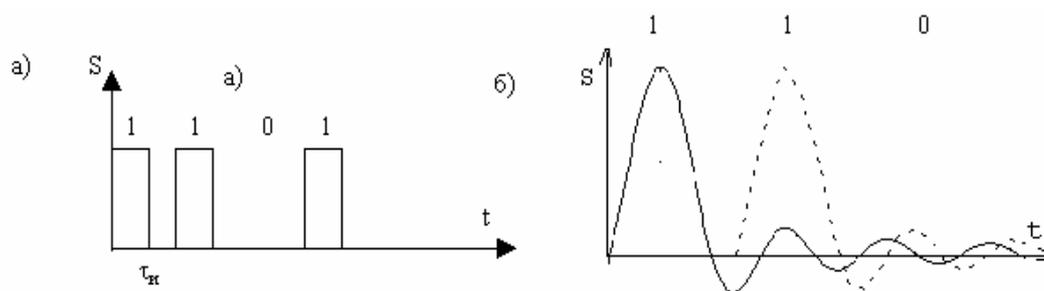


Рисунок 4.5.1 – Цифровой сигнал при объединении каналов

Эти искажения связаны с подавлением высокочастотных составляющих спектра (искажение первого рода) и подавлением низкочастотных составляющих (искажения второго рода). Искажения первого рода приводят к смещению импульса, увеличению его длительности и уменьшению амплитуды. Искажения второго рода вызывают спад плоской вершины и появление длинных "хвостов", следующих за основным импульсом. Наибольшую неприятность при формировании и объединении цифровых потоков представляет расширение импульса и появление "хвостов", поскольку эти процессы приводят к возникновению межсимвольных искажений или "межсимвольной интерференции", когда сигнал из одного временного интервала попадает в соседний и может привести там к смене состояния ($0 \rightarrow 1$ или $1 \rightarrow 0$).

Для подавления межсимвольных искажений разработано много способов, наиболее распространенными из которых являются:

1) Применение сигналов без постоянной составляющей (ЧПИ, HDB-3, биимпульсные коды и др.). В этом случае происходит существенная компенсация низкочастотных искажений (рисунок 4.5.2).

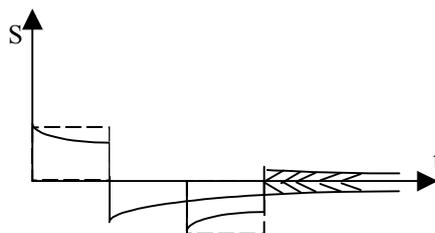


Рисунок 4.5.2 – Подавление искажений второго рода в биполярных сигналах

2) Фильтрация сигнала с целью подавления боковых лепестков импульсной характеристики.

Поскольку полоса пропускания системы передачи Δf ограничена, её импульсная характеристика будет иметь вид (рисунок 4.5.3). Ширина полосы пропускания главного лепестка и уровень боковых лепестков функции $g(t)$ зависят от формы амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтра.

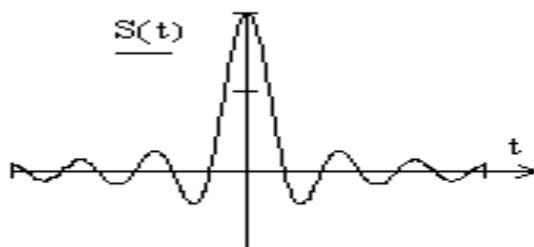


Рисунок 4.5.3 – Импульсная характеристика фильтра с ограниченной полосой пропускания

Для идеального фильтра с прямоугольной АЧХ импульсная характеристика будет определяться преобразованием Фурье от $K(\omega)$ (рисунок 4.5.4)

$$|K(\omega)| = \begin{cases} K_0 & |\omega| \leq \omega_B \\ 0 & |\omega| > \omega_B \end{cases}$$

$$y(t) = \frac{K_0 \omega_B}{\pi} \frac{\sin \omega_B t}{\omega_B t}$$

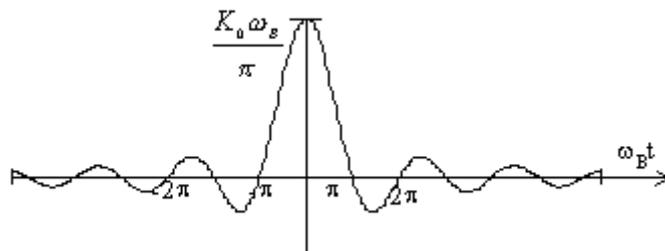


Рисунок 4.5.4 – Импульсная характеристика идеального фильтра

Ширина главного лепестка по нулевому уровню будет равна:

$$\tau = \frac{2\pi}{\omega_B} = \frac{1}{f_B},$$

а отношение уровня первого бокового лепестка к главному составляет 0.213.

С целью снижения уровня боковых лепестков функции $g(t)$, скаты частотной характеристики делают пологими. Так например, для фильтров типа Хемминга

$$K(\omega) = \begin{cases} K_0(0,54) + 0,46 \cos \frac{\pi}{2} \frac{\omega}{\omega_B} & |\omega| \leq \omega_B \\ 0 & |\omega| > \omega_B \end{cases}.$$

Уровень первого бокового лепестка $g(t)$ снижается до 0.006.

3) Применение фильтров Найквиста.

Эти фильтры имеют АЧХ типа

$$K(\omega) = \begin{cases} 1 & 0 \leq \omega \leq (1-\alpha) \omega_B \\ \cos^2 \left[\frac{\pi}{4\alpha\omega_B} (\omega - (1-\alpha)\omega_B) \right] & (1-\alpha) \omega_B \leq \omega \leq (1+\alpha) \omega_B \\ 0 & (1+\alpha) \omega_B < \omega \end{cases}$$

Характеристики фильтров Найквиста для разных значений параметра α , определяющего крутизну скатов АЧХ, приведены на рисунке 4.5.5 .

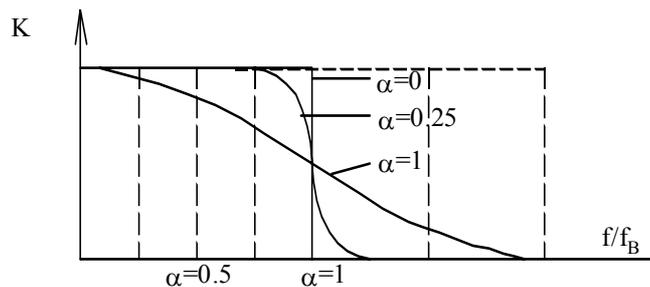


Рисунок 4.5.5 – АЧХ фильтров Найквиста

Импульсная характеристика фильтра

$$g(t) = \frac{\sin \omega_B t}{\omega_B t} \left[\frac{\cos \alpha \omega_B t}{1 - \left(\frac{2\alpha \omega_B t}{\pi} \right)^2} \right]$$

имеет вид (рисунок 4.5.6), где $\tau = \frac{\pi}{\omega_B}$ и определяет частоту взятия отсчётов.

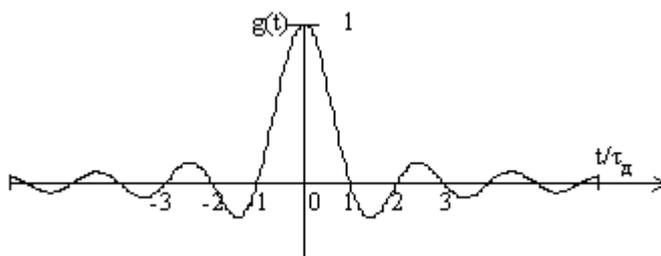


Рисунок 4.5.6 – Импульсная характеристика идеального фильтра Найквиста

Импульсная характеристика имеет следующие особенности:

- 1) боковые лепестки быстро затухают;
- 2) в моменты $t=n\tau_d$ значения $g(t)$ равны нулю.

Работа цифровых систем передачи с фильтром Найквиста организуется так. Дискретные отсчёты в виде коротких импульсов с интервалом τ_d подаются на фильтр, на выходе которого появляются отклики $g(t-k\tau_d)$. (Рисунок 4.5.7 а). Сумма этих откликов (рисунок 4.5.6 б) представляет собой сложный по форме аналоговый сигнал.

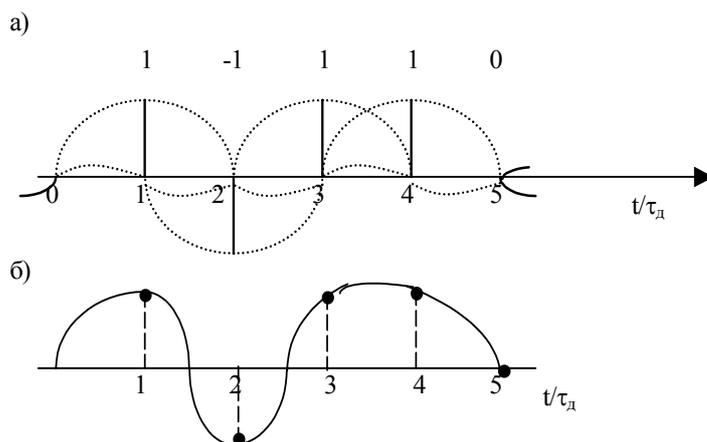


Рисунок 4.5.7 – Работа ЦСП с фильтром Найквиста

Особенностью суммарного сигнала является то, что в моменты $t=k\tau_d$ его значения соответствуют значениям передаваемых отсчётов. Поэтому суммарный сигнал модулируется, например, с помощью однополосной амплитудной модуляции, и передаётся по каналу связи. На приёмном конце после детектирования выделяются выборки в моменты времени $t=k\tau_d$. Разумеется, что работа такой ЦСП существенно зависит от точности синхронизации и влияния шумов и помех.

В современных ЦСП применяются все эти методы, хотя в проводных системах традиционно используются биполярные сигналы, а в системах с радиоканалами – комбинации всех, поскольку эффективность использования частотного диапазона здесь стоит особенно остро.

4.5.2 ПЕРВИЧНЫЙ ЦИФРОВОЙ СИГНАЛ (ИКМ-30)

В ЦСП групповой сигнал формируется в виде цикла. Длительность цикла $T_{ц}$ равно времени дискретизации τ_d , которое равно 125 мкс. В пределах цикла передаётся информация от N каналов и служебная информация (сигналы синхронизации, сигнализации и др.). Число N может быть различным. Так в системе ИКМ – 30/32 (стандарт ITU-T G.703) 30 информационных и 2 служебных канала, а в системе ISDN BRI $N=3$, где два информационных канала 64 кб/с и один служебный 16 кб/с.

Основным цифровым каналом (ОЦК) является канал со скоростью передачи 64 кб/с.

Информация в этом канале в виде одного байта (восемь бит) передаётся за время $\frac{T_{ц}}{N}$. Поскольку для надёжного выделения тактовой частоты длительность импульса $\tau_{и}$ должна быть в 2 раза меньше длительности битового интервала $\tau_{б}$,

$$\text{то } \tau_{II} = \frac{T_{ц}}{2 \cdot 8 \cdot N}.$$

$$\text{Для системы ИКМ-30 } \tau_{II} = \frac{125 \text{ мкс}}{2 \cdot 8 \cdot 32} = 0.24 \text{ мкс}.$$

Рассмотрим систему ИКМ-30 подробнее.

Временной план (или как говорят временной спектр) ЦСП ИКМ-30 приведён на рисунке 4.5.8. Здесь цикл передачи содержит 32 канальных интервала (КИ), в которых передаётся информация абонентов (КИ₁-КИ₁₅; КИ₁₇-КИ₃₁) и служебная информация (КИ₀ и КИ₁₆). Назначение битов в байте канального интервала определяется номером позиции бита P_n (n=1-8). Для абонентских каналов на позициях P_n передаётся 0 или 1 в зависимости от содержания информации, а кодовая комбинация, содержащаяся в байте, определяет значение отсчёта в данном канале в данный момент времени.

Основное назначение КИ₁₆ – передача сигналов управления и взаимодействия (СУВ) или сигнализации. К ним относятся сигналы: «Запрос», «Ответ», «Набор номера», «Занято» и др. Длительность этих сигналов значительно больше длительности цикла. Поэтому их не обязательно передавать в каждом цикле и по этой причине вводятся сверхциклы, которые объединяют несколько циклов. В системе ИКМ-30 в одном цикле передаются СУВ, только для двух каналов с номерами i и i+15, где i=1÷15. Для передачи отводится по четыре позиции P₁-P₄ и P₅-P₈, однако на практике используется только две P₁-P₂ и P₅-P₆, а остальные остаются для свободного использования.

Примеры заполнения битовых позиций для некоторых сигналов при передаче от абонента к АТС приведены в таблице 4.5.1.

Таблица 4.5.1

N		Сигнал		Применение
		P ₁ (P ₅)	P ₂ (P ₆)	
1	Занятие	1	0	
2	Набор номера	0	0	} Время передачи импульса 50мс Длительность интервала 700мс
	Импульс			
	Пауза			
	Межцифровой интервал	1	0	
3	Разъединение	1	1	



Рисунок 4.5.8 –Временной спектр ИКМ-30

Поскольку длительность сверхцикла

$$T_{\text{ци}} = 16 \cdot T_{\text{ц}} = 16 \cdot 125 \text{ мкс} = 2 \text{ мс},$$

время передачи каждого импульса 50 мс вполне достаточно для надёжного набора номера.

Так как циклы должны быть пронумерованы и иметь периодичность передачи и приёма в первом цикле с номером Ц₀ передаётся сигнал сверхцикловой синхронизации (СЦС), сформированный четырьмя нулями на позициях Р₁-Р₄. В случае потери сверхцикловой синхронизации на позиции Р₆ передаётся сигнал "Авария СЦС". Остальные три разряда свободны. Отсюда можно сделать вывод, что число циклов в сверхцикле

$$M = N/2 + 1,$$

где M – число информационных каналов.

В канальном интервале КИ₀ на позициях Р₂-Р₈ передаётся цикловый синхросигнал 8 раз за сверхцикл только в чётных циклах. Позиция Р₁ предназначена для передачи дискретной информации для служебного или коммерческого пользования.

В нечётных циклах в КИ₀ на позиции Р₃ передаётся сигнал аварии циклово-синхронизации, а на позиции Р₆ сигнал регистрирующий увеличение коэффициента передачи в ЦСП близкому к порогу самовозбуждения и предписывающий ввести остаточное затухание. Остальные позиции в КИ₀ свободны.

Свободные позиции были отведены для передачи дополнительной служебной информации производителями оборудования и операторами связи по своему усмотрению. Такой информацией может быть:

- потеря тактовой синхронизации;
- потеря цифрового сигнала;
- низкая помехоустойчивость (коэффициент ошибок больше пороговой величины $P_{\text{ош}} > 10^{-3}$, $P_{\text{ош}} > 10^{-5}$) и другая.

Система ИКМ-30 может быть использована не только для передачи телефонных сигналов, но и для передачи данных, когда часть канальных интервалов отводится для этих целей. В крайнем случае во всех канальных интервалах кроме КИ₀ передаётся дискретная информация с максимальной скоростью 1984 кб/с.

4.6 ШУМЫ И ПОМЕХИ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ

В ЦСП на передачу информации влияют те же виды шумов и помех, что и в аналоговых системах (см. раздел 3): тепловые и дробовые шумы, переходные помехи в многопарных электрических кабелях, атмосферные и промышленные помехи. Специфика ЦСП заключается в том, что роль нелинейных помех, очень существенных в АСП, здесь практически сводится к нулю, так как при временном разделении каналов одновременное существование сигналов различных частот исключается.

Вместе с тем в ЦСП появляются новые виды шумов и помех, которые необходимо учитывать. К таким дополнительным шумам относятся шумы дискретизации, шумы квантования, шумы незагруженного канала, шумы ограничения и дополнительные переходные помехи, связанные с искажением формы импульсов принимаемых сигналов.

В результате дискретизации мы получаем сигнал с АИМ. Система с АИМ преобразуется в систему с ИКМ, если добавить АЦП на передающей стороне и ЦАП на приёмной. Процессы дискретизации и квантования изображены на рисунках 4.6.1 а,б.

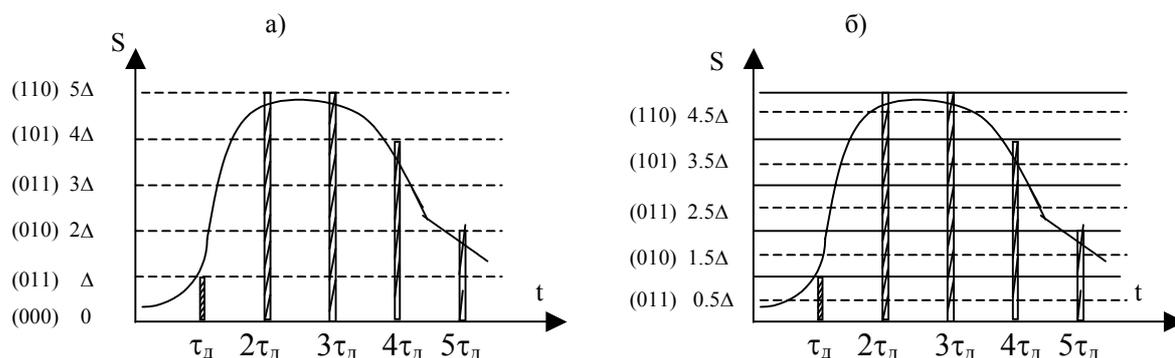


Рисунок 4.6.1 – Дискретизация и квантование аналогового сигнала

На рисунке 4.6.1 а рабочая точка характеристики (первый выходной отсчёт - 000) совпадает с нулевым значением входного сигнала. Максимальная погрешность квантования равна Δ_0 .

На рисунке 4.6.1 б первый отсчёт 001 принимается при значениях входного сигнала, колеблющихся в диапазоне 0 - Δ , вокруг значения $0,5\Delta$. Аналогично все последующие отсчёты привязаны к точкам $1,5\Delta$, $2,5\Delta$ и т.д. Максимальная погрешность квантования здесь равна $\pm\Delta/2$.

4.6.1 ШУМЫ ДИСКРЕТИЗАЦИИ

Если при дискретизации и передаче расстояния между отсчетами становятся не одинаковыми, то будут появляться шумы дискретизации, т.е. шумы, неравномерности временных отсчетов:

$$\tau_d + \Delta\tau_i \quad (4.6.1)$$

Величина $\Delta\tau_i$ на каждом шаге есть случайная величина.

Следствием этого будет изменение формы принимаемого сигнала, потому что выходные отсчёты будут смещены во времени по отношению к исходным. Приведенный ниже рисунок 4.6.2 иллюстрирует этот процесс изменения сигнала.

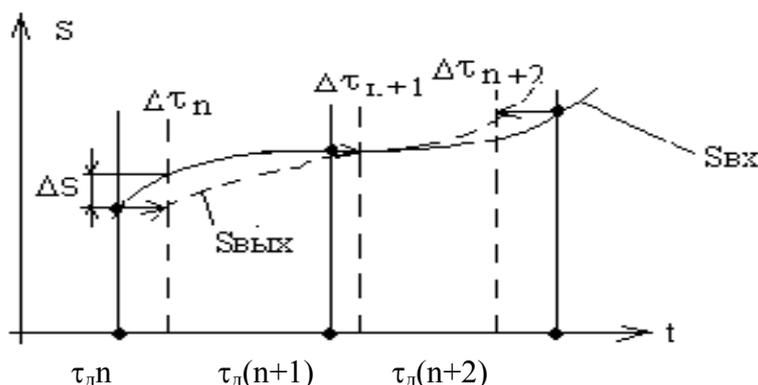


Рисунок 4.6.2 – изменение формы принимаемого сигнала в связи со случайным отклонением $\Delta\pi$

Основные причины нестабильности τ_d :

- 1) нестабильность частоты задающего тактового генератора;
- 2) случайные изменения времени задержки в тракте передачи (линиях связи, регенераторах и т.п.). Это явление называют джиттером или фазовым дрожжанием или фазовым шумом.

Поскольку эти два источника фазового шума независимы, то два случайных процесса не коррелированы и их влияние можно оценить с помощью энергетических характеристик: дисперсии и мощности шума.

Если отклонение τ_d за счёт нестабильности тактового генератора обозначить через $\Delta\tau_{n\Gamma}$, а за счёт фазового дрожжания $\Delta\tau_{n\phi}$, то при условии $\Delta\tau_n \ll \tau_d$ мощность шумов дискретизации можно записать через мощность шумов нестабильности генератора $P_{ш\Gamma}$ и мощности шумов фазового дрожжания $P_{ш\phi}$:

$$P_{ш\delta} = P_{ш\Gamma} + P_{ш\phi} . \quad (4.6.2)$$

Поскольку мощность шума случайного процесса есть дисперсия, то для левой части можно записать:

$$P_{ш\delta} = \frac{\overline{\Delta S^2}}{S^2} , \quad (4.6.3)$$

где $\overline{\Delta S^2}$ - дисперсия отклонения выходного сигнала S от входного.

Для правой части

$$P_{ш\Gamma} + P_{ш\phi} = \frac{\overline{\Delta\tau_{n\Gamma}^2}}{\tau_d^2} + \frac{\overline{\Delta\tau_{n\phi}^2}}{\tau_d^2} = a^2 + b^2 . \quad (4.6.4)$$

Приравнивая (4.6.3) и (4.6.4), получим уравнение для расчёта шумов дискретизации

$$\overline{\Delta S^2} = \pi^2 S^2 (a^2 + b^2) , \quad (4.6.5)$$

где множитель π^2 появился при строгом статистическом расчёте.

Из (4.6.5) находится выражение для защищённости от шумов дискретизации

$$A_{ш\delta} \geq 10 \lg[\pi^2 (a^2 + b^2)]^{-1}. \quad (4.6.6)$$

Зная a и b можно найти мощность шумов дискретизации и наоборот, задаваясь защищённостью $A_{ш\delta}$, можно найти требования к джиттеру и требования к тактовой стабильности генератора.

Так, для основного цифрового канала ($V = 64$ кбит/с, $\tau_\delta = 125$ мкс) можно оценить $\Delta\tau_n \leq 810$ нс при $A_{ш\delta}$ в канале = 34 дБ.

4.6.2 ШУМЫ КВАНТОВАНИЯ

Природа шумов квантования связана с округлением отсчёта сигнала до значения ближайшего уровня (рисунок 4.6.1).

Последовательные ошибки квантования в ИКМ-коде в общем случае предполагаются распределёнными по случайному закону и не коррелированными друг с другом. Таким образом, совокупный эффект ошибок квантования в системах с ИКМ можно рассматривать как аддитивные шумы, имеющие субъективное воздействие, которое аналогично воздействию шума с ограниченной полосой. На рисунке 4.6.3 представлена зависимость ошибок квантования от амплитуды сигнала для кодера с равномерными шагами квантования и с характеристикой, приведённой на рисунке 4.6.1 б.

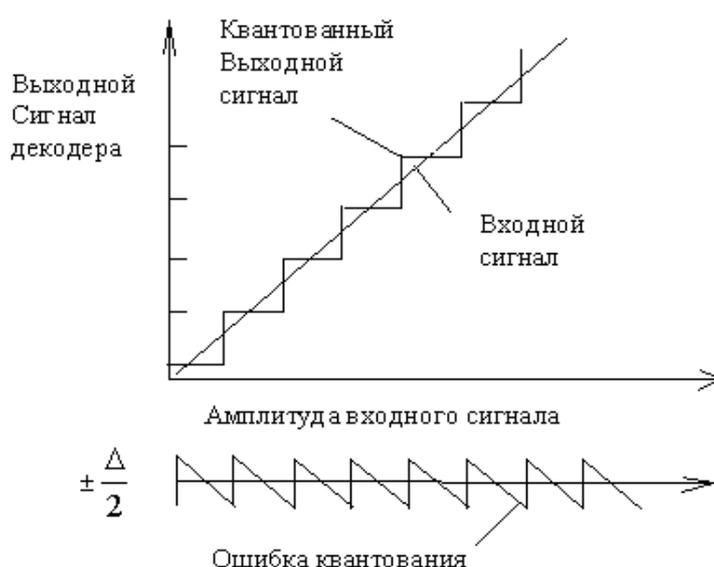


Рис 4.6.3 - Зависимость ошибок квантования от амплитуды отсчета

Ошибки или шум квантования, возникающие при преобразовании аналогового сигнала в цифровую форму, обычно выражаются в виде средней мощности шума по отношению к средней мощности сигнала.

Если все шаги квантования имеют равные значения (равномерное квантование) и шум квантования не зависит от значений дискретов, то отношение сигнал-шум квантования (в децибелах) определяется как:

$$ОСШК = 10 \cdot \lg \cdot \left[\frac{(S^2)}{\left(\frac{\Delta^2}{12}\right)} \right] = 10,8 + 20 \cdot \lg(S/q) , \quad (4.6.8)$$

где S - среднеквадратическое значение амплитуды входного сигнала.

В частности, для синусоидального входного сигнала отношение сигнал-шум квантования (в децибелах) при равномерном квантовании:

$$ОСШК = 10 \cdot \lg \cdot \left[\frac{\left(\frac{S_m^2}{2}\right)}{\left(\frac{\Delta^2}{12}\right)} \right] = 7,78 + 20 \cdot \lg(S_m/\Delta) , \quad (4.6.9)$$

где S_m - амплитуда синусоиды.

При определении среднего значения шума квантования будем руководствоваться следующими положениями:

- ошибка квантования ограничена по амплитуде значением $\Delta/2$, Δ - это шаг квантования (Декодированные выходные дискреты располагаются точно посередине шага квантования).

- можно предположить, что значения дискретов с равной вероятностью могут попадать в любую точку в пределах шага квантования (предполагается равномерная плотность вероятности, равная $1/\Delta$).

- предполагается, что амплитуды сигнала ограничены рабочим диапазоном кодера. Если значение дискрета превышает границу наивысшего шага квантования, то возникают искажения, вызванные перегрузкой.

При этом мощность шума квантования:

$$P_{ш.кв.} = \frac{\Delta^2}{12} . \quad (4.6.10)$$

При расчете отношений сигнал-шум квантования обычно сопоставляют не фильтрованный сигнал на выходе декодера с не фильтрованными ошибками квантования. На практике фильтр на выходе кодера уменьшает уровень мощности и сигнала и шума. Мощность шума уменьшается в большей степени, чем мощность сигнала, поскольку дискреты шума имеют более широкий спектр, чем дискреты речи. Вследствие этого отношение сигнал-шум квантования при наличии фильтра обычно выше значений, рассчитываемых по формулам на 1 ... 2 дБ.

Высококачественные ИКМ - кодеры создают шум квантования, который равномерно распределен в диапазоне частот канала тональной частоты и не

зависит от кодируемого сигнала. В этом случае отношение сигнал-шум квантования является хорошей мерой качества ИКМ - преобразования.

4.6.3 ШУМЫ НЕЗАГРУЖЕННОГО КАНАЛА

Анализ выражения (4.6.8) показывает, что при заданном Δ отношение сигнал-шум мало для малых значений сигналов. Как показано на рисунке 4.6.4, шумы равны значениям сигнала, если значения его дискретных осчётов приходится на первый шаг квантования, а характеристика квантования имеет рабочую точку, на границе между шагами квантования.

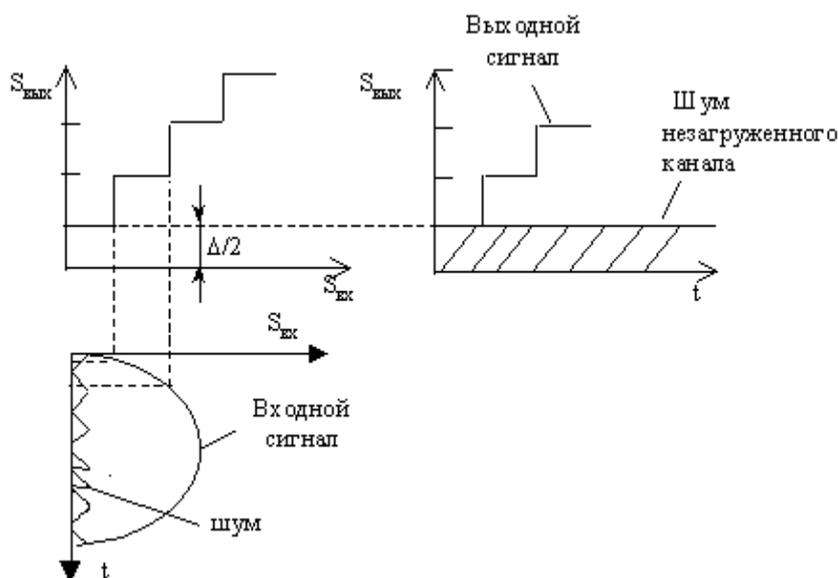


Рисунок 4.6.4 – Шумы незагруженного канала

Этот эффект особенно неприятен во время пауз речи и носит название шумов незагруженного канала. При молчащем абоненте существуют аналоговые шумы, которые превышают нулевой уровень $\Delta/2$ и создают эти шумы. На рисунке 4.6.5 изображен один из методов минимизации шумов незагруженного канала в системах с ИКМ путем сдвига характеристики квантования от начала координат. В этом случае все значения дискретов, приходящиеся на центральный шаг квантования, постоянно декодируются как нулевой сигнал на выходе.

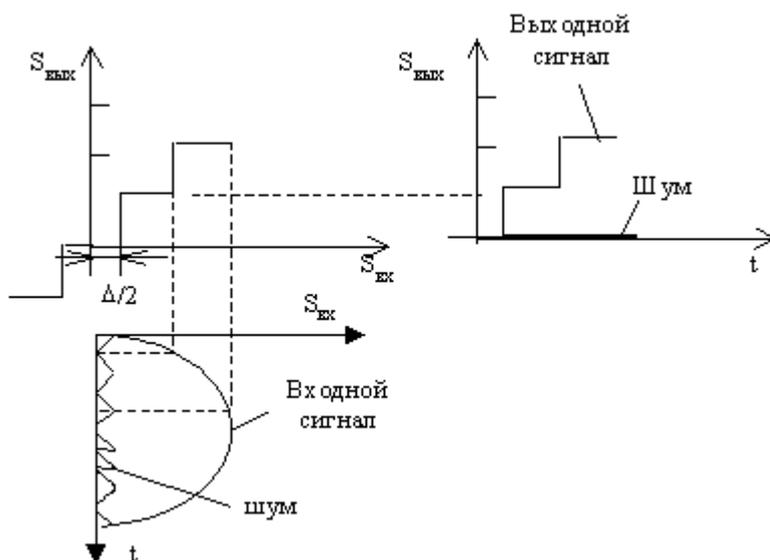


Рисунок 4.6.5 – Подавление шумов незагруженного канала незагруженного канала

Первая характеристика квантования не может дать на выходе нулевого сигнала. Вторая характеристика очевидно более предпочтительна, поскольку в этом случае очень малые сигналы образуют на выходе декодера постоянный сигнал с нулевым значением. Однако, если амплитуда сигнала сопоставима с размером шага квантования или на входе кодера существует смещение постоянного тока, шумы незагруженного канала могут представлять проблему также и при установке рабочей точки кодера посередине шага квантования.

Приведем пример практического применения для выражений отношения сигнал-шум квантования. Пусть необходимо узнать, количество шагов квантования и разрядов для кодирования каждого отсчета при преобразовании синусоидального сигнала с амплитудой S_m , чтобы получить отношение сигнал-шум квантования не менее M дБ. Это заданное значение отношения сигнал-шум квантования еще называют защищенностью A_3 . Из 4.6.9 найдём:

$$\Delta = 10^{-\frac{(M-7,78)}{20}} . \quad (4.6.11)$$

Теперь найдем число шагов квантования n :

$$n = 2 \cdot \frac{S_m}{\Delta} . \quad (4.6.12)$$

Число разрядов, необходимых для кодирования каждого отсчета, определяется как

$$N = \log_2 n . \quad (4.6.13)$$

4.6.4 ШУМЫ ОГРАНИЧЕНИЯ

При кодировании обычно искусственно ограничивают уровень выходного сигнала. Характеристика квантователя, с ограниченным $S_{\text{ВЫХ}}$ приведена на рисунке 4.6.6.

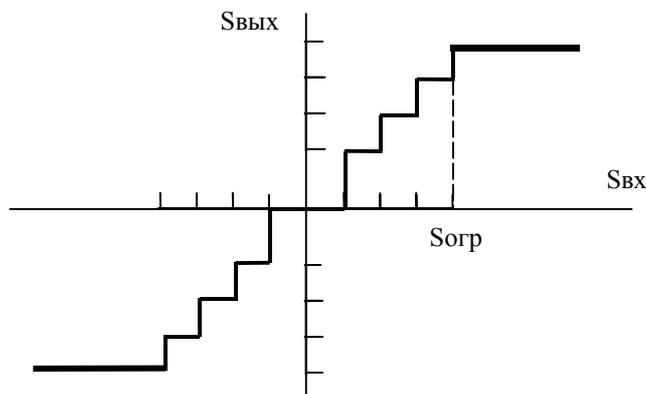


Рисунок 4.6.6 - Характеристика квантователя с ограниченным $S_{\text{ВЫХ}}$

Если $S_{\text{ВХ}} > S_{\text{ОГР}}$, то значения сигнала на выходе будет $S_{\text{ОГР}}$. Возникающие искажения будут расцениваться как воздействие помехи. Вероятность такого события мала, но не учитывать ее нельзя. Для расчёта мощности помехи воспользуемся методикой вычисления мощности случайного процесса.

$$P_{\text{ОГР}} = 2 \cdot \int_{S_{\text{огр}}}^{\infty} (S_{\text{огр}} - S_{\text{ВХ}})^2 \cdot P(S_{\text{ВХ}}) dS_{\text{ВХ}} . \quad (4.6.14)$$

В выражении (4.6.14) $p(S_{\text{ВХ}})$ – плотность распределения вероятности для входного сигнала. Её график представлен на рисунке 4.6.7 и выражением (4.6.15).

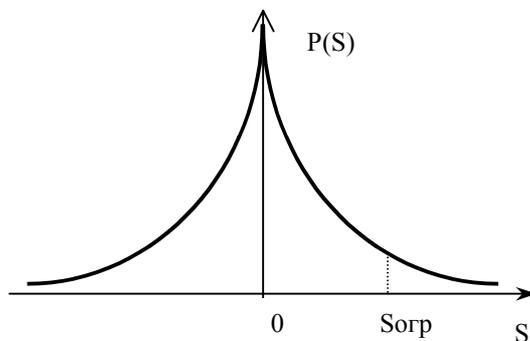


Рисунок 4.6.7 – Плотность распределения $p(S_{\text{ВХ}})$

$$P(S) = \frac{\alpha}{2} \cdot e^{-\alpha|S|}, \quad (4.6.15)$$

где
$$\alpha = \frac{\sqrt[3]{2}}{S_0}. \quad (4.6.16)$$

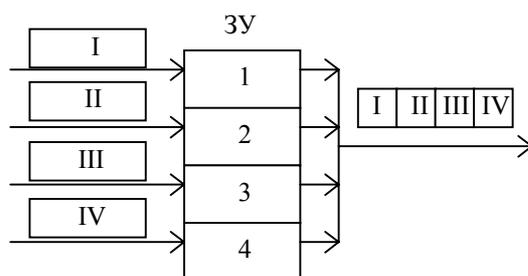
Вычисления, проведённые по формуле (4.6.19) показывают, что шумы ограничения меньше, чем шумы квантования.

Шумы ограничения можно регулировать выбором $S_{огр}$. Кроме того эти шумы автоматически снижаются вследствие психологического фактора. При повышении громкости речи дополнительно возникшие шумы заставляют абонентов говорить тише.

4.7 ОБЪЕДИНЕНИЕ ЦИФРОВЫХ ПОТОКОВ

Первичные цифровые потоки (ИКМ-30) могут объединяться для увеличения скорости передачи информации по одному групповому тракту. При этом за одно и то же время, например длительность цикла, нужно передать число канальных интервалов в несколько (n) раз большее, чем в первичном потоке. Это означает, что длительность передаваемых импульсов в n раз должна быть короче.

Объединение осуществляется следующим образом (рисунок 4.7.1). Входные цифровые последовательности поступают параллельно на входы запоминающих устройств, где их часть записывается. После окончания записи осуществляется поочерёдное считывание в общую нагрузку за более короткое время.



4.7.1 – Объединение цифровых потоков

В ЗУ может записываться один символ (побитовая запись) или группа символов. Чаще всего во втором случае записываются байты (побайтная запись). При объединении и разделении цифровых потоков различают три случая:

- 1) синфазно-синхронное объединение;
- 2) синхронное объединение;
- 3) асинхронное объединение.

При синфазно-синхронном объединении (рисунок 4.7.2) равны скорости объединяемых потоков (один и тот же тактовый генератор) и все они поступают без задержки в один и тот же момент времени (с одинаковой фазой).

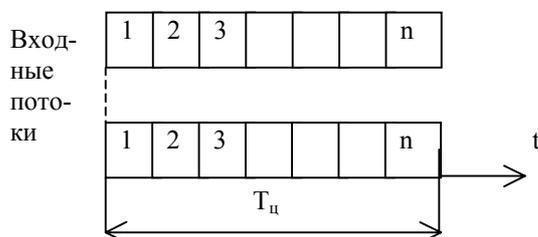


Рисунок 4.7.2 – Синфазно-синхронное объединение

При синхронном объединении (рисунок 4.7.3) скорости входных потоков по прежнему равны, но моменты их прихода на ЗУ разные вследствие задержки в каналах связи. В этом случае в каждом канале для синхронизации вводятся несколько служебных байтов (А, В). Помимо функции синхронизации эти байты могут нести и другую служебную информацию. Так как эти байты должны быть переданы вместе с информацией за неизменное время $T_{ц}$, то скорость считывания будет больше, чем при синфазно-синхронном объединении. Например, если на каждые 32 байта входной последовательности добавляется один служебный, увеличение скорости будет равно $33/32$.

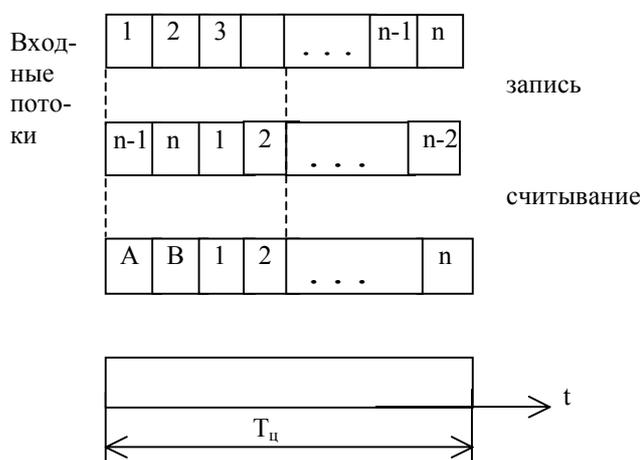


Рисунок 4.7.3 - Синхронное объединение

В случае асинхронного объединения помимо фазовой задержки входные потоки могут иметь ещё и разные скорости. Обычно это характерно для плезиохронных систем передачи, когда генераторное оборудование на передающей стороне имеет свои автономные генераторы тактовой частоты. Частоты этих генераторов не могут совпадать абсолютно точно, т.е. содержат разброс по тактовой частоте Δf_T . Кроме того любому генератору присуща нестабиль-

ность частоты, что увеличивает разброс и делает его случайным. Поэтому разница между скоростью при записи V_3 и скоростью при считывании V_c может быть как положительной, так и отрицательной. И в том и в другом случае скорость записи и считывания надо согласовывать. Изменить тактовую частоту генератора считывания мы не можем, потому что он один для всех входных потоков. Следовательно, нужно изменять скорость каждого из них при записи (рисунок 4.7.4).

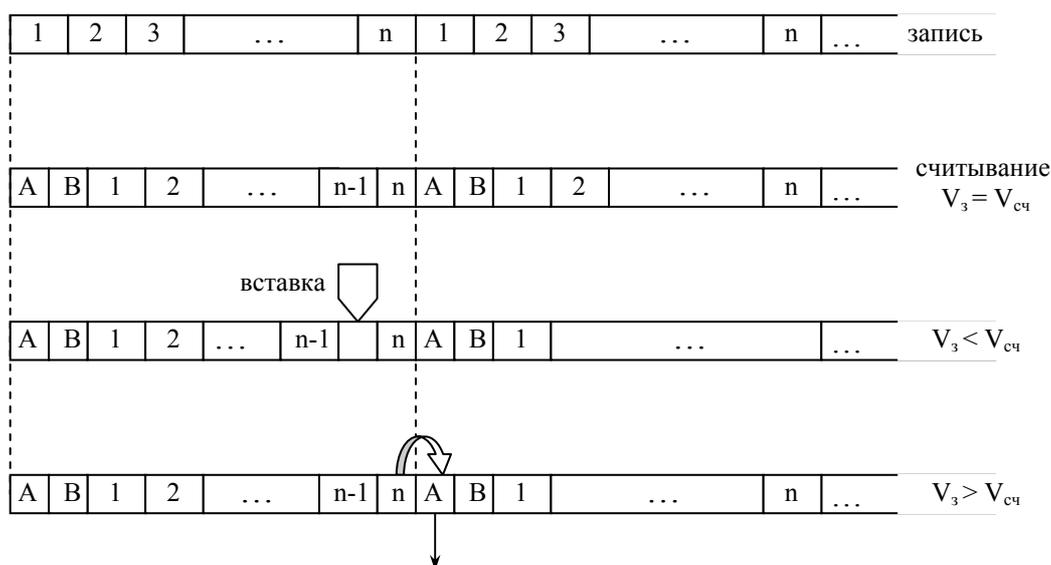


Рисунок 4.7.4 – Асинхронное объединение каналов

Если $V_3 = V_c$ никакого согласования не нужно. При $V_3 < V_c$ имеем дело с положительным согласованием скоростей (ПСС). В этом случае процесс считывания происходит раньше положенного времени и образуется временная пауза, которая увеличивается со временем. В определённый момент эта пауза становится равной длительности импульса посылки и следящее устройство ЦСП вырабатывает команду на ПСС. По этой команде в конце цикла процесс считывания задерживается на одну позицию так, как будто между двумя информационными импульсами (63 и 64) вставим "пустой". Эту процедуру называют торможением или "стаффигом" от слова "вставка" – стаффилинг.

При $V_3 > V_c$ (отрицательное согласование скоростей - ОСС), для 64 импульса не хватает позиции. По команде согласования скоростей (КСС) последний 64 импульс передаётся вместо одного из служебных.

Управление согласованием скоростей осуществляется посредством КСС, которые вырабатываются в самом устройстве объединения (мультиплексоре) по мере того как задержка или опережение достигают критического значения. В оборудовании разделения потоков КСС поступают в байтах служебной информации на определённых позициях. Обычно используют систему двустороннего (положительного и отрицательного) согласования скоростей, хотя

она и сложнее односторонней. В двусторонней системе необходимость подачи КСС возникает гораздо реже, а следовательно и меньше вероятность ошибки согласования. Поскольку ошибка в согласовании скоростей приводит к потере синхронности передачи, а следовательно к разрыву связи, при передаче КСС принимают специальные меры: для повышения помехозащищённости команд каждый бит информации КСС передаётся три раза, а также применяется специальный алгоритм обработки принятых команд, позволяющий исключать ошибки согласования, даже если отдельные КСС будут опознаны неверно.

4.8 ПЛЕЗИОХРОННАЯ ЦИФРОВАЯ ИЕРАРХИЯ

Описанные выше принципы организации первичных цифровых потоков (ИКМ-30) и их объединение позволили предложить плезиохронную цифровую иерархию ЦСП (рисунок 4.8.1).

Здесь на каждой ступени объединения группируются четыре цифровых потока и к ним добавляются служебные символы, в которых помещаются сигналы синхронизации объединённого потока, команды согласования скоростей каждого из объединяемых потоков и информация, которая исключается из потока при отрицательном согласовании скоростей.

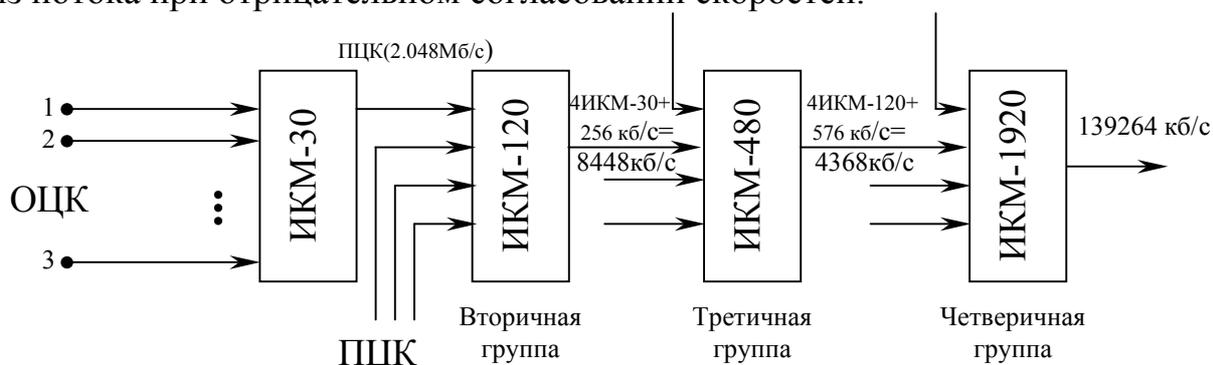


Рисунок 4.8.1 – Плезиохронная цифровая иерархия

Рассмотрим временной план вторичной группы (рисунок 4.8.2). Временной спектр (цикл передачи) вторичной ЦСП с ИКМ (ИКМ-120) является типичным для всех ЦСП с ИКМ высших ступеней плезиохронной иерархии. Цикл передачи имеет длительность 125 мкс и состоит из 1056 позиций. Цикл разделён на четыре субцикла, одинаковых по длительности. Первые восемь позиций первого субцикла заняты комбинацией 111001100, представляющей собой цикловой синхросигнал объединённого потока. Остальные 256 позиций первого субцикла (с 9-ой по 264-ю включительно) заняты информацией по-символьно объединённых исходных потоков, номера которых отмечены на рисунке под номерами позиций. Первые четыре позиции второго субцикла заняты первыми символами КСС объединяемых потоков, а следующие четы-

ре – сигналами служебной связи. Вторые и третьи символы КСС (команда положительного согласования) имеет вид 111, а отрицательного – 000 занимают первые четыре позиции субциклов III и IV. Позиции 5-8 субцикла III используются для передачи сигналов дискретной информации (две позиции), аварийных сигналов (одна позиция) и вызова по каналу служебной связи (одна позиция). Наконец, в субцикле IV на позициях 5-8 передаётся информация объединяемых потоков при отрицательном согласовании скоростей. При положительном согласовании исключаются позиции 9-12 субцикла IV. Поскольку операция согласования скоростей осуществляется не чаще, чем через 78 циклов, позиции 6-8 субцикла IV, предназначенные для передачи информации при отрицательном согласовании, большую часть времени свободны и используются для передачи информации о промежуточных значениях и характере изменения паузы. Таким образом, из общего числа позиций, равного 1056, информационными являются 1024 ± 4 позиции.

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	...	263	264	№ позиции	
1	1	1	0	0	1	1	0	I	II	III	IV	I	II	III	IV	I			III		IV
Цикловой синхросигнал																					

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	...	263	264	№ позиции	
I	II	III	IV	Служебная связь				I	II	III	IV	I	II	III	IV	I			III		IV
1-е символы КСС																					

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	...							263	264	№ позиции			
I	II	III	IV	ДИ		Авар. и сигн.	Выз. СС	I	II											III	IV	Субцикл III
2-е символы КСС																						

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	...	263	264	№ позиции				
I	II	III	IV	I	II	III	IV	I	II	III	IV	I									III	IV	Субцикл I	
3-и символы КСС				Доп. инф. при отрицательном СС				Вставки при положительном СС																
Посимвольно объединённая информация 4 ^х исходных потоков																								
← $T_{ц/4}$ →																								

Рисунок 4.8.2 – Временной спектр ЦСП ИКМ-120

Разделение цикла передачи на несколько субциклов имеет следующие преимущества. Во-первых, это позволяет разнести во времени символы КСС, что повышает защищённость этих команд от импульсных помех, поскольку импульсные помехи обычно группируются в пакеты, воздействующие на несколько следующих друг за другом импульсов. Во-вторых, поскольку при приёме служебной информации прекращается считывание информации из ЗУ, выделяемый информационный поток обладает неравномерностью, которая должна сглаживаться системой ФАПЧ. Работа ФАПЧ сопровождается фазовыми флуктуациями импульсов выделенного потока, которые снижаются, если снижается неравномерность, а она тем меньше, чем больше субциклов содержится в цикле передачи. Наконец, в-третьих, задержка считывания информации объединяемых потоков из ЗУ как на передаче, так и на приёме на время прохождения служебной информации заставляет увеличивать ёмкость памяти ЗУ. Очевидно, что это увеличение тем меньше, чем больше субциклов содержится в цикле, и составляет для рассматриваемого случая две ячейки плюс ещё одна на время проверки КСС на отсутствие ошибок. Общее число ячеек ЗУ существующих ЦСП составляет от пяти до восьми и должно быть увеличено по крайней мере втрое при отсутствии деления цикла передачи на субциклы.

4.9 СИНХРОННАЯ ЦИФРОВАЯ ИЕРАРХИЯ (SDH)

Новая цифровая иерархия была задумана как скоростная информационная среда передачи для транспортирования цифровых потоков с разными скоростями. В этой иерархии объединяются и разъединяются потоки со скоростями 155,520 Мбит/с и выше. Поскольку способ объединения был выбран синхронный, то данная иерархия получила название синхронной цифровой иерархии (Synchronous Digital Hierarchy - SDH).

Перечислим следующие предпосылки создания SDH:

1. Активное внедрение цифровых систем передачи.
2. Недостатки системы плезиохронной цифровой иерархии (ПЦИ = PDH), а именно:
 - а) сложность объединения и разделения цифровых потоков; необходимо согласование скоростей, т.к. у каждого потока различные тактовая частота f_T и скорость;
 - б) при выделении первичного потока ИКМ-30 нужно последовательно демультиплексировать группы ИКМ -120, ИКМ – 480 и т.д., выделить что нужно, а потом снова провести объединение;
 - в) средства ПЦИ разных изготовителей зачастую не стыкуются друг с другом;
 - д) наличие разных европейской и американской систем ПЦИ.
3. Внедрение линий связи с большой пропускной способностью – (ВОЛС, ЦРРЛ).

Основные принципы СЦИ:

1. Временное разделение каналов (ВРК);
2. СЦИ работает с гораздо большими скоростями передачи информации: 155,52 Мбит/с, 622,08 Мбит/с и т.д.
3. Синхронная цифровая иерархия включает в себя все предыдущие транспортные протоколы - это PDH, ISDN, ATM.
4. Контейнерный способ упаковки данных

Для транспортирования цифрового потока создается синхронный транспортный модуль (Synchronous Transport Module) STM-1. Для создания более мощных цифровых потоков в SDH-системах формируется следующая цифровая иерархия (Таблица 4.9.1): четыре модуля STM-1 объединяются путем побайтового мультиплексирования в модуль STM-4, передаваемый со скоростью 622,080 Мбит/с; затем четыре модуля STM-4 объединяются в модуль STM-16 со скоростью передачи 2488,320 Мбит/с; четыре модуля STM-16 могут быть объединены в высокоскоростной модуль STM-64 (9953,280 Мбит/с).

Таблица 4.9.1

Уровень	Контейнер	Сигналы ПЦИ, Мбит/с		
1	C1-1	1,5	T1	Американский стандарт
	C1-2	2 (ИКМ-30)	E1	Европейский стандарт
2	C2	6	T2	Американский стандарт
3	C3	34 (ИКМ-120)	E3	Европейский стандарт
		45 (США)	T3	Американский стандарт
4	C4	140	E4	Европейский стандарт

В сети SDH применены принципы контейнерных перевозок. Подлежащие транспортировке сигналы предварительно размещаются в стандартных контейнерах (Container - C). Все операции с контейнерами производятся независимо от их содержания, чем и достигается *прозрачность* сети SDH, т.е. способность транспортировать различные сигналы, в частности сигналы PDH.

На рисунке 4.9.1 показана структура модуля STM.

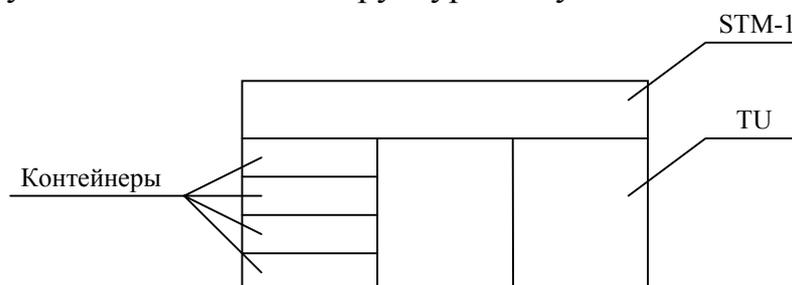


Рисунок 4.9.1 Синхронный транспортный модуль

Он разбивается на субблоки (TU-Tributary Unit). А те в свою очередь разбиваются на контейнеры по 2 Мбит/с, 34 Мбит/с, 144 Мбит/с,...

При передаче у каждого STM, TU и контейнера существует свой номер, называемый заголовком.

Как размещается информация в этих контейнерах? Контейнеры вкладываются в STM. STM перемещается во времени независимо от объема поступающей информации и времени ее поступления. Поэтому контейнеры помещаются в тело (объем) модуля случайно, асинхронно. Чтобы идентифицировать положение контейнера в вагоне, вводят указатель (Pointer). Поскольку при такой схеме заполнения STM его использование не рационально, в дальнейшем производится переупаковка. При этом указатели контейнеров и блоков меняются в соответствии с новым положением.

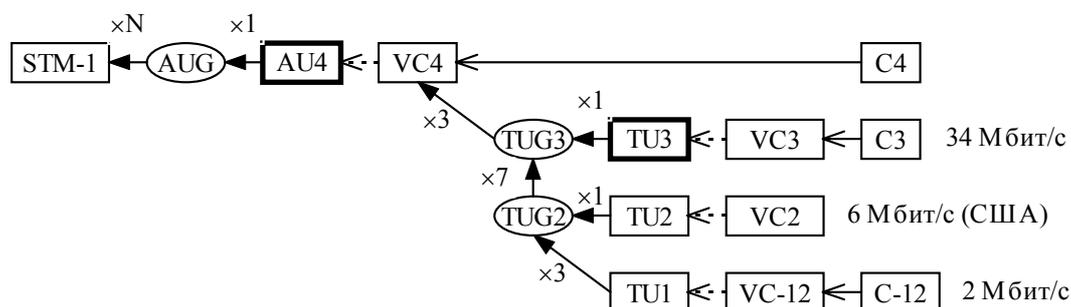


Рисунок 4.9.2 - Упрощенная схема преобразования в SDH

VC - виртуальный контейнер

TUG - группа субблоков

AU - административный блок

AUG - административная группа



Размещение указателей



Мультиплексирование



Размещение цифровых потоков в виртуальных контейнерах



Выравнивание: плавающий режим, формирование нагрузки, выравнивание скоростей

Этапы формирования STM-1:

1. Поступающий цифровой сигнал упаковывают в контейнер C.
2. Добавлением маршрутного или трактового заголовка (Path Over Head - POH) контейнер преобразуется в виртуальный контейнер VC

$$VC = C + POH$$

Виртуальный контейнер формируется и расформируется в точках окончания и начала тракта. Заголовок POH, кроме адреса, позволяет осуществ-

вить контроль качества передачи по тракту, передачу аварийной и эксплуатационной информации.

3. Виртуальный контейнер снабжают указателем PTR и образуют тем самым транспортный блок TU (Tributary Unit)

$$TU = VC + PTR_{TU}$$

PTR - указатель начала VC внутри субблока. PTR осуществляет дополнительно выравнивание скоростей.

4. Затем несколько транспортных блоков путем мультиплексирования объединяют в группу транспортных блоков TUG (Tributary Unit Group).

5. Затем TUG путем мультиплексирования преобразовывается в виртуальный контейнер VC-4.

6. VC-4 снабжают секционным заголовком SOH, образуя таким способом административный блок AU-4.

7. Последний помещают непосредственно в модуль STM-1 вместе с секционным заголовком SOH (Section Over Head)

$$STM-1 = AUG + SOH$$

SOH - секционный заголовок

$$SOH = RSOH + MSOH$$

RSOH - заголовок регенераторной секции

MSOH - заголовок мультиплексорной секции

Примечание: если мы имеем цифровой поток со скоростью 139,264 Мбит/с, образуемый на выходе аппаратуры плезиохронной цифровой иерархии ИКМ-1920, то его сначала упаковывают в контейнер C-4, а затем добавлением маршрутного или транспортного заголовка POH преобразуют сразу в виртуальный контейнер VC-4. Т.е. в этом случае пропускается создание транспортных блоков и групп.

8. Образование синхронных транспортных модулей высшего порядка

$$STM-N = \sum STM-i + (RSOH + MSOH)_i + AUPTR_i$$

AUPTR_i - указатель положения STM внутри потока.

Рассмотрим структуру тракта (рисунок 4.9.3).

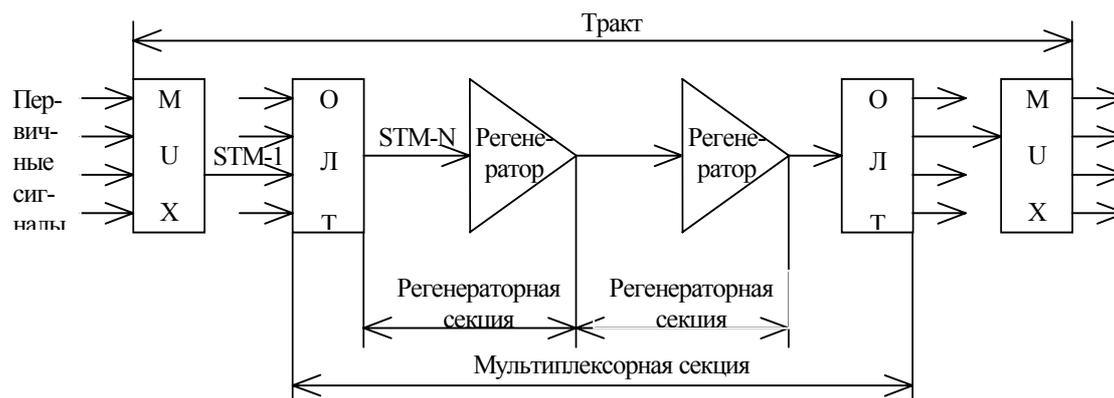


Рисунок 4.9.3 - Структура тракта

ОЛТ - оборудование линейного тракта
 MUX - мультиплексор.

Из рисунка 4.9.3 можно определить некоторые функции заголовков RSOH и MSOH. Заголовок RSOH помимо основной функции идентификации STM_N должен обеспечивать цикловую синхронизацию, служебную связь, аварийную сигнализацию, контроль и исправление ошибок в соответствующей регенераторной секции.

Заголовок MSOH также обеспечивает функции контроля ошибок, технического обслуживания и управления мультиплексором, но уже в пределах всего тракта.

Отличия SDH от PDH:

1. Единый для всех высокостабильный тактовый генератор.
2. Большое количество служебной информации, т.е. заголовков и указателей.
3. Универсальный интерфейс (имеется в виду взаимодействие) для всех национальных систем: США, Япония, Европа.

Достоинства СЦИ:

1. Упрощенный процесс мультиплексирования и демуплексирования. Здесь не надо распаковывать весь модуль, как в ПЦИ (см. Предпосылки создания SDH, пункт 2b), так как есть сквозная синхронизация и много заголовков разных уровней, контейнеров и субблоков.
2. Простота ввода компонентных сигналов - Заголовки + плавающий режим.
3. Качественное управление сложными сетями:
 - управление конфигурацией сетей (на уровне мультиплексоров);
 - управление неисправностями: дистанционное выявление неисправности и её исправление;

- управление качеством (выявление и ликвидация ошибок);
- управление безопасностью – регистрация несанкционированного доступа и т.п.

Недостатки SDH:

1. Система достаточно дорогая.
2. Необходима высочайшая стабильность тактовой частоты.
3. Большое время вхождения в синхронизм.
4. Система чрезвычайно избыточна, т.к. групповой сигнал содержит много заголовков и свободных мест для дальнейшего использования. Но это окупается высокой пропускной способностью.

Рассмотрим конфигурацию транспортной сети SDH (рисунок 4.9.4):

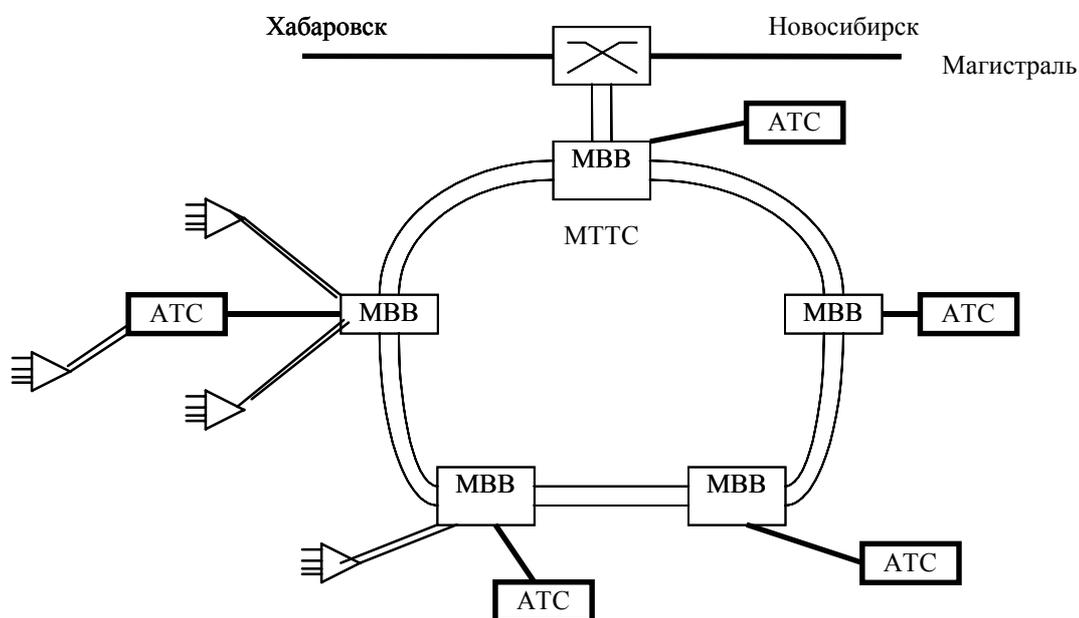
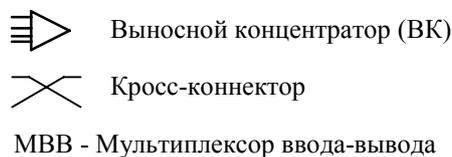


Рисунок 4.9.4 - Транспортные сети SDH



Выносной концентратор может присоединяться как к мультиплексору ввода-вывода, так и к АТС.

Кросс-коннектор - это устройство, которое позволяет выделять и перенаправлять как первичные потоки (контейнеры), так и целые STM. МВВ может часть контейнеров извлекать и добавлять в поток (рисунки 4.9.5 и 4.9.6).

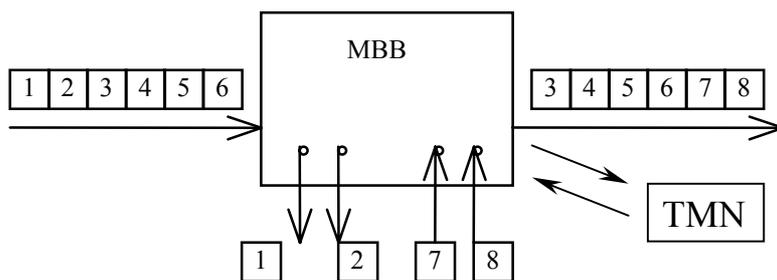


Рисунок 4.9.5 - Работа мультиплексора ввода-вывода

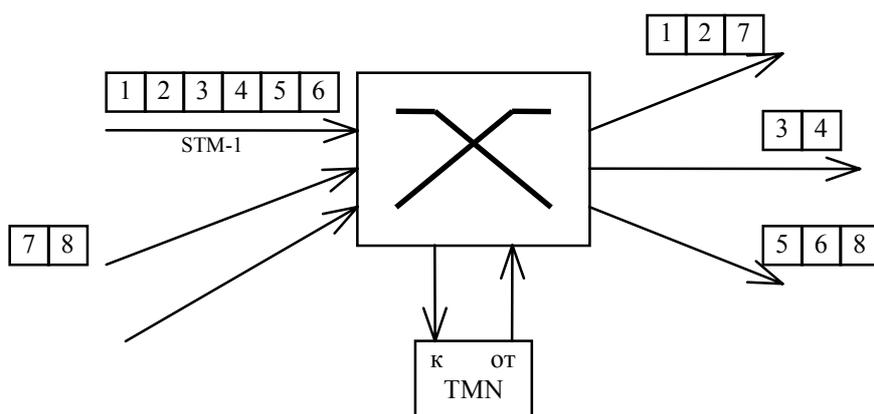


Рисунок 4.9.6 - Работа кросс-коннектора

На рисунках 4.9.5 и 4.9.6 сеть управления телекоммуникациями (TMN) удаленно из узла управления задаёт конфигурацию сети (определяет какие компоненты куда выделить или перенаправить).

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Многоканальные системы передачи/ Под ред. Баевой Н.Н. и Гордиенко В.Н. – М.: Радио и связь, 1996.
2. Крук Б.И., Попантопуло В.Н., Шувалов В.П. Телекоммуникационные системы и сети. Т.1 – Новосибирск: Сиб. предприятие “Наука” РАН, 1998. – 536 с.
3. Цифровые и аналоговые системы передачи/ Под ред. В.Н. Иванова. – М.: Радио и связь, 1995. – 232 с.
4. Беллами Дж. Цифровая телефония: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986. – 544 с.
5. Васильев В.И., Буркин А.П., Свириденко В.А. Системы связи. – М.: Высш. школа, 1987. – 280 с.
6. Проектирование и техническая эксплуатация систем передачи/ Под. ред. Гордиенко В.Н. и Крухмалева В.В. – М.: Радио и связь, 1996 – 344 с.
7. Гитлиц М.В., Лев А.Ю. Теоретические основы многоканальной связи. – М.: Радио и связь, 1985. – 245 с.
8. Слепов Н.Н. Синхронные цифровые сети SDH. – М.: Эко-Трендз, 1997.