

А.В. АБИЛОВ

Лекции по курсу

**МНОГОКАНАЛЬНЫЕ
СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ**

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ИЖЕВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

А.В. Абилов

Лекции по курсу

**МНОГОКАНАЛЬНЫЕ
СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ**

Ижевск 2001

УДК 621.395.4
А15

Р е ц е н з е н т ы:

В.В. Хворенков, к. т. н., доцент;
В.Н. Цыркин, к. т. н., технический директор ассоциации
предприятий связи «МАРК»

Абилов А.В.

А15 Лекции по курсу «Многоканальные системы передачи». – Ижевск: Изд-во ИжГТУ, 2001. – 130 с.: ил.

Лекционный материал содержит разделы, посвященные основам построения многоканальных систем передачи с частотным и временным разделением, цифровым системам передачи с ИКМ, а также системам передачи для абонентских сетей.

Для студентов вузов, обучающихся по специальностям: “Многоканальные телекоммуникационные системы”, “Сети связи и системы коммутации”.

© Абилов А.В., 2001

© Издательство ИжГТУ, 2001

ОГЛАВЛЕНИЕ

1. Основы построения многоканальных систем передачи (МСП)	
1.1. Основные понятия и определения	5
1.2. Сигналы электросвязи и их основные характеристики	
1.2.1. Уровни передачи электрических сигналов	8
1.2.2. Телефонные речевые сигналы	12
1.2.3. Телевизионные сигналы и сигналы звукового вещания	13
1.2.4. Сигналы передачи данных, телеграфные и факсимильные сигналы	14
1.3. Каналы связи	
1.3.1. Характеристики каналов связи	16
1.3.2. Канал тональной частоты	20
1.3.3. Широкополосные каналы	23
1.3.4. Дифференциальная система (ДС)	24
1.3.5. Эффект электрического эха в канале связи	27
1.4. Общие принципы построения МСП	
1.4.1. Разделение канальных сигналов	28
1.4.2. Системы передачи с ЧРК	31
1.4.3. Системы передачи с ВРК	32
2. МСП с частотным разделением каналов (МСП с ЧРК)	
2.1. Методы построения МСП с ЧРК	37
2.2. Состав МСП с ЧРК	40
2.3. Групповые преобразования сигналов в аппаратуре Сопряжения	42
2.4. Группообразование в МСП с ЧРК	44
2.5. Формирование спектров канальных групп	
2.5.1. Формирование спектра первичной группы	45
2.5.2. Формирование спектра вторичной, третичной и четверичной групп	47
2.6. Характеристики систем передачи с ЧРК	
2.6.1. Системы передачи для магистрального участка сети	49
2.6.2. Системы передачи для зонowego участка сети	52
2.6.3. Системы передачи для местного участка сети	54
2.7. Методы амплитудной модуляции	
2.7.1. Передача двух боковых полос с несущей	57
2.7.2. Передача двух боковых полос без несущей	62
2.7.3. Передача одной боковой полосы (ОБП) без несущей (фильтровый способ)	66
3. МСП с временным разделением каналов	
3.1. Принцип временного разделения каналов	70
3.2. Методы импульсной модуляции	

3.2.1. Характеристики импульсной последовательности	73
3.2.2. Разновидности импульсной модуляции	74
3.3. Квантование сигнала по уровню	
3.3.1. Равномерное квантование	77
3.3.2. Неравномерное квантование	80
3.4. Нелинейное кодирование сигналов	81
4. Цифровые системы передачи с ИКМ (ЦСП с ИКМ)	
4.1. Общие принципы построения ЦСП с ИКМ	84
4.2. Оконечная станция ЦСП с ИКМ	86
4.3. Структура циклов в ЦСП ИКМ-30	89
4.4. Синхронизация в ЦСП ИКМ-30	
4.4.1. Тактовая синхронизация	91
4.4.2. Цикловая и сверхцикловая синхронизация. Структура приемника синхросигнала (ПСС)	93
4.4.3. Принцип работы ПСС	96
4.5. Объединение и разделение цифровых потоков	97
4.6. Иерархия цифровых систем передачи	100
4.7. Коды линейных цифровых сигналов в ЦСП с ИКМ	103
5. Системы передачи для сетей абонентского доступа	
5.1. Построение аналоговых сетей абонентского доступа	106
5.2. Построение цифровых сетей абонентского доступа	109
5.3. Перспективные технологии в абонентских сетях	111
5.4. Кодирование линейных сигналов в сетях абонентского доступа	114
5.5. Малоканальная аппаратура уплотнения по технологии DSL ...	117
5.6. Технология HDSL	119
Содержание по разделам	123
Литература	130

1. Основы построения многоканальных систем передачи

1.1. Основные понятия и определения

Для передачи различного рода сообщений широко используются электрические сигналы – электромагнитные колебания, изменения параметров которых отображают передаваемые сообщения. Передача сообщений с помощью электрических сигналов называется электросвязью. В зависимости от передаваемых сообщений существуют различные виды электросвязи: телефонная, телеграфная, передачи данных и др. Комплекс технических средств, обеспечивающих передачу электрических сигналов, называется системой электросвязи.

Сообщением называют совокупность сведений о состоянии какого-либо объекта. Источник и получатель сообщений разделены между собой некоторой средой. Поэтому информация передается по каналам связи. Канал связи – это совокупность технических средств и среды распространения, обеспечивающая передачу электромагнитных сигналов, ограниченных по мощности в определенной области частот, или с определенной скоростью. В состав канала связи, как правило, входят: передатчик, линия связи и приемник.

Совокупность технических средств, обеспечивающая формирование каналов связи, называется системой связи. Кроме аппаратуры, осуществляющей преобразование и усиление сигналов, в состав системы связи входят устройства электропитания, управления и сигнализации, а также линия связи. Линией связи называется среда распространения электромагнитных волн, используемая для передачи сигналов от передатчика к приемнику.

Линии связи бывают проводные и радиолинии. Проводными называются линии, в которых сигналы распространяются в пространстве вдоль непрерывной направляющей среды. К проводным относятся кабельные линии (электрические и световодные), волноводы и т.д. Применительно к проводным линиям вводится понятие цепи связи, представляющей собой совокуп-

ность проводов, по которым передается электрический сигнал. Преимущественно применяются двух- или четырехпроводные цепи. В радиолиниях сообщения передаются посредством радиоволн в открытом пространстве. Применительно к радиолиниям аналогичным понятием является ствол.

В наземных радиорелейных линиях используются дециметровые и более короткие радиоволны, а ретрансляция сигналов производится с помощью наземных приемопередающих станций. В системах космической связи ретрансляционные станции устанавливаются на искусственных спутниках Земли. Для связи с подвижными объектами все большее распространение получают сотовые системы связи.

Любая информация передается по каналам связи, в состав которых входят: передатчик, линия связи и приемник. Совокупность источника сообщений, передатчика, линии связи, приемника и получателя сообщений (рис. 1.1) образует систему связи.

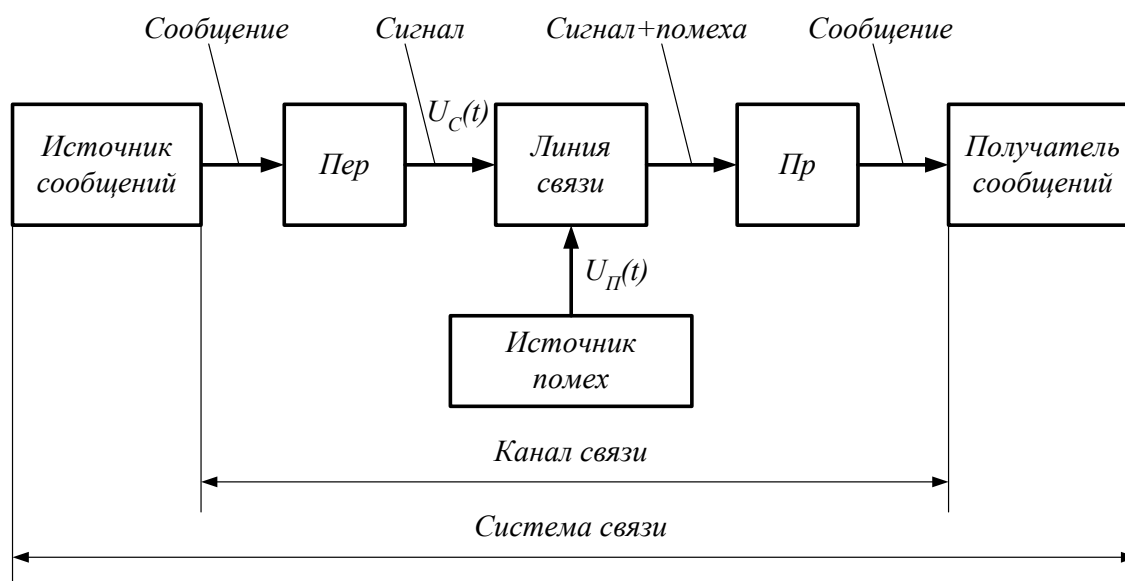


Рис. 1.1. Структурная схема системы связи

Из всех элементов системы наибольший процент стоимости приходится на линии связи. Поэтому возникает задача разработки таких систем и методов, которые позволяют одновременно передавать по одной физической цепи большое число независимых сообщений, т.е. использовать линию многократно. Такие системы передачи называются многоканальными.

Связь, осуществляемая с помощью этих систем, называется многоканальной связью.

Системой N -канальной связи называется совокупность технических средств, обеспечивающих одновременную и независимую передачу сообщений от N источников к N получателям по одной цепи связи. К передатчику N -канальной системы связи подводятся первичные сигналы от N источников сообщений. Эти сигналы подвергаются специальной обработке и объединяются в общий групповой сигнал, поступающий на вход цепи связи. В приемной части системы из группового сигнала выделяются индивидуальные сигналы отдельных каналов, соответствующие передаваемым сообщениям и поступающие к N получателям.

Техника многоканальной связи стала развиваться особенно интенсивно в послевоенные годы. Было налажено производство симметричного кабеля, разработана аппаратура К-12, а затем 24- и 60-канальные системы К-24-2 и К-60. В последующие годы появились системы К-120, К-300, К-1920, К-2700, К-3600, К-5400 и К-10800, предназначенные для передачи информации по коаксиальным кабелям. Все более широкое применение стали получать радиорелейные линии большой емкости.

Наряду с аналоговыми системами передачи (АСП) стали развиваться цифровые системы передачи (ЦСП), за которыми открывается более широкая перспектива использования. В России аналоговые системы передачи постепенно вытесняются цифровыми (ИКМ-30, ИКМ-120, ИКМ-480, ИКМ-1920 и др.).

Отмеченные выше типы цифровых систем передачи относятся к так называемой плезioxронной цифровой иерархии (Plesiochronous Digital Hierarchy – PDH), в которой при временном группообразовании используются асинхронные методы объединения цифровых потоков, скорости которых могут незначительно отличаться друг от друга. В этом случае необходимо осуществлять согласование скоростей объединяемых потоков.

В последние годы происходит интенсивное внедрение высокоскоростных систем, относящихся к так называемой синхронной цифровой иерархии (Synchronous Digital Hierarchy – SDH). SDH выступает как единая цифровая иерархия и является каче-

ственно новым этапом развития цифровой сети связи, создаваемой с учетом новейших достижений в микроэлектронной технике и сетей ЭВМ.

К основным достоинствам SDH можно отнести:

упрощение процессов объединения и разъединения цифровых потоков;

прямой доступ к компонентам с меньшими скоростями без необходимости объединения и разделения всего высокоскоростного сигнала;

существенное расширение возможностей эксплуатации и технического обслуживания;

легкий переход к более высоким скоростям передачи по мере развития современных технологий.

В целом основными направлениями развития систем передачи являются: повышение эффективности использования линий связи, увеличение дальности связи, повышение ее качества и надежности, постоянное техническое совершенствование элементов и узлов аппаратуры.

1.2. Сигналы электросвязи и их основные характеристики

1.2.1. Уровни передачи электрических сигналов

Электрические сигналы количественно можно охарактеризовать мощностью, напряжением или током. Однако в технике электросвязи принято пользоваться логарифмическими характеристиками (*уровнями передачи*), что позволяет существенно упростить многие расчеты. Уровни передачи, вычисленные посредством десятичных логарифмов, называются *децибелами* (дБ).

Уровни передачи по мощности, напряжению и току определяются соответственно по формулам:

$$p_M = 10 \lg \left(\frac{P_x}{P_0} \right), \quad p_H = 20 \lg \left(\frac{U_x}{U_0} \right), \quad p_T = 20 \lg \left(\frac{I_x}{I_0} \right), \quad (1.1)$$

где P_x , U_x , I_x – величины мощности, напряжения и тока в рассматриваемой точке x ; P_0 , U_0 , I_0 – величины, принятые за исходные.

От логарифмических единиц (уровней в децибелах) легко перейти к абсолютным (мощности, напряжению, току) по формулам:

$$P_x = P_0 10^{0.1P_M}, U_x = U_0 10^{0.05P_H}, I_x = I_0 10^{0.05P_T}. \quad (1.2)$$

Если известны значения сопротивлений Z_x и Z_0 , на которых выделяются мощности P_x и P_0 , то на основании известного соотношения $P = U^2/Z = I^2 Z$ между уровнями передачи по мощности, напряжению и току могут быть найдены зависимости:

$$p_M = 10 \lg \frac{U_x^2}{Z_x} \frac{Z_0}{U_0^2} = p_H + 10 \lg \frac{Z_0}{Z_x}, \quad (1.3)$$

$$p_M = 10 \lg \frac{I_x^2}{I_0^2} \frac{Z_x}{Z_0} = p_T - 10 \lg \frac{Z_0}{Z_x}, \quad (1.4)$$

$$p_H = p_T - 20 \lg \frac{Z_0}{Z_x}. \quad (1.5)$$

Очевидно, что при $Z_x = Z_0$ уровни $p_M = p_H = p_T$.

Уровни передачи называются абсолютными, если за исходные величины мощности, напряжения и тока приняты соответственно $P_0=1$ мВт, $U_0 = 0,775$ В и $I_0=1,29$ мА. Эти уровни обозначаются дБм, дБн и дБт соответственно. Указанные значения U_0 и I_0 получены в предположении, что $P_0=1$ мВт выделяется на сопротивлении $Z_0=600$ Ом.

При подаче на вход исправного и отрегулированного тракта синусоидального сигнала с абсолютным нулевым уровнем и частотой 800 Гц (если нет специальной оговорки), в точках тракта устанавливаются абсолютные уровни, которые называются измерительными. Измерительные уровни содержатся в

техническом паспорте тракта и удобны при его проверке и настройке.

Уровни передачи называются относительными, если в качестве исходных величин принимают значения P_H , U_H , I_H , установленные в начале тракта или в точке, принятой условно за начало. Тогда уровни вычисляются по формулам:

$$p_{M0} = 10 \lg \left(\frac{P_x}{P_H} \right), \quad p_{H0} = 20 \lg \left(\frac{U_x}{U_H} \right), \quad p_{T0} = 20 \lg \left(\frac{I_x}{I_H} \right) \quad (1.6)$$

и обозначают дБом, дБон и дБот, соответственно.

Эти уровни широко используют при измерениях передаточных характеристик трактов, поскольку их значения оказываются численно равными усилению по мощности, напряжению или току участка тракта от начала до данной точки. Очевидно, что отрицательные значения уровней при этом будут соответствовать не усилению, а затуханию данного участка.

При нормировании величин сигналов и помех в каналах и трактах уровни передачи на различных участках канала связи определяют исходя из уровня некоторой контрольной точки (точки отсчета), называемой точкой нулевого относительного уровня по мощности (ТНОУ). Она располагается в точке, принятой условно за начало и обычно рассматривается как точка на передающем оконечном устройстве двухпроводной системы коммутации. Уровень p_{M0} , определенный по отношению к ТНОУ, обозначается как дБм0.

При проектировании и эксплуатации систем связи необходимо знать величины уровней сигнала в различных точках тракта передачи. Чтобы охарактеризовать изменения энергии сигнала при передаче, пользуются диаграммой уровней – графиком, показывающим распределение измерительных уровней вдоль тракта передачи.

В качестве примера на рис. 1.2 показана диаграмма уровней канала передачи, состоящего из усилителя передачи $U_{c_{пер}}$, трех участков линии связи l_1 , l_2 и l_3 , двух промежуточных усилителей U_{c_1} и U_{c_2} и усилителя приема $U_{c_{пр}}$.

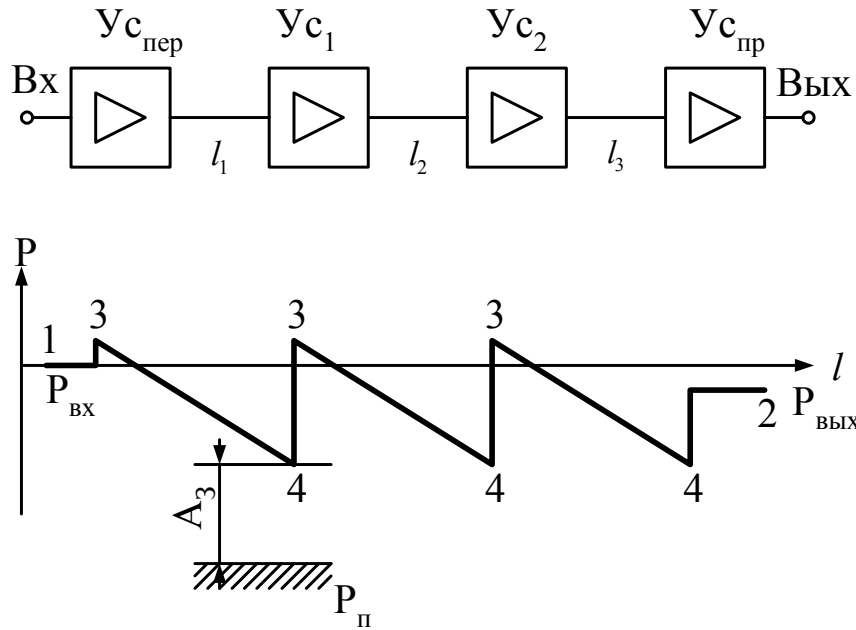


Рис. 1.2. Диаграмма уровней

На диаграмме отмечены характерные точки тракта: точка 1 – вход; точка 2 – выход канала; точки 3 – выходы оконечного усилителя передающей станции и промежуточных усилителей; точки 4 – входы промежуточных и приемного усилителей. Уровни в точках 3 определяются усилением усилителей; уровни в точках 4 зависят от затухания участков линии. Минимально допустимый уровень в точках 4 определяется требуемым превышением сигнала над помехой (защищенностью):

$$A_3 = 10 \lg \frac{P_c}{P_n} = p_c - p_n, \quad (1.7)$$

где P_c и P_n - мощности сигнала и помехи, а p_c и p_n – соответствующие уровни.

Соотношение между уровнями на входе и выходе канала определяется его остаточным затуханием, которое равно разности между суммой всех затуханий на линиях передачи и суммой всех усилений усилителей, имеющих в канале связи:

$$A_{ост} = \sum A_i - \sum S_k. \quad (1.8)$$

1.2.2. Телефонные речевые сигналы

Высокое качество передачи телефонного сигнала характеризуется уровнем громкости, разборчивостью, естественным звучанием голоса, низким уровнем помех. Эти факторы определяют требования к телефонным каналам.

Основными характеристиками телефонного сигнала являются следующие.

Коэффициент активности телефонного сообщения, т. е. отношение времени, в течение которого мощность сигнала на выходе канала превышает заданное пороговое значение, к общему времени занятия канала для разговора. При разговоре каждый из собеседников говорит приблизительно 50% времени. Кроме того, отдельные слова, фразы отделяются паузами. Поэтому коэффициент активности составляет 0,25...0,35.

Мощность телефонного сигнала $P_{тлф}$. Согласно данным МККТТ (Международный консультативный комитет по телеграфии и телефонии) средняя мощность телефонного сигнала в точке с нулевым относительным (измерительным) уровнем на интервале активности составляет 88 мкВт. С учетом коэффициента активности (0,25) средняя мощность телефонного сигнала равна 22 мкВт. Кроме речевых сигналов в канал поступают сигналы управления, набора номера, вызова и т. д. С учетом этого среднюю мощность телефонного сигнала принимают равной 32 мкВт, что соответствует уровню $p_{cp} = -15$ дБм0.

Динамический диапазон телефонного сигнала – десять десятичных логарифмов отношения максимальной мощности к минимальной (или разность между максимальным и минимальными уровнями сигнала):

$$D = 10 \lg \left(\frac{P_{\max}}{P_{\min}} \right) = p_{\max} - p_{\min} \quad (1.9)$$

Для телефонного сигнала $D = 35...40$ дБ.

Пик-фактор сигнала $Q = 10 \lg(P_{\max} / P_{cp}) = p_{\max} - p_{cp}$, который составляет $Q = 14$ дБ. При этом максимальная мощность, вероятность превышения которой пренебрежимо мала, равна 2220 мкВт (+3,5 дБМО).

Энергетический спектр речевого сигнала – область частот, в которой сосредоточена основная энергия сигнала (рис. 1.3).

$P = 10 \lg[\Pi^2(f) / \Pi_0^2] \cdot \Delta f$, где $\Pi^2(f)$ – спектральная плотность среднего квадрата звукового давления; Π_0 – порог слышимости (минимальное звуковое давление, которое начинает ощущаться человеком на частотах 600...800 Гц); $\Delta f = 1$ Гц.

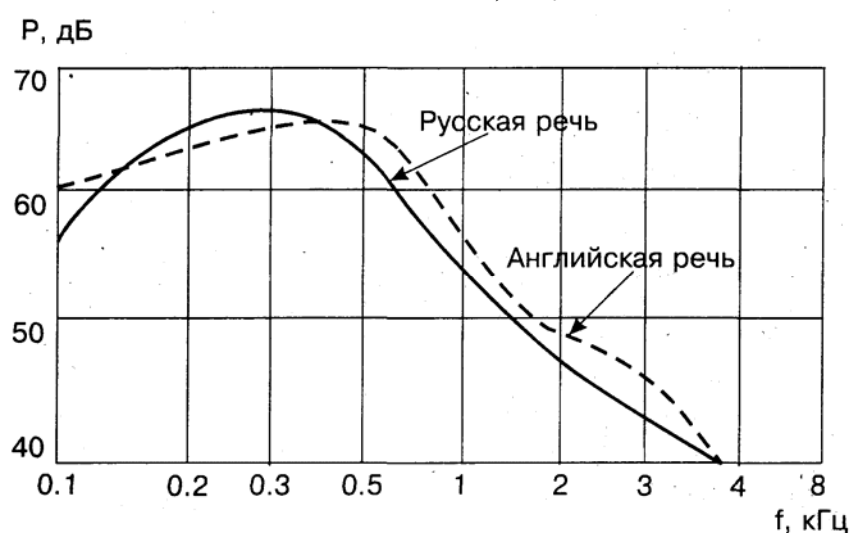


Рис. 1.3. Энергетический спектр речевого сигнала

Установлено, что качество речи получается удовлетворительным при ограничении спектра частотами 300...3400 Гц. Эти частоты приняты МККТТ в качестве границ эффективного спектра речи. При указанной полосе частот сохраняется удовлетворительная натуральность и разборчивость звучания.

1.2.3. Телевизионные сигналы и сигналы звукового вещания

Спектр телевизионного сигнала (видеосигнала) зависит от характера передаваемого изображения, но структура определяется в основном разверткой. Анализ показывает, что энергетический спектр телевизионного сигнала сосредоточен в полосе

частот 0...6 МГц. Цветное телевидение должно быть совместимо с черно-белым, т. е. цветные передачи должны приниматься в виде черно-белых на монохромные телевизоры и черно-белые передачи – на приемники цветного изображения. Эти условия выполняются с помощью специальной обработки первичных сигналов. Динамический диапазон телевизионных сигналов составляет приблизительно 40 дБ, пик-фактор 4,8 дБ.

При передаче программ вещания источниками звука обычно являются музыкальные инструменты или человеческий голос. Динамический диапазон сигналов вещательной передачи следующий: речь диктора 25...35 дБ, художественное чтение 40...50 дБ, вокальные и инструментальные ансамбли 45...55 дБ, симфонический оркестр до 65 дБ. При определении динамического диапазона максимальным считается уровень, вероятность превышения которого равна 2%, а минимальным – 98%.

Сигналы звукового вещания по сравнению с телефонными имеют значительно меньше пауз, а энергия отдельных импульсов, особенно музыкальных, существенно превышает энергию речевых импульсов. Поэтому средняя мощность сигналов звукового вещания намного больше средней мощности телефонных сигналов и существенно зависит от интервала усреднения. Мощность сигналов составляет 923 мкВт при усреднении за час, 2230 мкВт – за минуту и 4500 мкВт – за секунду. Максимальная мощность сигнала вещания составляет 8000 мкВт.

Частотный спектр сигнала вещания ограничивают без заметного снижения качества передачи до 0,05...10 кГц для каналов первого класса и до 0,03...15 кГц для каналов высшего класса.

1.2.4. Сигналы передачи данных, телеграфные и факсимильные сигналы

Первичные телеграфные сигналы и сигналы передачи данных в общем случае имеют вид последовательностей двухполярных (рис. 1.4,а) или однополярных (рис. 1.4,б) прямоугольных импульсов.

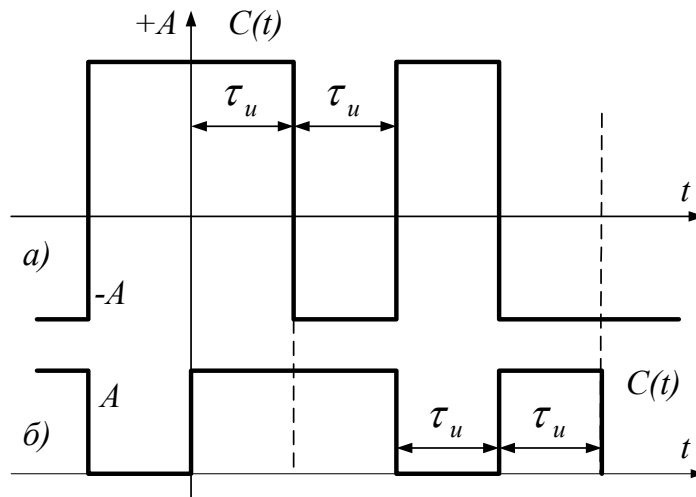


Рис. 1.4. Сигналы телеграфии и передачи данных

Длительность импульсов определяется скоростью передачи B , измеряемой в бодах. Тогда величина $F_T = 1/\tau_u$ называется тактовой частотой, которая численно равна скорости передачи B . Основная энергия сигнала сосредоточена в полосе частот $0 \dots F_T$. Понятия динамического диапазона, пик-фактора для таких сигналов не имеют смысла.

Факсимильным называется сигнал, предназначенный для передачи неподвижных изображений. Первичные факсимильные сигналы получают в результате преобразования светового потока, отражаемого элементами изображения, в электрические сигналы. Иначе говоря, на передающей стороне световое пятно перемещается по передаваемому рисунку, а отраженный поток воспринимается фотоэлементом, на выходе которого получается электрический сигнал. На приемной стороне этот сигнал воздействует на светодиод. Путем перемещения сфокусированного светового потока синфазно с потоком на передаче по фоточувствительной бумаге получается копия передаваемого изображения.

При передаче реальных изображений получается первичный сигнал сложной формы, энергетический спектр которого содержит частоты от 0 до f_{pic} , где величина f_{pic} зависит от характера изображения. В зависимости от характера, изображения делятся на полутоновые и изображения, содержащие две градации яркости.

1.3. Каналы связи

1.3.1. Характеристики каналов связи

Основным назначением каналов связи является передача сигналов от источника к получателю. Качество связи при этом должно отвечать некоторым заданным требованиям независимо от способов ее технической реализации. В общем случае канал связи можно рассматривать как четырехполюсник, на вход которого подаются сигналы от первичного преобразователя передачи, а выход соединен с первичным преобразователем приема.

В телефонной связи в каждом из оконечных пунктов имеются как источник, так и получатель сообщений. Следовательно, в системе связи должна быть обеспечена возможность передачи сигналов одновременно в двух направлениях. В состав канала могут входить усилители, имеющие однонаправленное действие. В этом случае необходимо иметь два одинаковых (односторонних) канала противоположных направлений передачи (рис. 1.5).

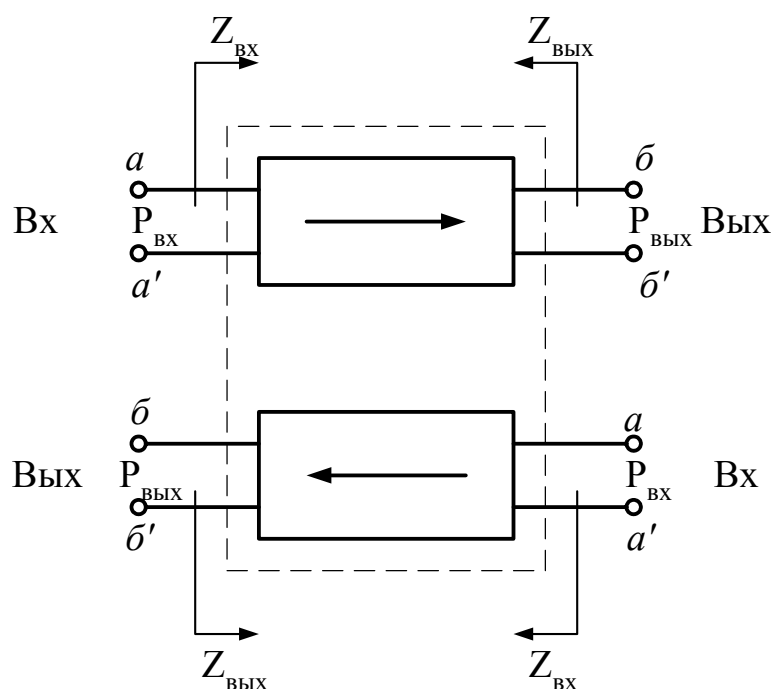


Рис. 1.5. Схема передачи сигналов во встречных направлениях

Свойства каналов связи и их качество определяются рядом параметров и характеристик.

Входное $Z_{вх}$ и выходное $Z_{вых}$ сопротивления и их допустимое отклонение от номинальных значений. Отклонение этих сопротивлений канала от номинала оценивается величиной коэффициента отражения:

$$\rho_{отр} = \left| \frac{Z_n + Z_p}{Z_n - Z_p} \right| \quad (1.10)$$

или величиной затухания отражения:

$$a_{отр} = 20 \lg \left| \frac{Z_n + Z_p}{Z_n - Z_p} \right|. \quad (1.11)$$

Здесь Z_n - номинальное, а Z_p - реальное значение сопротивления.

Остаточное затухание канала $a_{ост}$ равно разнице суммы затуханий и суммы усиления в канале: $a_{ост} = \sum a - \sum S$. Для каналов различных типов устанавливают частоты испытательного сигнала, с помощью которого производится измерение остаточного затухания.

Нестабильность остаточного затухания – отклонение во времени остаточного затухания от номинала.

Частотная характеристика остаточного затухания и эффективно передаваемая полоса частот, т. е. полоса частот, на границах которой остаточное затухание канала отличается от номинального значения не более чем на некоторую допустимую величину. В пределах эффективно передаваемой полосы частот нормируются допустимые отклонения остаточного затухания от номинала. Один из возможных способов нормирования заключается в задании «шаблона» допустимых отклонений остаточного затухания. Примерный вид такого шаблона показан на рис. 1.6.

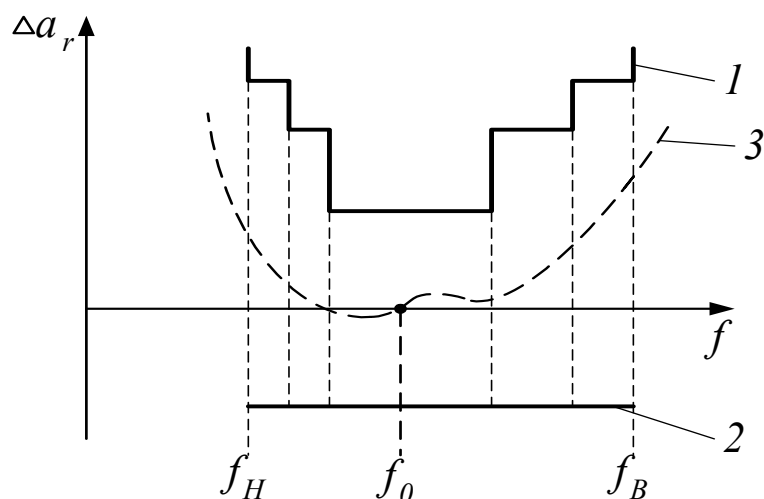


Рис. 1.6. Шаблон допустимых отклонений остаточного затухания

На рис. 1.6 определены следующие обозначения: f_0 – частота, при которой определяется номинальное значение остаточного затухания; f_n, f_v – нижняя и верхняя границы допустимых отклонений остаточного затухания; 1, 2 – границы допустимых отклонений остаточного затухания; 3 – вид измеренной частотной характеристики остаточного затухания.

Амплитудная характеристика – это зависимость абсолютного уровня мощности (напряжения) на выходе канала от абсолютного уровня мощности (напряжения) на входе канала, измеренная при некоторой обусловленной частоте измерительного сигнала. Амплитудную характеристику можно также определить как зависимость остаточного затухания канала от уровня испытательного сигнала на входе. На рис. 1.7 показан примерный вид этих характеристик.

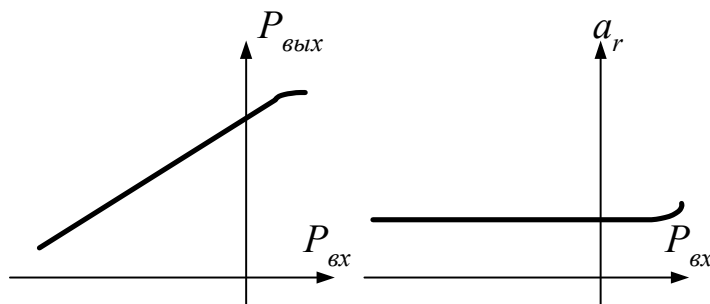


Рис. 1.7. Примерный вид амплитудных характеристик

По амплитудной характеристике можно грубо оценить величину нелинейных искажений. Для более точной оценки используют понятие коэффициента нелинейных искажений:

$$k_n = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} U_{\Gamma i}^2}}{U_1}, \quad (1.12)$$

где U_1 – действующее значение напряжения основной гармоники; $U_{\Gamma i}$ – действующее значение напряжения второй, третьей и т. д. гармоник сигнала, возникающих вследствие нелинейности канала.

Часто также используют понятие коэффициента затухания нелинейности по гармоникам:

$$a_{ni} = 20 \lg \frac{U_1}{U_{\Gamma i}}. \quad (1.13)$$

Уровень шума в точке с нулевым относительным уровнем (ТНОУ). При определении уровня шума часто используют стандартный эталон шума равный один пиковатт, что составляет 10^{-12} Вт. Уровень шума, измеренный по отношению к этому эталону, определяет превышение измеряемого шума над эталонным значением и выражается в дБ. Уровень шума, как и уровень полезного сигнала, также можно измерять по отношению к величине 1 мВт. Таким образом, уровень шума в 30 дБ соответствует –60 дБм или 10^{-9} Вт мощности.

Средний и пиковый допустимые уровни мощности сигнала в ТНОУ.

Максимальный динамический диапазон канала связи

$$D_k = 10 \lg \frac{P_{с.макс}}{P_{ш}}, \quad (1.14)$$

где $P_{c.макс}$ – максимально допустимая мощность сигнала; $P_{ш}$ – мощность шума в канале связи.

Пропускная способность канала (бит/с):

$$C = \Delta F \log_2 \left(1 + \frac{P_{c.ср}}{P_{ш}} \right), \quad (1.15)$$

где ΔF – эффективно передаваемая полоса частот; $P_{c.ср}$ – средняя мощность сигнала; $P_{ш}$ – мощность шума.

1.3.2. Канал тональной частоты

Канал тональной частоты (ТЧ) является единицей измерения емкости систем передачи и используется для передачи телефонных сигналов, факсимильной и телеграфной связи, а также для передачи данных.

Все каналы МСП, в том числе и ТЧ, содержат усилительные устройства, которые усиливают сигналы только в одном направлении передачи. Поэтому для создания канала двустороннего действия необходимо использовать две встречных линии одностороннего действия (рис. 1.5). Организованная таким способом линия передачи называется четырёхпроводной. Окончание этой линии называют четырёхпроводным окончанием канала ТЧ.

В абонентских трактах телефонные сигналы передаются одновременно в обоих направлениях по одной и той же двухпроводной цепи, называемой двухпроводной линией передачи. Окончание такой линии называют двухпроводным окончанием. В местах подключения двухпроводной линии передачи к четырёхпроводной необходимо использовать развязывающие устройства (РУ) (рис. 1.8). Затухания развязывающих устройств в направлениях 4 – 3 и 3 – 4 должно быть максимальным, так как только в этом случае будет достигнута взаимонезависимость разных направлений передачи, т. е. сигнал с выхода одного одностороннего канала не будет поступать на вход другого.

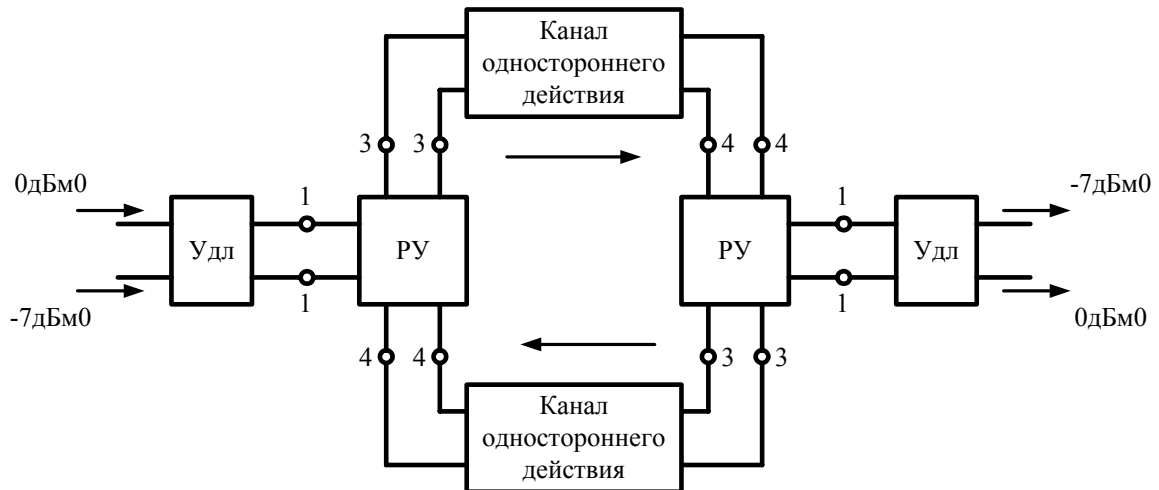


Рис. 1.8. Структурная схема канала двустороннего действия с двухпроводным окончанием

Для обеспечения нормальной работы канала двустороннего действия необходимо нормировать уровни сигнала в разных точках этого канала. Все нормированные величины для удобства относят к ТНОУ. За эту точку принимают двухпроводной вход канала ТЧ. Таким образом, нормированная величина уровня передачи на двухпроводном входе канала связи равна 0 дБм0. Удлинитель в двухпроводном окончании называется *транзитным* и имеет затухание 3,5 дБ. Следовательно, нормированное значение уровня передачи на выходе транзитного удлинителя равно 3,5 дБм0. Соответствующая величина уровня на входе четырехпроводного окончания равна минус 13 дБм0; на выходе четырехпроводного окончания – плюс 4 дБм0; на входе транзитного удлинителя – минус 3,5 дБм0 и на выходе канала связи – минус 7 дБм0.

Номинальные значения входного и выходного сопротивлений канала ТЧ равны 600 Ом.

Остаточное затухание канала ТЧ составляет 7 дБ. Положительная величина остаточного затухания при двухпроводном окончании является необходимым условием устойчивости канала связи.

Эффективно передаваемая полоса частот канала ТЧ – это полоса, на крайних частотах которой (0,3 и 3,4 кГц) остаточное затухание на 8,7 дБ превышает остаточное затухание на частоте 800 Гц.

Частотная характеристика отклонения канала ТЧ от номинала 7 дБ должна оставаться в пределах шаблона (рис. 1.9) при максимальном числе транзитов, т. е. при 12 переприемных участках.

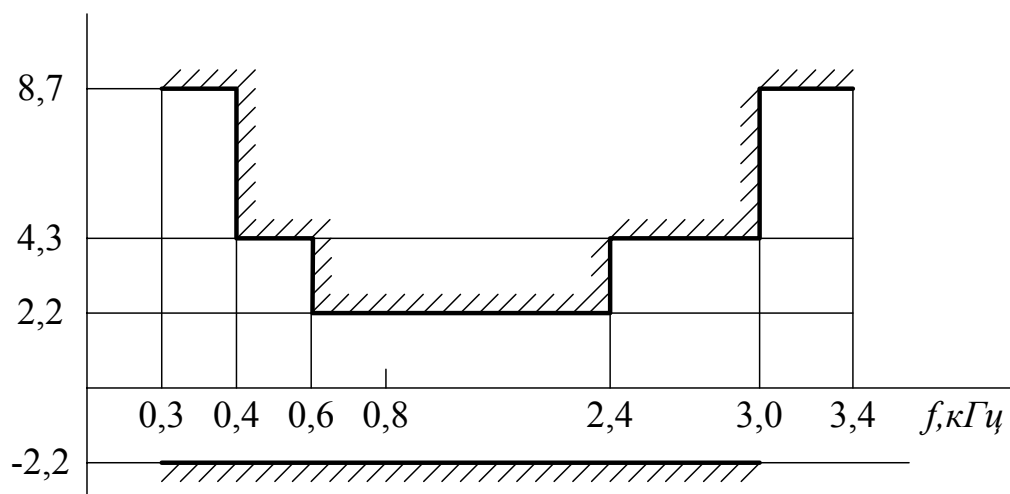


Рис. 1.9. Шаблон отклонения остаточного затухания аналогового канала ТЧ

Коэффициент нелинейных искажений канала ТЧ на одном транзитном участке не должен превышать 1,5% (1% по третьей гармонике) при передаче на частоте 800 Гц.

Стандартные каналы ТЧ, организованные с помощью цифровых и оптических систем передачи, являются более высококачественными. Поэтому характеристики цифровых каналов ТЧ имеют отличия от аналоговых.

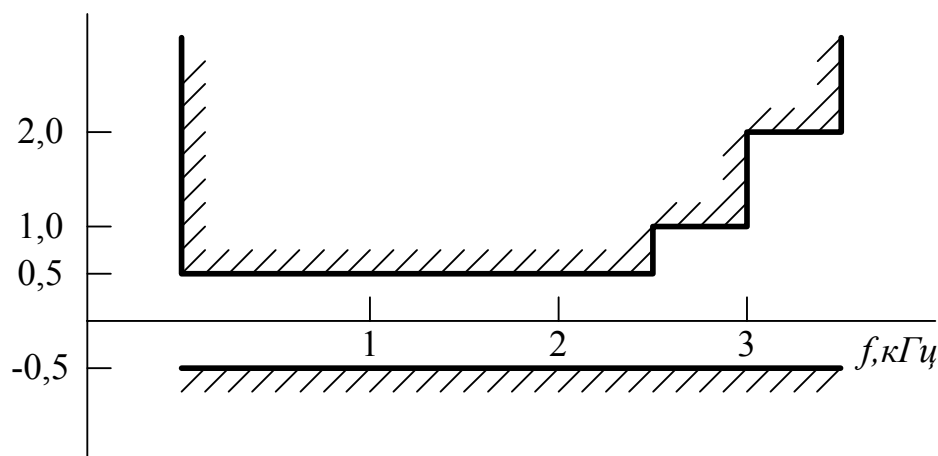


Рис. 1.10. Шаблон отклонения остаточного затухания цифрового канала ТЧ

Нормы на амплитудно-частотные искажения заданы МККТТ в виде шаблона (рис. 1.9). Для цифровых каналов характерны более жесткие нормы на допустимые отклонения остаточного затухания по сравнению с аналоговыми системами передачи (рис. 1.10).

1.3.3. Широкополосные каналы

Современные системы передачи позволяют кроме стандартных каналов ТЧ организовать каналы с более высокой пропускной способностью. Увеличение пропускной способности достигается расширением эффективно передаваемой полосы частот, причем широкополосные каналы образуются объединением нескольких каналов ТЧ.

В настоящее время аналоговые системы передачи предусматривают образование следующих широкополосных каналов:

предгруппового канала с полосой частот 12...24 кГц взамен трех каналов ТЧ;

первичного канала 60...108 кГц взамен 12 каналов ТЧ;

вторичного канала 312...552 кГц взамен 60 каналов ТЧ;

третичного канала 812...2044 кГц взамен 300 каналов ТЧ.

Кроме перечисленных каналов в системах передачи формируются каналы вещания и телевидения (со звуковым вещанием).

Первичные сигналы перед передачей по каналу должны быть преобразованы. Цель этих преобразований состоит в согласовании их параметров с характеристиками каналов. Так как каналы представляют собой четырехполюсники с полосовыми фильтрами, необходимо производить согласование спектров сигналов с полосой пропускания каналов.

Цифровые системы передачи позволяют организовать следующие стандартные широкополосные каналы.

Основной цифровой канал (ОЦК), 1 канал 64 кбит/с.

Субпервичный цифровой канал (СЦК), 7 каналов ... 480 кбит/с.

Первичный цифровой канал (ПЦК), 30 каналов 2048 кбит/с.

Вторичный цифровой канал (ВЦК), 120 каналов ... 8448 кбит/с.

Третичный цифровой канал (ТЦК), 480 каналов ... 34368 кбит/с.

Четвертичный цифровой канал (ЧЦК),

1920 каналов 139264 кбит/с.

Важным достоинством стандартных широкополосных каналов является возможность построения систем передачи на базе унифицированного оборудования формирования широкополосных каналов. Так, система передачи ИКМ-120 включает в себя четыре комплекта оборудования формирования ПЦК и один комплект оборудования для ВЦК. Система передачи ИКМ-480 содержит 16 комплектов для формирования ПЦК, четыре комплекта оборудования для ВЦК и один комплект для создания ТЦК и т.д.

1.3.4. Дифференциальная система

В качестве развязывающих устройств (РУ) в каналах широко используется дифференциальная система (ДС), выполненная на основе трансформатора со средней точкой (рис. 1.11).

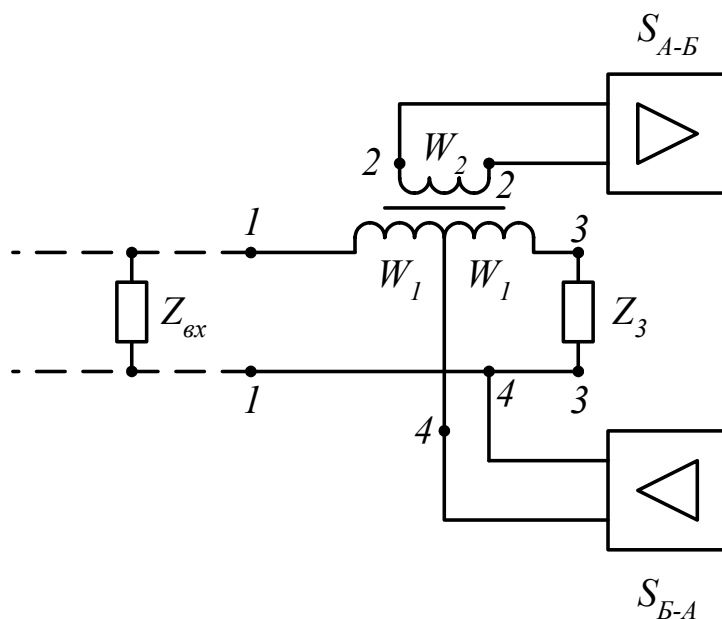


Рис. 1.11. Схема трансформаторной ДС

Рассмотрим ее работу в двух режимах: когда абонент станции A слушает и когда абонент станции A говорит. Анализ режимов проведем в предположении, что трансформатор идеален и потери в нем отсутствуют.

Эквивалентная схема, соответствующая первому режиму, изображена на рис. 1.12,а.

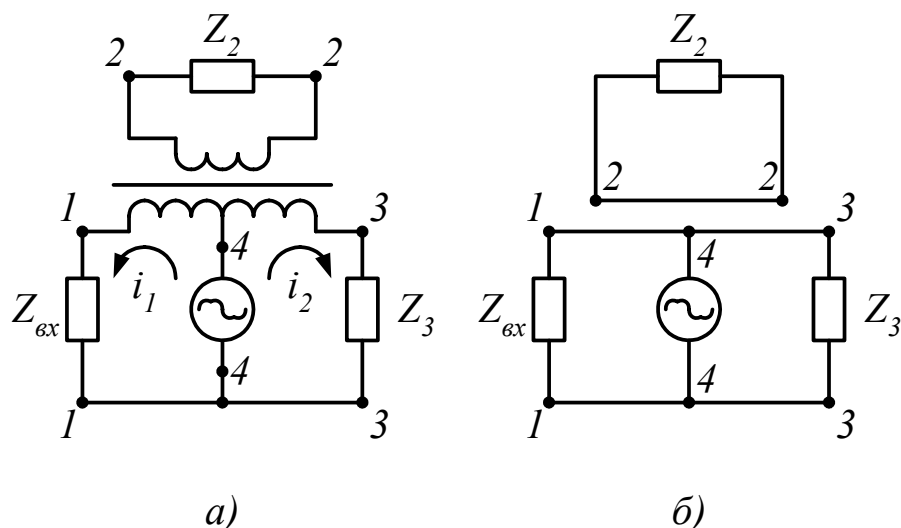


Рис. 1.12. Схемы, поясняющие передачу энергии от зажимов 4 – 4

Если входное сопротивление абонентской линии Z_{ex} равно Z_3 , имеют место соотношения $i_1 = i_2$, $\Phi_1 = \Phi_2$, где i_1 , i_2 – токи, протекающие в полуобмотках дифференциального трансформатора; Φ_1 , Φ_2 – магнитные потоки, создаваемые этими токами в сердечнике трансформатора. Полуобмотки намотаны на сердечник таким образом, что магнитные потоки Φ_1 и Φ_2 направлены встречно и взаимно уничтожаются. В результате ни в одной из обмоток трансформатора не возникает ЭДС и эквивалентная схема ДС преобразуется в схему, изображенную на рис. 1.12,б, из которой видно, что энергия, подводимая к зажимам 4 – 4 не выделяется на зажимах 2 – 2. Такая ДС называется сбалансированной в направлении 4 – 2. Условием баланса является равенство

$$Z_{ex} = Z_3. \quad (1.16)$$

Очевидно, что вследствие этого равенства половина подводимой к ДС мощности выделится на сопротивлении Z_{ex} и поступит к абоненту, а другая половина мощности бесполезно выделится на сопротивлении Z_3 . Таким образом, ДС вносит в тракт прохождения сигнала затухание $a_{4-1} = 10 \lg 2 = 3$ дБ.

Эквивалентная схема, соответствующая второму режиму, изображена на рис. 1.13,а.

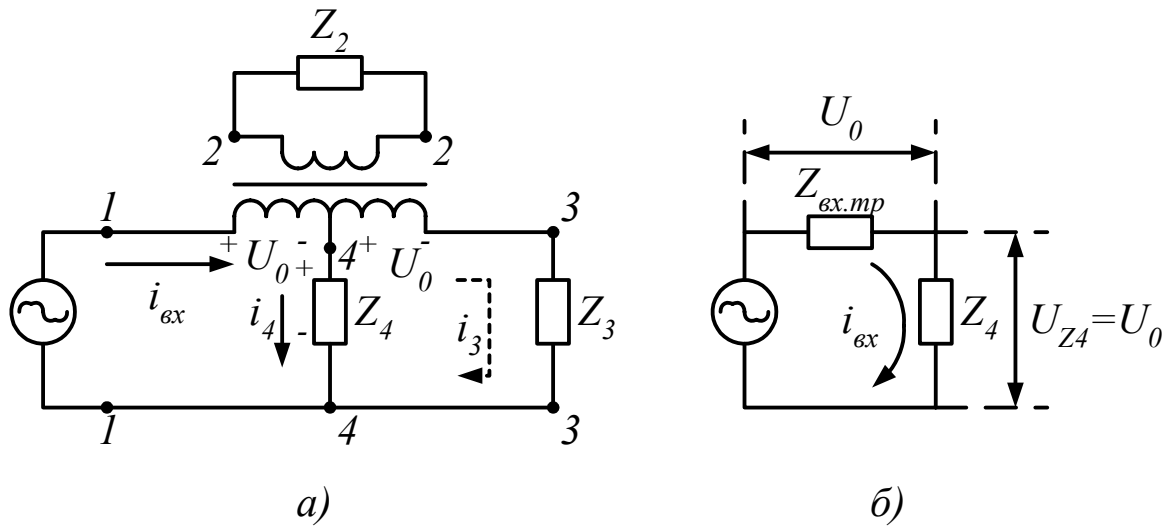


Рис. 1.13. Схемы, поясняющие передачу энергии от зажимов 1 – 1

Входной ток i_{ex} создает в сердечнике трансформатора переменный магнитный поток Φ , который вызывает равные и однонаправленные напряжения U_0 в полуобмотках дифференциального трансформатора. Переменные напряжения U_{Z_4} на сопротивлении Z_4 и во второй полуобмотке дифференциального трансформатора U_0 имеют противоположные фазы, и если $|U_{Z_4}| = |U_0|$, то $U_{Z_3} = 0$. В этом случае энергия на зажимах 3 – 3 не выделяется. Такая ДС называется сбалансированной в направлении 1 – 3. Так как $U_{Z_3} = 0$, то $i_3 = 0$ и $i_{\text{ex}} = i_4$, тогда эквивалентная схема ДС преобразуется в схему, изображенную на рис. 1.13,б. Здесь $Z_{\text{вх.тр}}$ – входное сопротивление первой полуобмотки дифференциального трансформатора.

Таким образом, для возникновения баланса в направлении 1 – 3 необходимо, чтобы

$$Z_{\text{вх.тр}} = Z_4. \quad (1.17)$$

Мощность, подводимая к зажимам 1 – 1, поровну распределяется между равными сопротивлениями $Z_{\text{вх.тр}}$ и Z_4 . Если пред-

положить, что трансформатор идеальный, то мощность, выделяемая на $Z_{ex.тр}$, полностью поступает на Z_2 . Таким образом, ДС вносит в тракт прохождения сигнала затухание $a_{1-2} = 10\lg 2 = 3$ дБ.

В реальных каналах ДС работает в условиях согласования как в направлении $1 - 3$, так и в направлении $2 - 4$. Сопротивление Z_4 , которое называют балансным, приближенно отражает свойства входного сопротивления абонентской линии.

1.3.5. Эффект электрического эха в канале связи

Неидеальная балансировка РУ является причиной так называемого электрического эха.

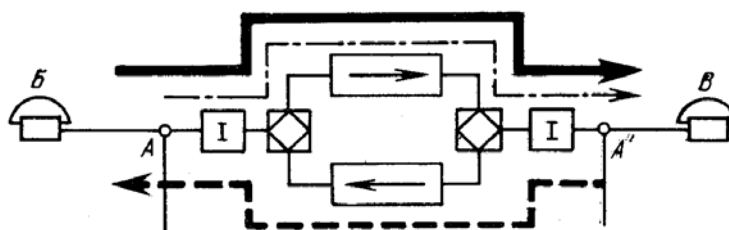


Рис. 1.14. Механизм возникновения электрического эха

При разговоре абонента B на другом конце канала (в п. B) сигнал частично отражается в точке A' , отраженная волна попадает в канал ТЧ направления передачи $B - B$ и возвращается к говорящему абоненту со сдвигом во времени, равным удвоенному времени распространения сигналов между пп. B и B . Говорящий абонент воспринимает этот сигнал как повторение своего разговора — возникает первое эхо говорящего. Так как РУ в п. B сбалансировано не идеально, сигнал первого эха говорящего частично отражается в точке A , отраженная волна попадает в канал ТЧ правления $B - B$. Возникает первое эхо слушающего. После первого эха слушающего может появиться второе эхо говорящего и т. д. Постепенно энергия эхо-сигналов уменьшается, и процесс замирает.

Влияние электрического эха тем заметнее, чем больше мощность эхо-сигналов и чем больше промежуток времени между

произнесением звука и появлением эха. На рис. 1.15 показана установленная опытным путем зависимость между временем распространения эхо-сигнала и минимальным затуханием на его пути.

Затухание на пути первого эха говорящего определяется из выражения $a_{\text{э}} = 2a_{\text{отн}} + a_{\text{отр}}$. Опыт показывает, что в среднем затухание отражения $a_{\text{отр}} \geq 5$ дБ. При $a_{\text{отн}} = 7$ дБ и $a_{\text{отр}} = 5$ дБ получим $a_{\text{э}} = 19$ дБ.

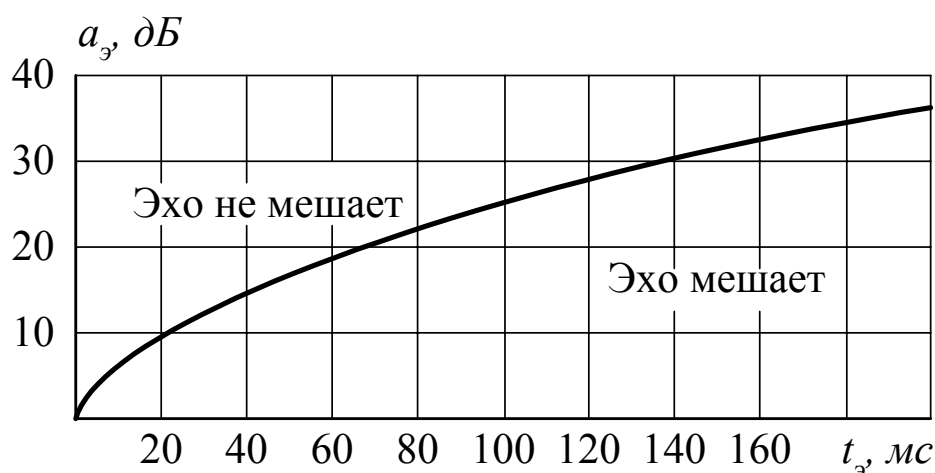


Рис. 1.15. Зависимость минимально необходимого затухания эха от времени прихода первого эха говорящего

В телефонных каналах электрическое эхо не ухудшает качества связи, если абсолютное время распространения сигнала в одном направлении не превышает 30 мс. При передаче сигналов по коаксиальному кабелю такое время распространения имеет место при длине магистрали около 8000 км. В спутниковых системах время распространения сигналов достигает сотен миллисекунд.

1.4. Общие принципы построения МСП

1.4.1. Разделение канальных сигналов

Обобщенная структурная схема МСП приведена на рис. 1.16. В общем случае МСП содержит передающую часть, групповой тракт передачи и приемную часть.

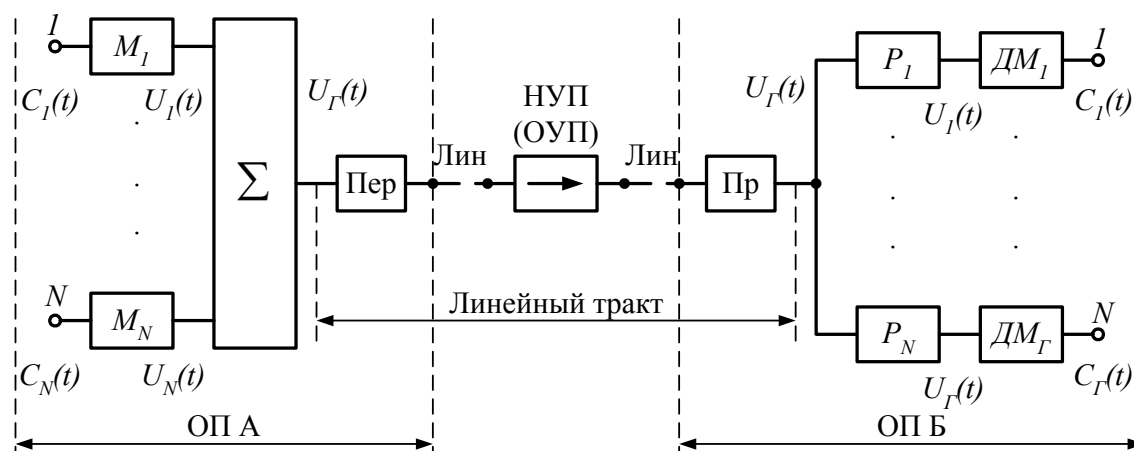


Рис. 1.16. Структурная схема МСП

На вход оборудования оконечного пункта (ОП А) передающей части поступают первичные электрические сигналы, адекватно отражающие соответствующие им сообщения. В качестве первичных могут использоваться сигналы: телефонные, звукового вещания, телеграфные и факсимильные, передачи данных, телевидения и др. От вида первичного сигнала зависят его средняя мощность и требуемая полоса частот.

В оконечном пункте А первичные сигналы $c_1(t), \dots, c_N(t)$, объединенные в однотипные группы, преобразуются в каналные сигналы $u_i(t) = M_i[c_i(t)]$ с помощью операторов преобразования M_1, \dots, M_N (модуляторов).

В процессе преобразования первичных сигналов в каналные необходимо каждый сигнал наделить отличительными признаками, что позволило бы на приемной стороне разделить групповой сигнал на каналные. Групповой сигнал $u_r(t)$ образуется путем суммирования каналных сигналов, т. е.

$$u_r(t) = \sum_{i=1}^N u_i(t). \quad (1.18)$$

Прохождение сигналов по линиям связи сопровождается искажением их формы и ослаблением мощности. Поэтому в подавляющем большинстве случаев линию связи разбивают на отдельные участки, в конце которых устанавливают обслуживаемые или необслуживаемые промежуточные усилительные пункты (ОУП, НУП).

Приемная часть (Пр) ОП станции B , преобразует линейный сигнал в групповой. Совокупность передающей части станции A , приемной части станции B , ОУП, НУП и линии связи объединяется в линейный тракт. В пункте B с выхода линейного тракта сигнал $u_T(t)$ поступает на вход совокупности разделителей P_1, \dots, P_N канальных сигналов. Так, в i -м канале P_i выделяет $u_i(t)$ из $u_T(t)$. Затем с помощью демодуляторов DM_1, \dots, DM_N канальные сигналы преобразуются в первичные и поступают на выходы каналов.

По методу разделения каналов различают системы с частотным (ЧРК) и временным (ВРК) разделением каналов. Схемы, поясняющие принцип действия систем передачи с ЧРК и ВРК, приведены на рис. 1.17.

В системах передачи с ЧРК по каналам передаются непрерывные (аналоговые) сигналы, поэтому такие системы принято называть аналоговыми. Они относительно просты в эксплуатации, имеют достаточно высокую надежность работы, обеспечивают хорошее качество передачи сигналов и необходимую дальность связи.

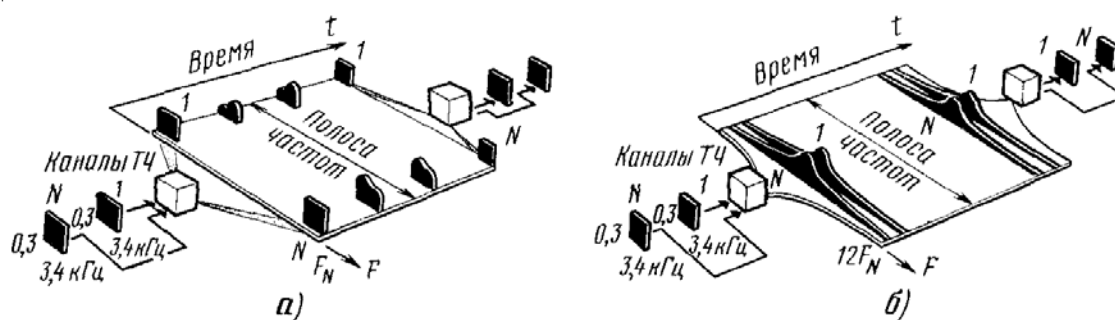


Рис. 1.17. Способы формирования и передачи сигналов с частотным (а) и временным (б) разделением каналов

Однако есть у них и ряд недостатков. Одним из основных недостатков является относительно низкая помехозащищен-

ность. С увеличением протяженности магистрали помехозащищенность в каналах аналоговых систем передачи уменьшается, поскольку помехи постепенно накапливаются.

Современные системы передачи с ВРК являются цифровыми и используют двоичный сигнал. Они имеют более высокую помехозащищенность в сравнении с аналоговыми. Это обуславливается двоичным характером сигнала, что позволяет реализовать периодическую регенерацию (восстановление) сигнала и избежать накопления помех.

1.4.2. Системы передачи с ЧРК

В настоящее время широкое распространение имеют СП с частотным разделением каналов (СП-ЧРК). Структурная схема СП-ЧРК приведена на рис.1.18.

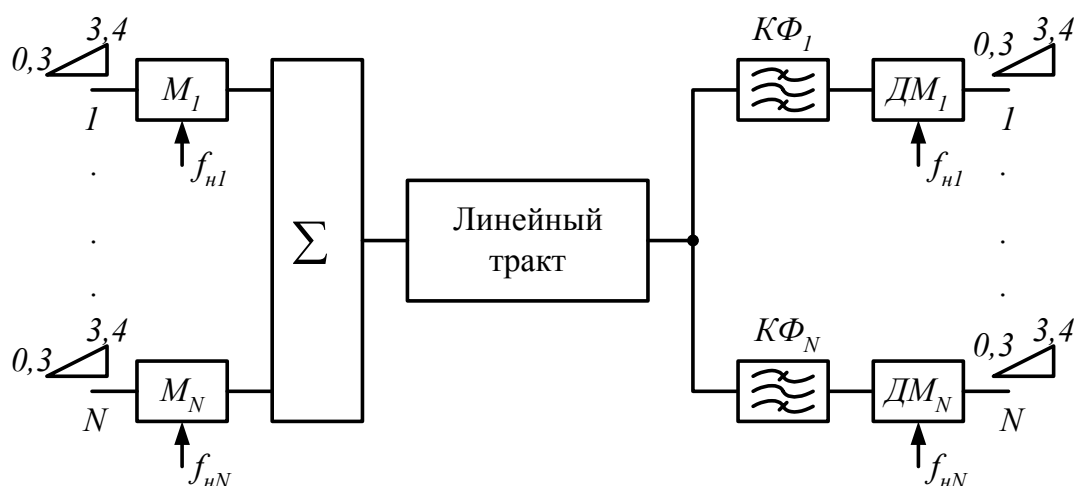


Рис. 1.18. Структурная схема СП -ЧРК

Отличительным признаком канальных сигналов в случае ЧРК является частотный диапазон, занимаемый спектром сигналов $u_i(t)$. С помощью системы несущих колебаний $f_{н1}, \dots, f_{нN}$ модуляторы M_1, \dots, M_N формируют канальные сигналы, спектры которых занимают взаимно непересекающиеся диапазоны частот (рис. 1.19). Спектры первичных сигналов идентичны и занимают диапазон 0,3 ... 3,4 кГц.

Здесь используется стандартное обозначение спектра первичного сигнала в виде прямоугольного треугольника. В результате модуляции формируются каналные сигналы со спектрами $S_1(f), \dots, S_N(f)$.

На приемном конце разделение каналных сигналов осуществляется системой канальных фильтров $K\Phi_1, \dots, K\Phi_N$. Из АЧХ канального фильтра i -го канала (рис. 1.20) видно, что частотные компоненты, принадлежащие каналному сигналу i -го канала, проходят через $K\Phi_i$ без ослабления, а частотные компоненты другие каналных сигналов подавляются не менее чем на 60 дБ, что соответствует их ослаблению по напряжению в 1000 раз. В результате можно считать, что на выход $K\Phi_i$ проходит только каналный сигнал $S_i(t)$.

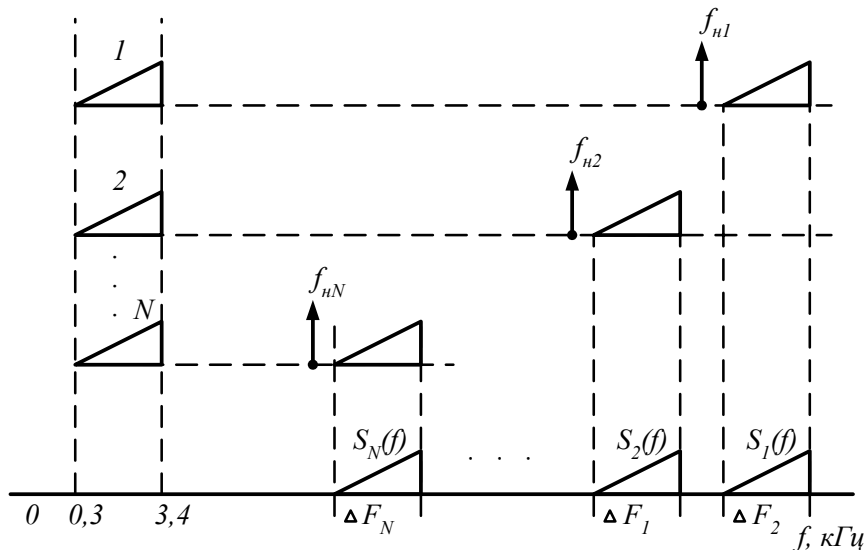


Рис. 1.19. Преобразование спектров сигналов в СП с ЧРК

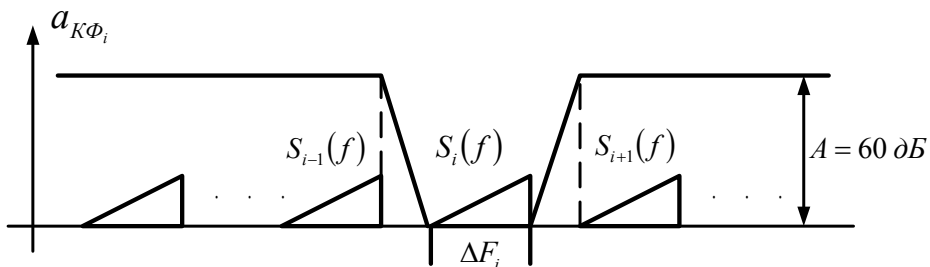


Рис. 1.20. Идеализированная АЧХ канального фильтра

1.4.3. Системы передачи с ВРК

Кроме СП – ЧРК в настоящее время все более широкое использование находят СП с временным разделением каналов (СП-ВРК). Функционирование этих систем передачи связано с разбиением времени передачи на циклы длительностью T_0 или с частотой следования $f_\delta = 1/T_0$, которая называется частотой дискретизации (рис. 1.21). В свою очередь, каждый цикл N -канальной СП разбивается на N канальных интервалов (КИ) длительностью $\Delta t_{ки} = T_0/N$, и в течение каждого канального интервала передается информация о мгновенных значениях отсчетов в исходном сигнале соответствующего канала. Отсчеты производятся с частотой дискретизации f_δ .

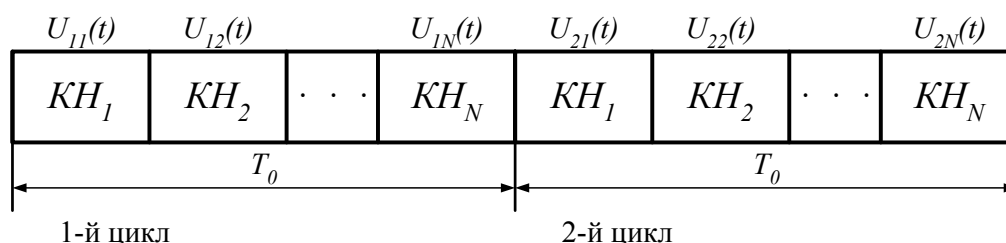


Рис. 1.21. Временное разделение каналов

Рассмотрим передачу сигналов в произвольном, например i -м канале. Модулятор i -го канала M_i вырабатывает последовательность сигналов, которые содержат информацию об отсчетах, соответствующих мгновенным значениям $c_i(t)$ в моменты t_1, t_2, t_3, \dots . Временное расположение этих сигналов определяется воздействием импульсов, вырабатываемых распределителем канальных импульсов (РИК) (рис. 1.22), действующих на i -м выходе РИК.

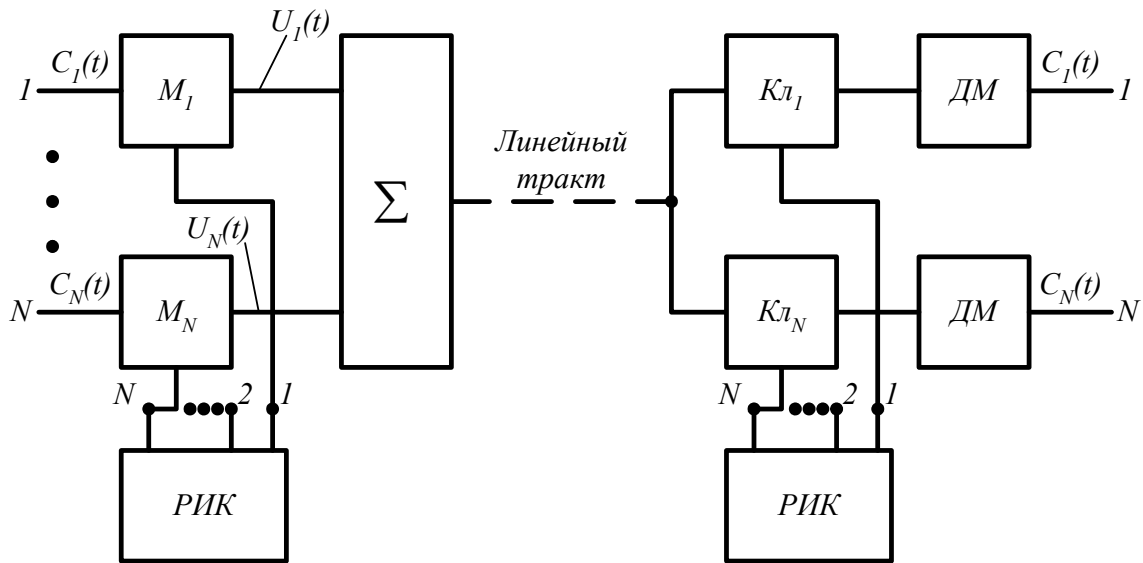


Рис. 1.22. Структурная схема системы передачи с ВРК

Распределитель на приеме работает синхронно с РИК на передаче. Под воздействием импульсов РИК на приеме замыкается ключ i -го канала ($Кл_i$), в результате чего на выходе $Кл_i$ действует только сигнал $u_i(t)$. Демодулятор преобразует сигнал $u_i(t)$ в первичный сигнал. Теоретическое обоснование возможности передачи информации в СП с ВРК связано с теоремой Котельникова (Найквиста), которая доказывает возможность передачи информации, только если $f_0 \geq 2F_{\max}$, где F_{\max} – максимальная частота в спектре первичного сигнала.

В качестве канальных сигналов в СП-ВРК широко используются модулированные импульсные последовательности, и в частности АИМ-сигналы. В этом случае высота импульсов пропорциональна отсчетам первичного сигнала. На рис. 1.23 показаны временные диаграммы канальных и группового АИМ сигналов СП-ВРК.

Однако наибольшей помехоустойчивостью обладают цифровые СП-ВРК (ЦСП).

На передающем конце ЦСП в точке А (рис. 1.24, а) действует групповой АИМ-сигнал. С помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП) каждому импульсу группового АИМ-сигнала ставится в соответствие кодовая комбинация, т. е. последовательность импульсов и пауз, причем длительность кодовой комбинации равна $\Delta t_{ки}$ (рис. 1.24, б).

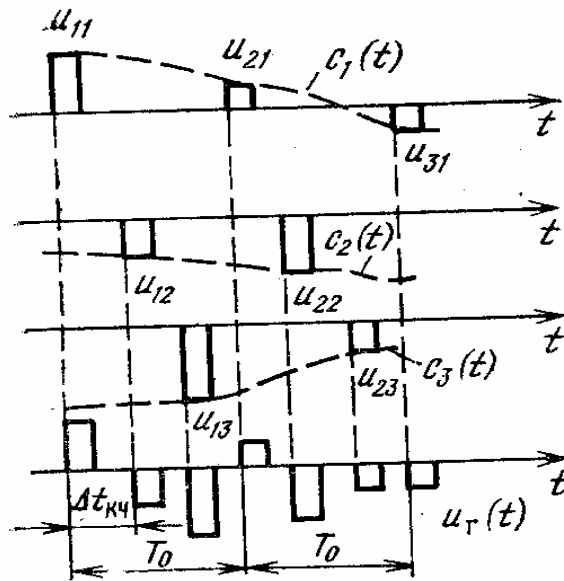
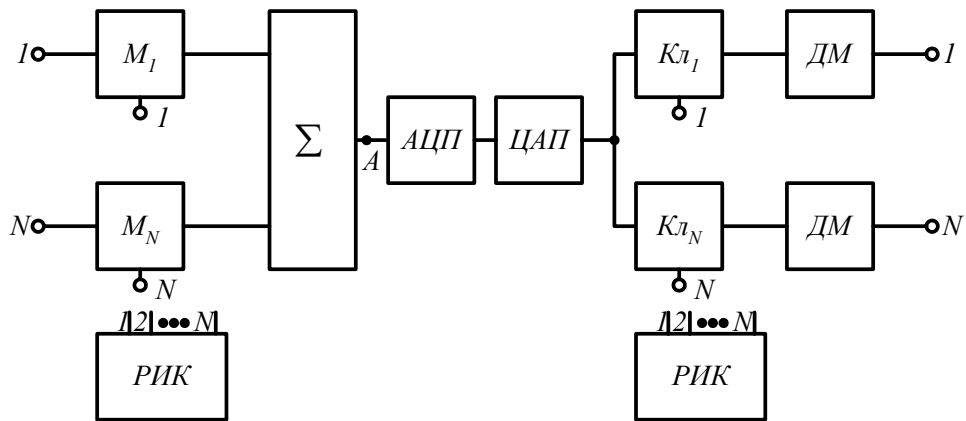
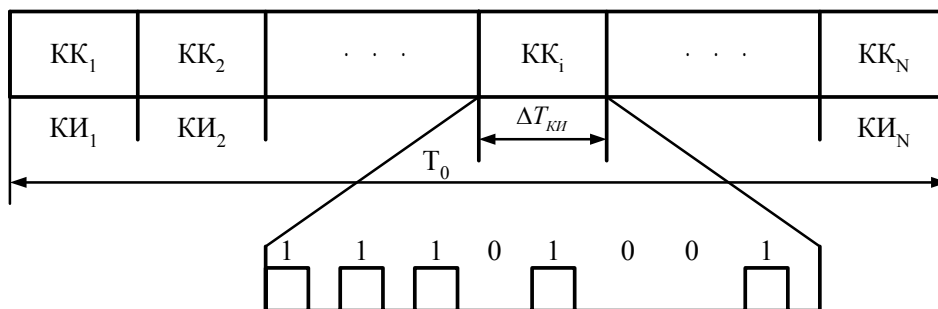


Рис. 1.23. Сигналы в системе передачи с ВРК при использовании АИМ



а)



б)

Рис. 1.24. Принцип функционирования ЦСП

В результате на выходе АЦП формируется групповой сигнал в виде цифрового потока.

В настоящее время широкое применение на практике находят системы передачи с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ), в которых приняты следующие значения параметров: $T_0 = 125$ мкс ($f_0 = 8$ кГц), число элементов в кодовой комбинации $m = 8$. Частота следования элементов цифрового потока или тактовая частота N -канальной ЦСП $f_T = N \cdot m \cdot f_0 = 64 N$ кГц.

На приеме, с помощью цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) групповой ИКМ-сигнал преобразуется в групповой АИМ-сигнал, после чего происходит его разделение на каналные сигналы и демодуляция. Сравнение СП-ЧРК и ЦСП показывает, что ширина спектра группового сигнала в случае ЧРК примерно равна $N\Delta f_c$, где Δf_c – ширина спектра первичного сигнала. В современных СП-ЧРК $\Delta f_c = 4$ кГц. В случае ЦСП ориентировочно можно считать, что ширина спектра группового ИКМ-сигнала сверху ограничивается частотой f_T . Таким образом, если в СП с ЧРК на один канал отводится диапазон частот, равный 4 кГц, то в ЦСП этот диапазон составляет 64 кГц. Необходимость существенного расширения спектра сигналов, передаваемых по линейному тракту в случае ЦСП, является существенным недостатком систем передачи этого типа. Однако их высокая помехозащищенность, возможность использования современной элементной базы, стабильность в работе обуславливают широкое внедрение ЦСП на различных участках сети связи.

2. Многоканальные системы передачи с частотным разделением каналов

2.1. Методы построения МСП с ЧРК

В состав аппаратуры многоканальных систем передачи входят оконечное и промежуточное оборудование. Оконечное оборудование систем передачи с ЧРК предназначено для преобразования исходных сигналов в некоторый высокочастотный сигнал, который можно передавать по той или иной линии передачи. Промежуточное оборудование предназначено для усиления ослабленного при прохождении в среде распространения сигнала и восстановления его формы.

Оконечное и промежуточное оборудование МСП может строиться по индивидуальному и групповому принципам.

При индивидуальном способе построения для каждого канала все устройства (модуляторы, демодуляторы, каналные фильтры и усилители) являются отдельными, причем не только в оконечном, но и в промежуточном оборудовании. Таким образом, различные технические устройства повторяются столько раз, на сколько каналов рассчитана система передачи.

При групповом способе построения отдельно для каждого канала используются только некоторые устройства оконечной аппаратуры, а остальные устройства оконечной аппаратуры и все устройства промежуточной аппаратуры являются общими для всех каналов.

Сравним индивидуальный и групповой методы построения МСП. Упрощенная структурная схема МСП, построенная по индивидуальному методу, приведена на рис. 2.1, а. Как видно, на оконечных и промежуточных станциях число различных устройств аппаратуры (преобразователей, фильтров, усилителей, генераторов несущих частот и т. д.) равно числу каналов, на которое рассчитана данная система. Учитывая, что каналы в линейном тракте занимают строго определенные полосы частот, однотипные устройства разных каналов должны рассчитываться на разные частоты.

Использование в составе оборудования окончечных и промежуточных станций отдельных разнотипных для каждого канала элементов делает это оборудование громоздким. Разнотипность устройств каждого канала не позволяет стандартизировать аппаратуру, что затрудняет ее массовое производство и повышает стоимость.

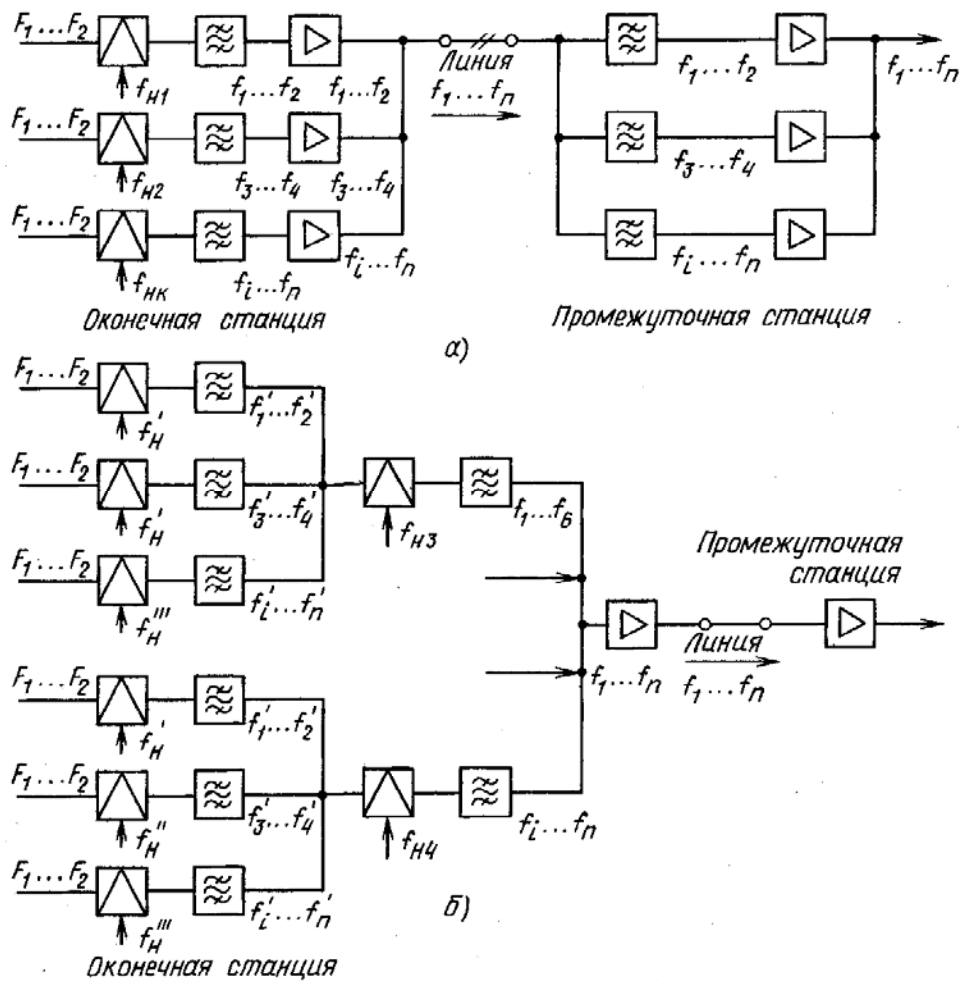


Рис. 2.1. Индивидуальный (а) и групповой (б) методы построения МСП

К достоинствам таких систем можно отнести возможность постепенного наращивания числа каналов и простоту выделения любого числа каналов на промежуточных станциях.

Перечисленные недостатки практически отсутствуют при групповом методе, который используется при построении всех современных МСП с ЧРК. Идею группового принципа построения иллюстрирует рис. 2.1, б. Как видно, при этом методе

уменьшается число разнотипных канальных ПФ в составе оконечного оборудования, т. е. появляется возможность создания фильтров с однородными характеристиками и построения систем практически любой канальности.

Наличие на промежуточных станциях одного усилителя для усиления сигналов во всех каналах не требует применения канальных фильтров – основных источников АЧИ, приводящих к сужению эффективно передаваемой полосы частот канала. Поэтому возможно включение достаточно большого числа промежуточных усилителей, т. е. осуществление связи практически на большие расстояния.

Как следует из сказанного, промежуточная аппаратура СП, построенных таким образом, проще, а следовательно, и дешевле. Кроме того, групповой принцип построения СП позволяет стандартизировать значительную часть оборудования оконечной аппаратуры разной канальности.

Существенным недостатком группового метода построения МСП является необходимость установки всего оборудования вне зависимости от требуемого числа каналов на текущий момент, а также специальной аппаратуры выделения в промежуточных усилительных пунктах для осуществления связи этого пункта с другими пунктами магистрали.

При построении МСП с ЧРК по групповому методу используется многократное преобразование частоты. Первичные сигналы несколько раз преобразуются по частоте, прежде чем передаются в линию. На приемной оконечной станции осуществляются аналогичные преобразования, но в обратном порядке. На рис. 2.2 приведена структурная схема, поясняющая принцип многократного преобразования.

В первой ступени преобразования одинаковые исходные частотные полосы от 12 различных источников сигналов преобразуются в 12-канальную группу сигналов. Такую группу принято называть первичной группой (ПГ).

Во второй ступени пять одинаковых по ширине частотных полос первичных групп преобразуются в общий групповой 60-канальный сигнал, называемый вторичной группой (ВГ).

В следующей ступени преобразования образуется 300-канальный сигнал путем переноса пяти вторичных 60-

канальных групп. Группу из 300-канальных сигналов называют третичной группой (ТГ).

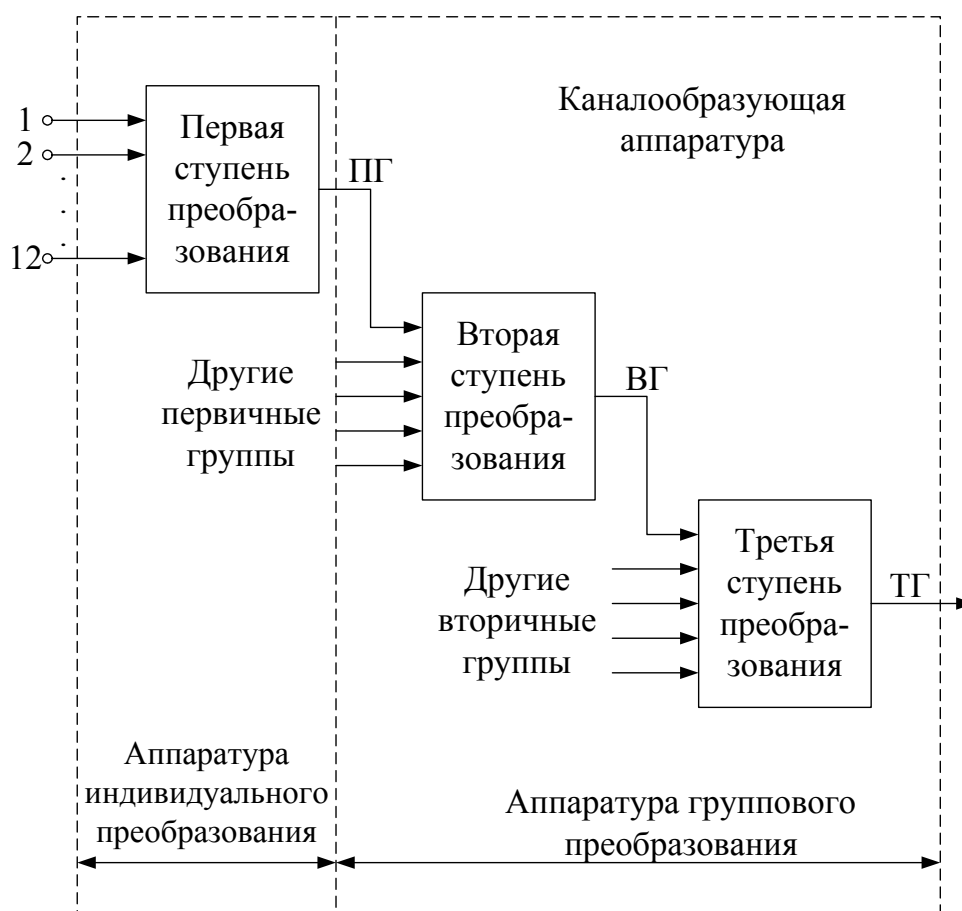


Рис. 2.2. Многократное преобразование частоты

При построении систем передачи на очень большое число каналов используют четверичные и пятиричные группы. Каждая из этих групп образуется объединением соответственно нескольких третичных и четверичных групп. В соответствии с международной договоренностью аппаратура систем передачи должна иметь число стандартных каналов ТЧ кратное 12.

Совокупность оборудования указанных групп и представляет собой каналообразующую аппаратуру (КА). В различных СП эта аппаратура не обязательно содержит все перечисленные выше группы. В зависимости от канальности системы она может состоять только из первичных групп, первичных и вторичных групп и т. д.

2.2. Состав МСП с ЧРК

Современные МСП с ЧРК состоят из трех основных частей: каналообразующей аппаратуры, аппаратуры сопряжения и аппаратуры линейного тракта (рис. 2.3).

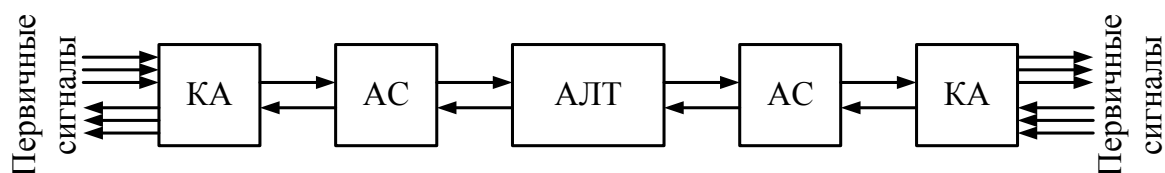


Рис. 2.3. Основные составные части МСП

Каналообразующая аппаратура (КА) является стандартной для различных систем. Она предназначена для создания каналов с характеристиками, соответствующими определенным нормам. В ней исходные сигналы, занимающие полосу частот 0,3...3,4 кГц преобразуются в групповой сигнал одной из разновидностей стандартных групп. Эта аппаратура устанавливается на оконечных и переприемных станциях. Использование каналообразующей аппаратуры позволяет строить оконечную аппаратуру систем передачи различной емкости на основе стандартного преобразовательного оборудования.

Аппаратура сопряжения (АС) преобразует спектр частот на выходе каналообразующей аппаратуры (типовой преобразовательной аппаратуры) в определенный для системы передачи линейный спектр частот. Для разных систем передачи аппаратура сопряжения различна, так как различаются их линейные спектры частот. Она может содержать одну или две ступени преобразования. Две ступени применяются тогда, когда спектр частот на выходе КА и линейный спектр частично или полностью совпадают. Располагается АС на оконечных и переприемных станциях.

Аппаратура линейного тракта (АЛТ) состоит из аппаратуры, устанавливаемой на оконечных и промежуточных станциях, и среды распространения. Оконечная аппаратура линейного тракта создает наиболее благоприятные условия для передачи по направляющей среде полученного на выходе АС линейного спектра частот. Она обычно состоит из усилителей, устройств

автоматической регулировки уровней, направляющих фильтров и т. д. В качестве направляющей среды могут быть использованы кабели, радиорелейные линии, воздушные линии и др. Аппаратура линейного тракта промежуточных станций содержит усилительные и корректирующие устройства и устройства автоматической регулировки уровней (АРУ), т. е. она предназначена для усиления многоканального сигнала, поддержания постоянства его уровня и корректирования амплитудно-частотных (АЧИ) и фазочастотных (ФЧИ) искажений.

Схемы построения аналоговых систем передачи на рис. 2.4 дают более наглядное представление состава МСП с ЧРК.

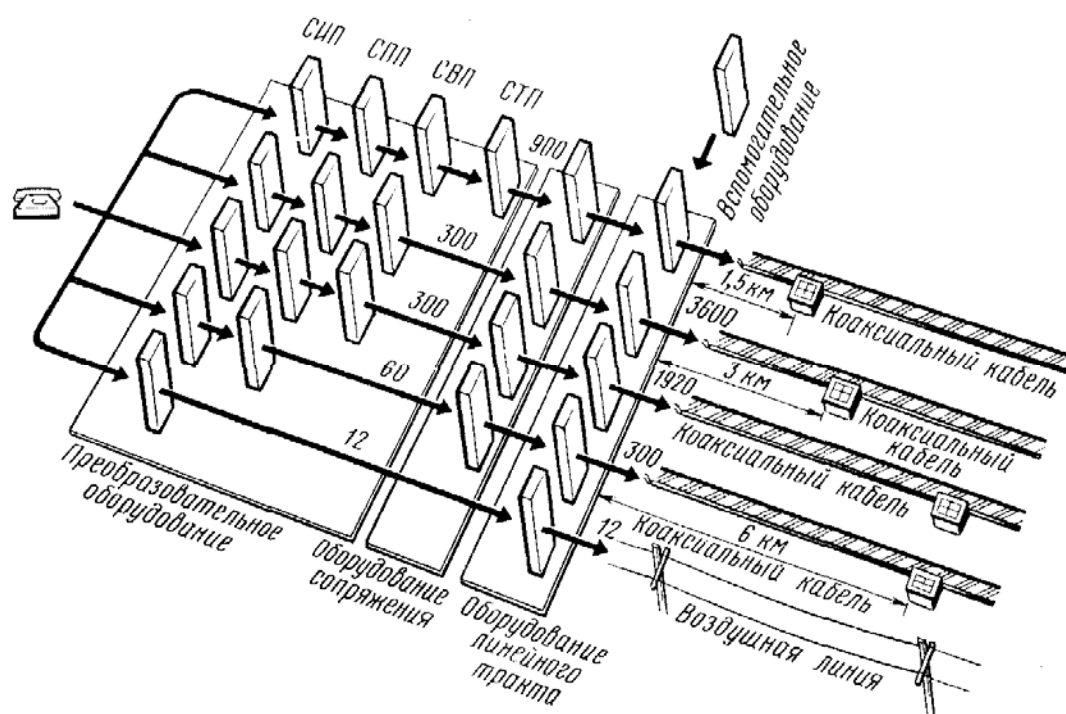


Рис. 2.4. Схема построения аналоговых систем передачи

Вспомогательное оборудование предназначено для организации дистанционного электропитания НУП, служебной связи, подачи сигналов управления и приема сигналов извещения о работе аппаратуры НУП.

СИП, СПП, СВП и СТП – стойки индивидуального, первичного, вторичного и третичного преобразования соответственно.

2.3. Групповые преобразования сигналов в аппаратуре сопряжения

Для получения линейного спектра, в котором работает СП, используется аппаратура сопряжения, где применяется еще одно групповое преобразование, которое переносит спектр частот одной из типовых групп в линейный спектр частот. Однако если спектр сигнала на выходе каналообразующей аппаратуры хотя бы частично совпадает с линейным спектром частот, то необходимо организовать две ступени преобразования, так как при одной ступени преобразования неизбежны значительные искажения, вызванные появлением на выходе преобразователя частоты преобразуемого сигнала. Поясним это на примере.

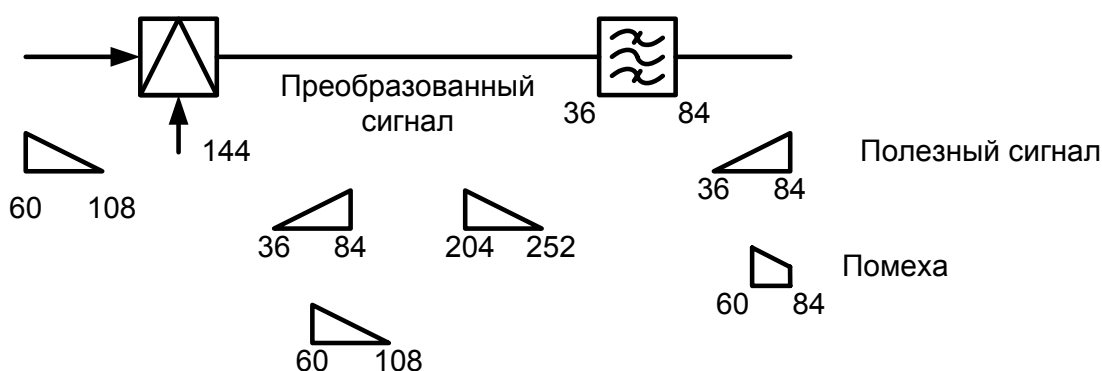


Рис. 2.5. Одна ступень преобразования в АС

Предположим, что спектр частот 60...108 кГц надо преобразовать в линейный спектр 36...84 кГц. Если использовать одну ступень группового преобразования с несущей 144 кГц (рис. 2.5), то вследствие неидеальности преобразователя на его выходе кроме интересующего нас полезного преобразованного по частоте сигнала 36...84 кГц (нижняя боковая полоса частот) будет присутствовать исходный не преобразованный по частоте сигнал 60...108 кГц. Таким образом, на выходе фильтра, имеющего полосу пропускания 36...84 кГц, в полосе частот 60...84 кГц будут иметь место два сигнала, т. е. в каналах, занимающих в линии этот спектр частот, возникнут искажения.

Для их устранения применяется дополнительная ступень преобразования, например, с несущей частотой 324 кГц. Требуемая линейная полоса частот 36...84 кГц получается путем использования второй ступени преобразования с помощью несущей 468 кГц (рис. 2.6).

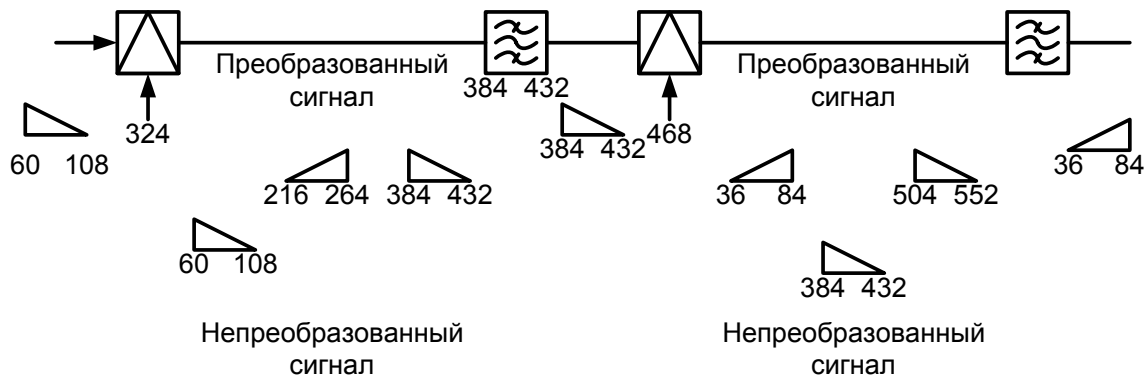


Рис. 2.6. Две ступени преобразования в АС

В этом случае в обеих ступенях преобразования сигналы на входе и выходе преобразователей значительно отличаются друг от друга по шкале частот и появляющиеся на выходе модуляторов непреобразованные исходные сигналы подавляются фильтрами, выделяющими полезные боковые полосы частот.

2.4. Группообразование в МСП с ЧРК

Оконечная аппаратура МСП строится на основе типовой преобразовательной аппаратуры (т.е. каналобразующей аппаратуры). В типовой преобразовательной аппаратуре принято следующее группообразование: первичная группа объединяет 12 каналов, вторичная формируется путем объединения пяти первичных групп, третичная – пяти вторичных групп и четверичная – трех третичных групп.

Абсолютная ширина спектра частот первичной группы определяется полосой частот канала ТЧ равной 0,3...3,4 кГц. Однако расстояние между несущими частотами соседних каналов берется равным 4 кГц. Интервал 0,9 кГц между полосами частот соседних каналов необходим для обеспечения требуемой крутизны нарастания затухания фильтров при переходе от по-

лосы пропускания к полосе задержания. Таким образом, ширина спектра первичной 12-канальной группы составляет 48 кГц.

В качестве полосы частот первичной группы выбран спектр частот 60...108 кГц, где достаточно высокой стабильностью характеристик обладают кварцевые фильтры, применяемые для подавления неиспользуемой боковой полосы при формировании спектра первичной группы.

Абсолютная ширина спектра *вторичной группы* составляет 240 кГц, так как она объединяет пять первичных групп. Полоса частот каждой из первичных групп при помощи группового преобразования перемещается таким образом, что общая полоса частот вторичной группы становится равной 312...552 кГц.

Третичная группа занимает спектр 812...2044 кГц и формируется из пяти вторичных групп путем группового преобразования. Между преобразованными 60-канальными группами введены частотные промежутки 8 кГц, которые необходимы для облегчения задачи выделения 60-канальных групп на промежуточных станциях.

Четверичная группа занимает полосу частот в пределах 8516...12388 кГц и формируется из трех третичных групп с использованием одноступенного группового преобразования. Частотные промежутки между преобразованными 300-канальными группами выбраны равными 88 кГц.

2.5. Формирование спектров канальных групп

2.5.1. Формирование спектра первичной группы

Для формирования спектра первичной группы (12 каналов) используется *блок индивидуального преобразования* (ИП), структурная схема которого представлена на рис. 2.7.

Каналы имеют отдельные тракты передачи и приема, т.е. является четырехпроводными. Однако к телефонному аппарату подводится двухпроводная линия, следовательно, для перехода с двухпроводной на четырехпроводную линию и обратно используется дифференциальная система (ДС). Для преобразования исходных сигналов на модуляторы М и демодуляторы ДМ

каждого канала подаются несущие частоты, кратные 4 кГц. На модулятор и демодулятор первого канала подается несущая частота 108 кГц, второго – 104 кГц и т.д. до частоты 64 кГц, которая подается на 12-й канал. Несущую частоту любого из 12 каналов можно определить по формуле $f_n = 108 - 4(n - 1)$ кГц, где n – номер канала.

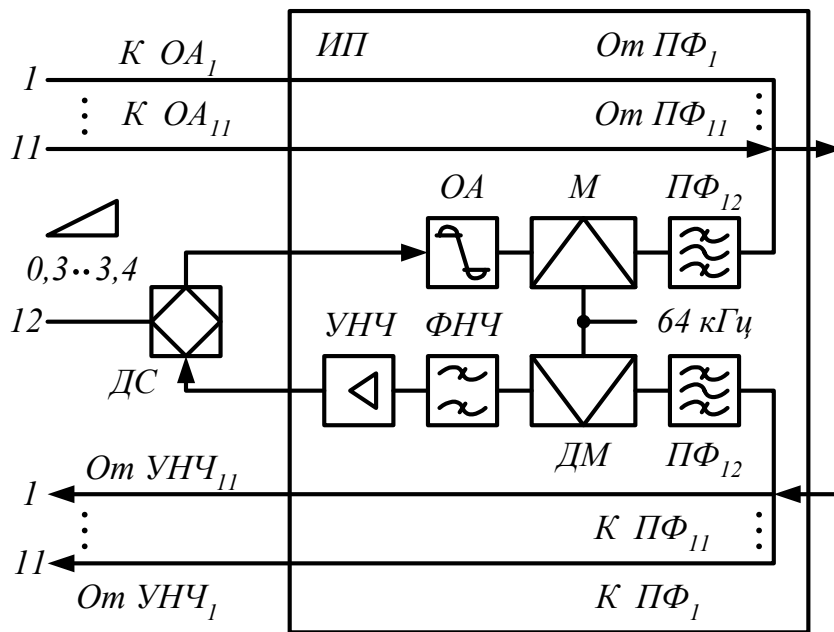


Рис. 2.7. Структурная схема блока индивидуального преобразования

На дифференциальную систему каждого канала подается соответствующий исходный сигнал тональной частоты 0,3...3,4 кГц, который затем поступает на ограничитель амплитуд ОА и модулятор. Ограничитель амплитуд служит для ограничения выбросов напряжения сигнала. Выделение полезных (нижних) боковых полос и подавление побочных продуктов преобразования производится с помощью полосового фильтра ПФ.

Таким образом, 12 первичных сигналов, каждый из которых занимает спектр 0,3...3,4 кГц, переносится в спектр частот 60...108 кГц (точнее, 60,6...107,7 кГц). Этот спектр частот и принято называть первичной группой.

Схема формирования 12-канальной первичной группы показана на рис. 2.8.

На приемном конце полоса частот $60 \dots 108$ кГц распределяется каналными фильтрами по входам соответствующих индивидуальных преобразователей приема, на выходе которых с помощью ФНЧ выделяются исходные полосы частот $0,3 \dots 3,4$ кГц.

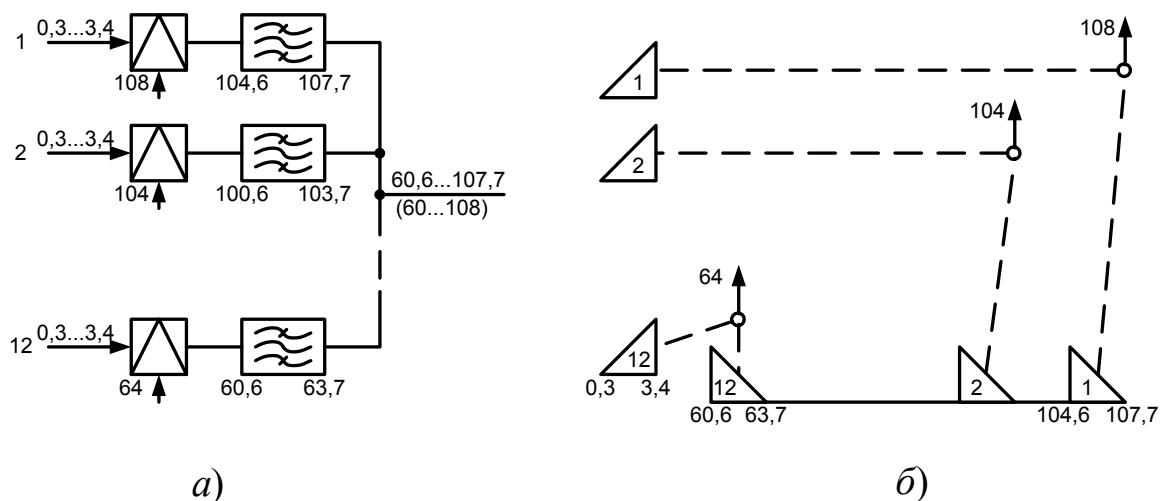


Рис. 2.8. Формирование спектра первичной группы

Подавление неиспользуемой боковой полосы считается достаточным, если крутизна нарастания затухания канального ПФ не менее $0,07$ дБ/Гц. Такую крутизну затухания в полосе частот $60 \dots 108$ кГц могут обеспечить, например, кварцевые фильтры. Блоки для формирования каналов первичных групп размещаются на стойках индивидуального преобразования СИП (рис. 2.4).

Возможны и иные принципы построения 12-канальных групп. Их отличие заключается в наличии двойного преобразования спектров исходных сигналов.

2.5.2. Формирование спектра вторичной, третичной и четверичной групп

Вторичная группа формируется из пяти первичных групп с использованием одной ступени группового преобразования (рис. 2.9, а).

В зависимости от выбранных значений несущих частот может быть сформирован основной или инверсный спектр. Ос-

новной спектр вторичной группы организуется с помощью несущих частот 420, 468, 516, 564 и 612 кГц, а инверсный – 252, 300, 348, 396 и 444 кГц (рис. 2.9, б и в). Полезные боковые полосы частот (при формировании основного спектра – нижние, а инверсного – верхние) выделяются ПФ.

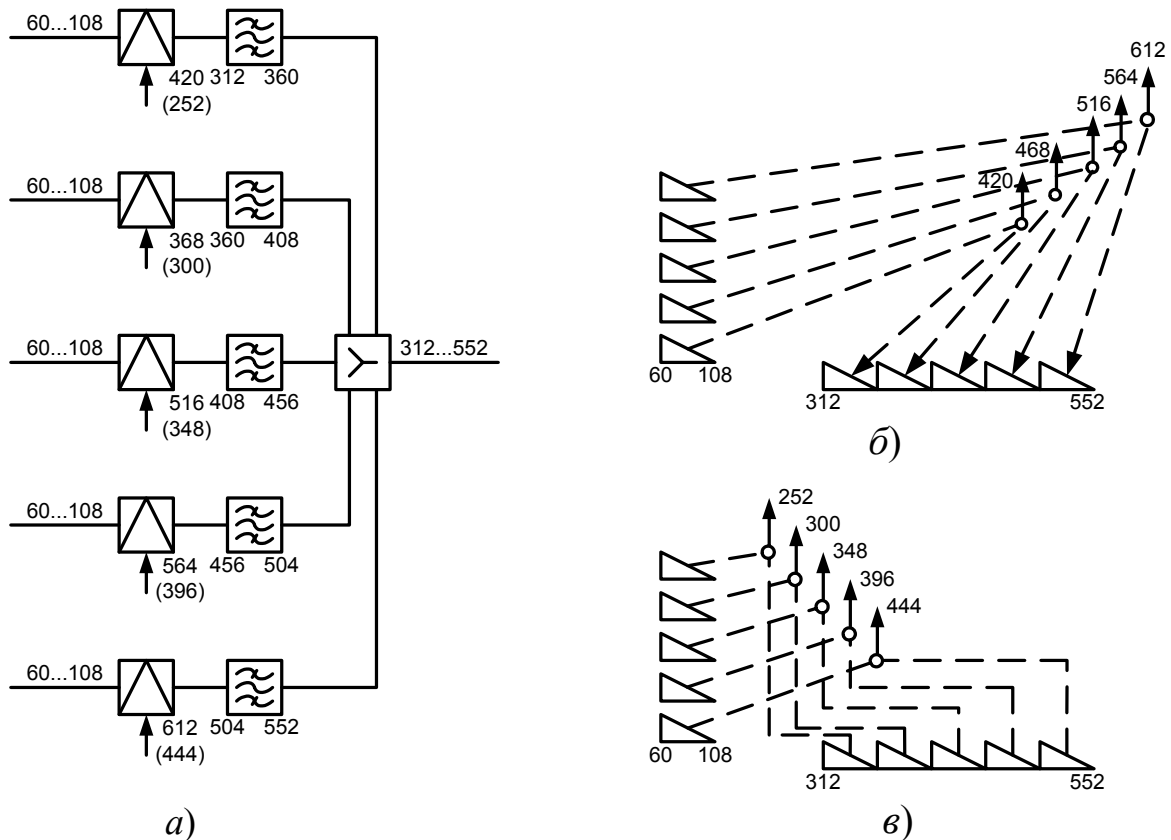


Рис. 2.9. Формирование спектра вторичной группы

Спектр третичной группы (812...2044 кГц) формируется путем одноступенного группового преобразования пяти основных спектров вторичной группы (рис. 2.10). Несущие частоты выбраны так, чтобы между преобразованными спектрами вторичной группы образовался частотный промежуток в 8 кГц, это необходимо для облегчения задачи выделения 60-канальных групп на оконечных и промежуточных станциях. После преобразования полезные боковые полосы частот выделяются фильтрами. Блоки вторичного преобразования для формирования третичных групп размещаются на стойках вторичного преобразования СВП (рис.2.4).

Спектр четверичной группы (8516...12388 кГц) создается одноступенным групповым преобразованием спектров трех третичных групп с помощью несущих 10560, 11880 и 13200 кГц (рис. 2.11). Полезные боковые полосы выделяются посредством ПФ. Блоки для формирования четверичных групп размещаются на стойках третичного преобразования СТП (рис.2.4).

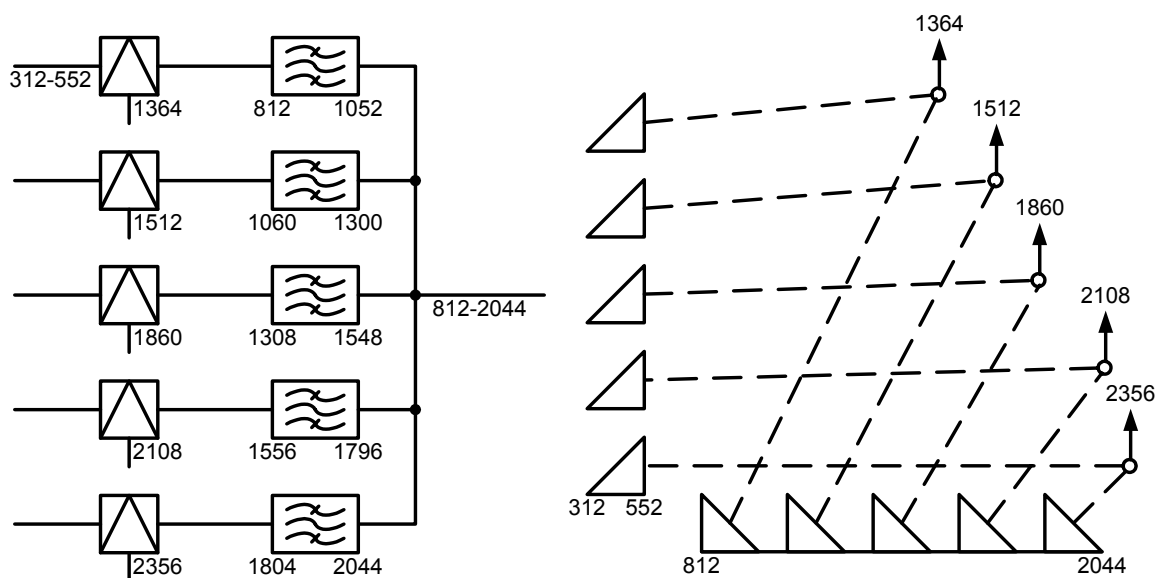


Рис. 2.10. Формирование спектра третичной группы

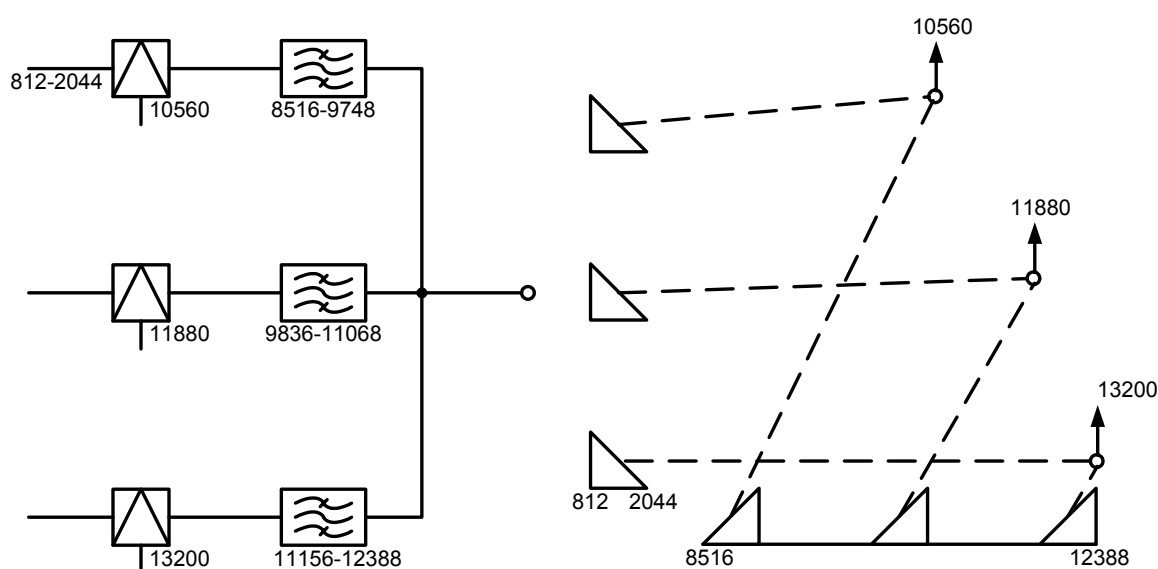


Рис. 2.11. Формирование спектра четверичной группы

2.6. Характеристики систем передачи с ЧРК

2.6.1. Системы передачи для магистрального участка сети

Для организации магистральной сети используются линии передачи с применением коаксиального кабеля. Наибольшее распространение нашли коаксиальные кабели КМ-4, имеющие четыре коаксиальные пары диаметром 2,6/9,4 мм, позволяющие организовывать два линейных тракта магистральных систем передачи.

Система передачи К-1920П. Эта система позволяет организовывать по двум коаксиальным парам 1920 каналов ТЧ либо 300 каналов ТЧ, канал телевидения и канал звукового сопровождения. В первом случае линейный спектр формируется из шести третичных и двух вторичных групп в полосе частот 312...8524 кГц. Во втором случае преобразуются пять вторичных групп, которые совместно с каналами передачи телевидения и звукового сопровождения занимают полосу частот 273...8491 кГц. Дальность действия составляет 12500 км. В линейном тракте используются усилительные станции двух типов – обслуживаемые усилительные пункты (ОУП) и необслуживаемые усилительные пункты (НУП). Питание НУП осуществляется дистанционно, с оконечного пункта (ОП) или ОУП. Между двумя ОУП может размещаться до 40 НУП. Длина усилительного участка $6 \pm 0,15$ км. Таким образом, максимально возможное расстояние между соседними ОУП составляет 246 км. Система К-1920П является однополосной четырехпроводной.

Система передачи К-3600. Система предназначена для организации по коаксиальной паре 3600 каналов ТЧ или 1800 каналов ТЧ и канала для передачи телевидения со звуковым сопровождением в линейном спектре частот 812...17596 кГц. Дальность действия системы К-3600 составляет 12500 км. В линейном тракте системы используются обслуживаемые и необслуживаемые усилительные пункты. На участке ОУП-ОУП максимальной протяженностью 186 км может размещаться до 61 НУП. Длина усилительного

участка составляет $3\pm 0,15$ км. Система К-3600 построена по однополосной четырехпроводной схеме.

Системы передачи К-10800 и К-5400. Сверхширокополосные системы К-10800 и К-5400 нового поколения предназначены для магистральной первичной сети связи.

При работе системы передачи К-10800 по кабелю КМ-4 с организацией двух линейных трактов емкость пучка каналов удается повысить до 21 600. Линейный спектр 4332...59684 кГц формируется из 12 четверичных 900-канальных групп, которые, в свою очередь, образуются из трех третичных групп в спектре частот 8516...12388 кГц.

В линейном тракте системы К-10800 используются усилительные станции нескольких типов. Оконечные пункты (ОП) расположены на максимальном расстоянии 830 км друг от друга. Основной тип станции – НУП. Число НУП может составлять 98 % всех станций. Длина усилительного участка $1,5\pm 0,075$ км. НУП питаются дистанционно от ОП. Источники питания устанавливаются также на некоторых питающих НУП (ПНУП). Максимальное расстояние между питающими пунктами составляет 120 км.

Небольшая длина усилительного участка, равная 1,5 км, обусловила высокую стоимость канала километра, получаемого с помощью К-10800. Применение этой системы экономически целесообразно при числе каналов в пучке более 20 000.

Для того, чтобы расширить возможность применения сверхширокополосных систем передачи на первичной сети, на базе системы К-10800 была разработана система передачи К-5400. В ее конечном оборудовании и оборудовании линейного тракта использованы основные технические и конструктивные решения, примененные в системе К-10800. Линейный спектр формируется из шести стандартных четверичных групп и занимает полосу частот 4332...31084 кГц. За счет этого удалось довести длину усилительного участка до $3\pm 0,15$ км, что позволяет широко использовать систему К-5400 при реконструкции магистралей, оборудованных аппаратурой К-1920П и К-3600.

Система передачи ВК-960. Система предназначена для организации связи по коаксиальному кабелю с парами диаметром 1,2/4,6 мм. По двум парам можно организовать 960 каналов ТЧ. Система однополосная четырехпроводная. Линейный спектр частот 60...4028 кГц. Максимальная дальность действия составляет 12500 км. Между двумя ОУП может устанавливаться до 27 НУП. Длина усилительного участка 4 км. Основные технические данные систем передачи для магистрального участка первичной сети приведены в таблице 2.1.

Таблица 2.1

Технические данные систем передачи
для магистрального участка сети

Характеристика	К-3600	К-1020Р	К-1920П	VLT-1920	ВК-960-2	К-10800	К-5400
Тип кабеля	КМ-4 КМ-8/6	КМ-8/6	КМ-4 КМ-8/6	КМ-4 КМ-8/6	МКТ	КМ-4 КМ-8/6	КМ-4 КМ-8/6
Линейный спектр частот, кГц	812 ... 17596	312 ... 4650	270 ... 8550	270 ... 8550	60 ... 4287	4332 ... 59684	4332 ... 31084
Максимальная длина секции ОУП-ОУП, км	186	186	246	186	204	120	220
Номинальная длина УУ, км	3±0,15	3±0,15	6±0,15	6±0,15	4±0,15	1,5±0,075	3±0,15
Максимальное число НУП на секции ОУП-ОУП, ОП-ОУП	61	61	40	30	50	79	73

2.6.2. Системы передачи для зонового участка сети

При организации линий передачи зоновой первичной сети нашли применение как коаксиальные, так и симметричные кабели связи.

Система передачи К-300. Эта система предназначена для работы по коаксиальному кабелю МКТ-4 с четырьмя малогабаритными парами диаметром 1,2/4,6 мм, с помощью которого организуется два линейных тракта общей емкостью пучка 600 каналов ТЧ. Линейный спектр формируется из пяти стандартных вторичных групп в полосе частот 60...1300 кГц. Дальность действия составляет 12500 км. Таким образом, при сравнитель-

но небольшой потребности в каналах система К-300 может использоваться и на магистральном участке первичной сети.

Максимальное число НУП между двумя ОУП составляет 40. Номинальная длина усилительного участка $6\pm 0,15$ км. Таким образом, максимальная длина участка ОУП-ОУП составляет 246 км.

Системы передачи К-120 и К-420. На внутризоновом участке первичной сети применяются системы передачи, работающие по однокоаксиальным кабелям с парой диаметром 2,1/9,7 мм типов ВКПАШ и ВКПАП. В связи с использованием двухпроводной линии эти системы работают по однокабельной двухполосной схеме организации связи.

В системе К-120 в прямом направлении передается спектр частот 60...552 кГц, а в обратном – 812...1304 кГц. Линейные спектры прямого и обратного направлений формируются из двух преобразованных вторичных групп. Дальность действия системы составляет 600 км.

На некоторых НУП предусмотрена возможность ввода или ответвления одной 12-канальной первичной группы. Характерной особенностью данной системы является применение одного усилителя на оба направления передачи. Разделение направлений передачи производится с помощью пары фильтров ФНЧ и ФВЧ. Номинальная длина усилительного участка $10\pm 0,3$ км, число дистанционно питаемых НУП составляет 19. Таким образом, протяженность участка между ОУП равна 200 км.

Система передачи К-420 разработана с целью увеличения числа каналов на участках зоновой сети при реконструкции линий передачи на основе кабелей ВКПАП, уплотненных системой К-120. Прирост каналов составляет 300 каналов ТЧ. Линейный спектр в одном направлении занимает полосу частот 312...2044 кГц, в обратном – 2852...4584 кГц. Максимальная дальность связи увеличена до 2500 км (с возможностью выхода на магистральный участок сети). Номинальная длина усилительного участка составляет $6\pm 0,15$ км.

Системы передачи К-60П и К-1020С. Система К-60П широко используется на внутризоновых сетях для работы по симметричному кабелю с жилами диаметром 1,2 мм. Она до-

пускает организацию 60 каналов ТЧ. Линейный спектр системы составляет 12...252 кГц и формируется путем преобразования одной стандартной вторичной группы. Дальность действия системы составляет 12500 км (т. е. предполагается использовать ее и на магистральном участке первичной сети). На секции ОУП-ОУП может располагаться до 12 НУП. Длина усилительного участка составляет до 19 км.

Таблица 2.2

Технические данные систем передачи
для зонового участка сети

Характеристика	К-300	К-120	К-420	К-60П	К-1020С
Тип кабеля	МКТ-4	ВКПАШ 2,1/9,7	ВКПАП-10 2,1/9,7	МКС, МКСА, МКПВ, ЗК	МКС, МКСА, МКПВ, ЗК
Схема организации связи	Однокабельная однополосная	Однокабельная двухполосная		Двухкабельная однополосная	
Линейный спектр, кГц	60 ... 1300	А-Б 60 ... 552 Б-А 812 ... 1304	А-Б 312 ... 2044 Б-А 2852 ... 4584	12 ... 280	312 ... 4636
Максимальная длина секции ОУП-ОУП, км	246	—	300	280	280
Номинальная длина усилительного участка, км	6±0,15	10±0,3	6±0,15	19,2... 21.2	3,2±0,2
Максимальное число НУП на секции ОУП-ОУП	40	19	49	12	99

Для повышения эффективности использования линий создана новая система передачи К-1020С емкостью 1020 каналов. Линейный спектр системы передачи образуется из двух вторичных и трех третичных групп и занимает полосу частот 312...4636 кГц, т.е. выше полосы системы К-60П, поэтому обе системы могут работать на одной цепи. Основные технические данные систем передачи для зонового участка первичной сети приведены в таблице 2.2.

2.6.3. Системы передачи для местного участка сети

Системы передачи местной сети работают по симметричным кабелям и воздушным линиям связи. Требования, предъявляемые к системам городского и сельского участков сети, существенно различаются. Городские системы передачи предназначены для организации большого числа каналов на сравнительно малые расстояния, а сельские системы – для организации малого числа каналов на сравнительно большие расстояния.

Система передачи “КАМА”. Эта система предназначена для работы по симметричным кабелям типа МКС, кабелям сельских сетей КСПШ и ВТСШ, городским кабелям Т и ТШШ на небольшие расстояния и используется для организации соединительных линий между АТС или АТС и АМТС на городской телефонной сети. С помощью аппаратуры “КАМА” организуется 30 каналов ТЧ в двух вариантах: по двухкабельной однополосной схеме в спектре частот 12...248 кГц или по однокабельной двухполосной системе связи в линейном спектре 12...248 кГц (направление $A - B$) и 312...548 ($B - A$). На один канал ТЧ в линейном спектре отводится 8 кГц в связи с использованием в качестве индивидуальных преобразователей недорогих фазоразностных схем.

Максимальная дальность связи составляет 80 км при наличии в линейном тракте шести НУП, которые питаются либо дистанционно от ОП, либо от местных источников. Если протяженность линии передачи не превышает 15 км, система “КАМА” работает без применения усилительных промежуточных станций.

Системы передачи КНК-6Т и КНК-12Т. Система передачи КНК-6Т предназначена для работы по симметричным кабелям КСПШ для организации соединительных линий между сельскими АТС. С помощью системы КНК-6Т организуется шесть каналов ТЧ по двухпроводной двухполосной схеме связи. Линейный спектр системы находится в полосе частот 16...60 кГц (направление $A - B$) и 76...120 кГц ($B - A$), так как в качестве индивидуальных преобразователей используются фазоразностные схемы. Максимальная длина линейного тракта составляет 105 или 120 км в зависимости от диаметра жил используемого

кабеля. Число НУП между ОП может достигать шести, при этом по три НУП дистанционно питаются от каждого ОП. Расстояние между НУП составляет 16 км.

Основным, отличием системы КНК-12Т от КНК-6Т является то, что полоса частот, отведенная под канал ТЧ в линейном спектре, уменьшена с 8 до 4 кГц, (используются фильтровые индивидуальные преобразователи), что позволяет организовать 12 каналов ТЧ в линейном спектре 6...54 кГц (направление $A - B$) и 60...108 кГц ($B - A$).

Системы передачи В-3-3 и В-12-3. Данные системы предназначены для работы по медным воздушным линиям связи (ВЛС). Удельный вес ВЛС на сельском и даже на зонавом участках первичной сети до сих пор остается значительным. Системы передачи, работающие по ВЛС, строятся исключительно по двухпроводной двухполосной схеме.

Система В-3-3 обеспечивает организацию трех каналов ТЧ в линейном спектре 4...16 кГц (направление $A - B$) и 18...30 кГц или 19...31 кГц ($B - A$). В линейном тракте устанавливаются обслуживаемые промежуточные станции (ОУП). Участок ОУП-ОУП может иметь длину до 250 км. В спектре до 4 кГц организуется дополнительный канал двухполосной служебной связи, работающей в спектре 0,3...1,5 кГц в прямом направлении и 1,7...2,94 кГц – в обратном.

Система В-12-3 работает по одной цепи с В-3-3 и предназначена для организации 12 каналов ТЧ в линейном спектре 35...143 кГц по двухполосной схеме. В направлении $A - B$ передается групповой сигнал в спектре 92...143 кГц, в направлении $B - A$ 36...84 кГц. В линейном тракте системы предусмотрены ОУП, расстояние между которыми может составлять до 54 км. При неблагоприятных условиях предусматривается включение дистанционно питаемых вспомогательных усилительных станций (ВУС). Между двумя ОУП можно включить два ВУС. Тогда длина участка между двумя ОУП может быть увеличена до 140 км. Разделение спектров частот нижней и верхней групп каналов в оборудовании линейного тракта оконечных станций и на усилительных станциях осуществляется фильтрами нижних и верхних частот.

На базе В-3-3 также разработаны системы передачи В-3-3с и В-2-2 для работы по стальным ВЛС. Основные технические данные систем передачи для местного участка первичной сети приведены в таблице 2.3.

Таблица 2.3

Технические данные систем передачи
для местного участка сети

Характеристика	В-12-3	В-3-3	КНК-6Т	КНК-12Т	КАМА
Тип линии связи	ВЛС (медь)	ВЛС (медь)	Кабель КСПП, ВТСП	Кабель КСПП, ВТСП	Кабель КСПП, МКС
Линейный спектр частот А-Б (Б-А), кГц	96... 143 (36 ... 84)	4... 16 (18...31)	16 ...60 (76 ... 120)	6 ... 54 (60 ... 108)	12 ... 248 (312 ... 548)
Максимальная длина секции ОП-ОУП, ОУП-ОУП, км	150	250	105, 120	105, 120	50, 80
Максимальное число НУП на секции ОУП-ОУП	1 (ВУС)	—	6	6	6

Система передачи АВУ. Система абонентского высокочастотного уплотнения (АВУ) позволяет организовывать на абонентской телефонной линии один дополнительный канал. Линейный спектр образуется однократным преобразованием исходного сигнала 0,3...3,4 кГц: при передаче от абонента к станции с помощью несущей частоты 28 кГц, а при передаче от станции к абоненту – 64 кГц. В линию передаются несущая и две боковые полосы, что максимально упрощает и удешевляет оконечное оборудование. Система построена как двухпроводная двухполосная.

2.7. Методы амплитудной модуляции

2.7.1. Передача двух боковых полос с несущей

Модуляция

Сущность метода состоит в изменении амплитуды несущего колебания в соответствии с низкочастотным сигналом

$S(t) = A_0 \cos \Omega t$ (рис. 2.12). Математическое представление канального сигнала на выходе модулятора имеет следующий вид:

$$V(t) = v_0(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t. \quad (2.1)$$

Огибающая канального сигнала повторяет форму низкочастотного сигнала:

$$A(t) = v_0(1 + m \cos \Omega t). \quad (2.2)$$

Коэффициент $m = \frac{A_0}{v_0}$ называется коэффициентом глубины модуляции. При $m = 0$ $A(t) = v_0$, т.е. модуляция отсутствует.

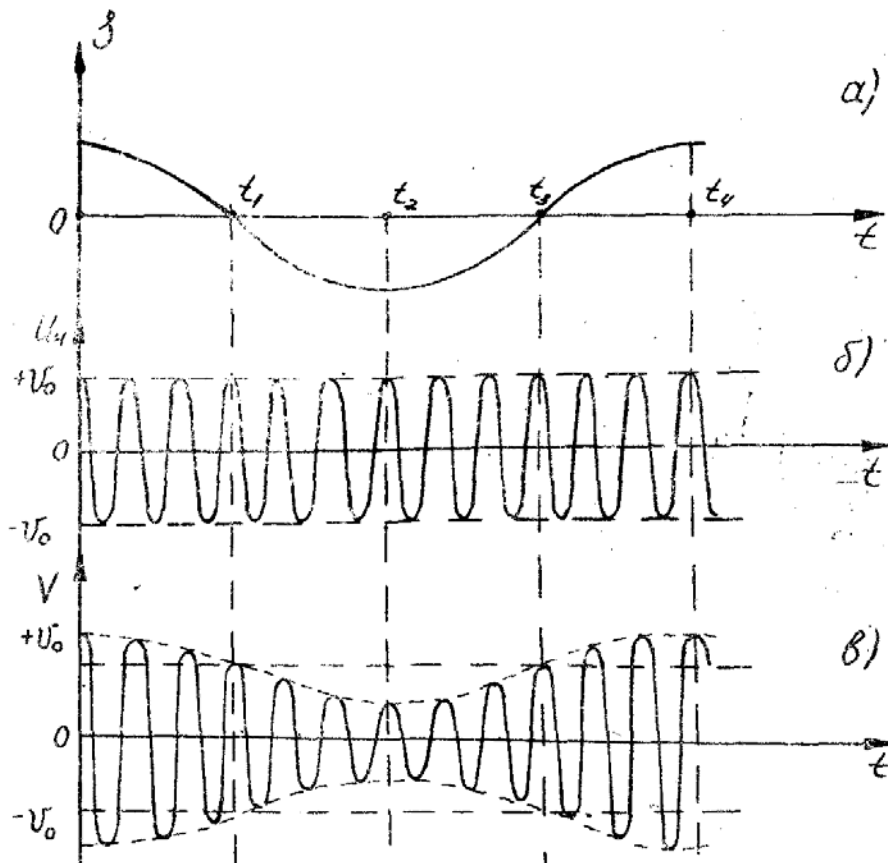


Рис. 2.12. Временное представление сигналов в процессе модуляции

Огибающая достигает максимума в моменты времени 0 и t_4 , когда мгновенное значение сигнала $A(t)$ максимально.

При этом

$$A_{\max} = v_0(1 + m). \quad (2.3)$$

Аналогично, минимальная величина огибающей в момент времени t_2 :

$$A_{\min} = v_0(1 - m). \quad (2.4)$$

Из формулы (2.1) легко получить следующее представление канального сигнала:

$$V(t) = v_0 \cos \omega_n t + \frac{1}{2} m v_0 [\cos(\omega_n + \Omega)t + \cos(\omega_n - \Omega)t]. \quad (2.5)$$

Графическое изображение спектра канального сигнала $V(t)$ приведено на рис. 2.13а. В спектре сигнала $V(t)$ содержатся несущая и две боковые частоты, симметричные относительно несущей и с одинаковыми амплитудами $U_\sigma = \frac{1}{2} v_0 m$.

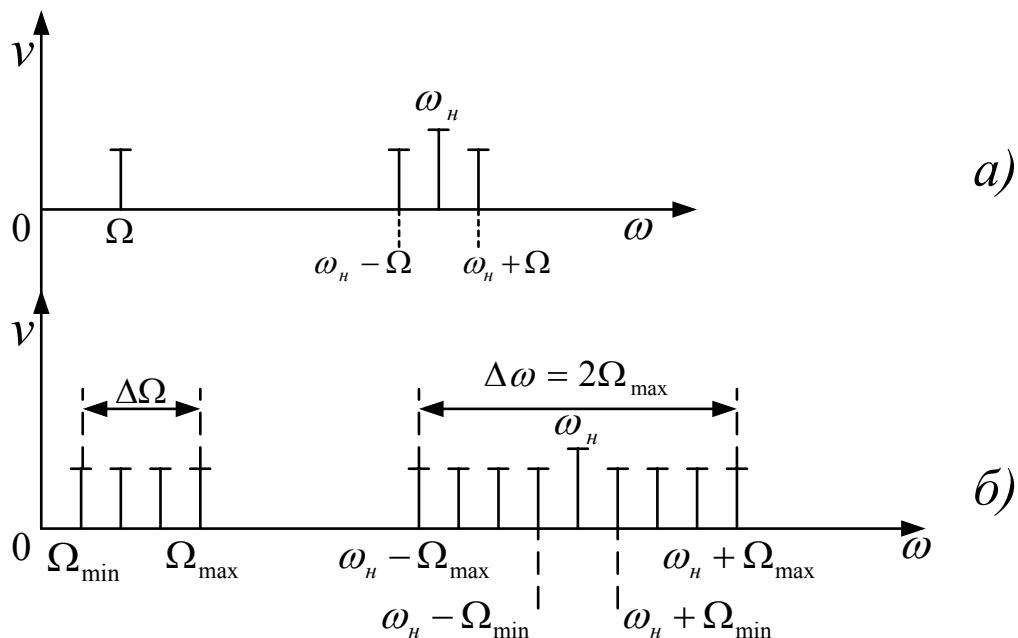


Рис 2.13. Спектральное представление сигналов

Если $S(t)$ представляет собой многочастотный сигнал, то в результате перемножения каждой частотной компоненты сигнала с несущим колебанием получаем, что нижняя и верхняя боковые полосы состоят из множества частотных компонент, так что спектральное представление сигнала $V(t)$ имеет вид, изображенный на рис. 2.13б.

Здесь Ω_{\min} и Ω_{\max} - минимальная и максимальная частоты, содержащиеся в спектре первичного сигнала. Из рис. 2.13б видно, что полоса частот, занимаемая спектром канального сигнала: $\Delta\omega = 2\Omega_{\max}$.

Демодуляция

Преобразование канального сигнала $V(t)$ в первичный сигнал $S(t)$ (демодуляция) осуществляется следующим образом. С помощью нелинейного элемента подавляется одна из полувольт канального сигнала $V(t)$, а затем низкочастотная компонента полученного сигнала выделяется с помощью ФНЧ. Временные диаграммы сигналов в процессе демодуляции приведены на рис. 2.14.

Здесь $U_{нз}$ - сигнал, полученный после подавления отрицательных полувольт канального сигнала. Как видно из рисунка 2.14, огибающая канального сигнала $A(t)$ совпадает по форме с выходным сигналом $U_{вых}$. Процесс демодуляции, описанный выше, называется детектированием.

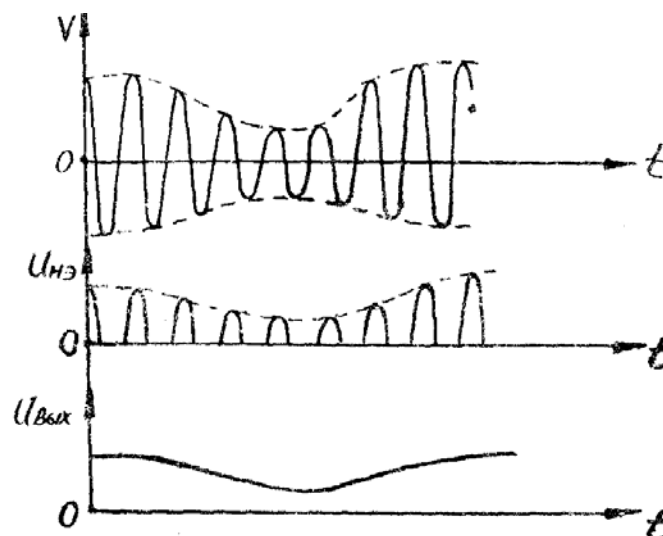


Рис. 2.14. Временное представление сигналов в процессе демодуляции

Метод передачи двух боковых полос с несущей нашел широкое применение в радиосвязи вследствие простоты демодуляции. Однако это достоинство может быть реализовано, если $m \leq 1$. При $m > 1$ получается, что $A_{\min} < 0$, чего не может быть, так как $A(t) \geq 0$. В этом случае $V(t)$ приобретает вид, изображенный на рис. 2.15 б. Здесь огибающая канального сигнала $A(t)$ по форме не совпадает с первичным сигналом $S(t)$. Такое явление называется перемодуляцией. В данном случае детектирование нецелесообразно, т.к. сигнал на выходе ФНЧ также по форме не совпадает с первичным сигналом $S(t)$ (рис. 2.15 а и в). Для демодуляции следует использовать синхронное детектирование.

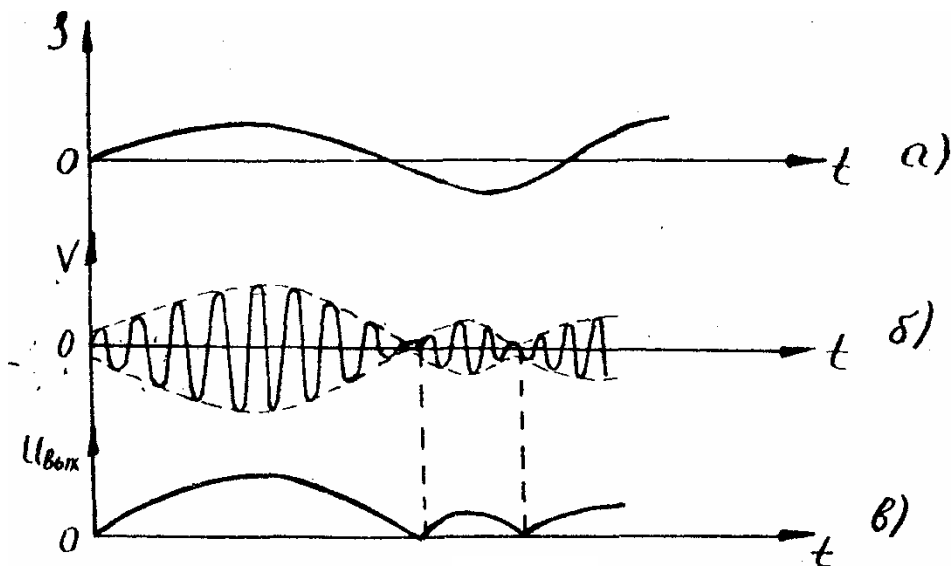


Рис. 2.15. Временное представление сигналов в процессе демодуляции при $m > 1$

Мощность канальных сигналов

Метод передачи двух боковых полос с несущей не применяется в СП с ЧРК. Основная причина этого состоит в том, что канальные сигналы СП $V(t)$ в этом случае имеют большую мощность, что приводит к возрастанию мощности, потребляемой промежуточными усилителями СП. Мощность сигнала $U(t) = A \cos \omega t$, действующего на сопротивлении R :

$$P = \frac{1}{2R} A_0^2. \quad (2.6)$$

Мощность многочастотного сигнала равна сумме мощностей его частотных компонент. В соответствии с этим мощность канального сигнала $V(t)$:

$$P_V = P_n + P_{н\bar{o}} + P_{\bar{o}o} = \frac{1}{2R}v_0^2 + \frac{1}{4R}(mv_0)^2, \quad (2.7)$$

где

$$P_{н\bar{o}} = P_{\bar{o}o} = \frac{1}{8R}(mv_0)^2. \quad (2.8)$$

Очевидно, что при $m=1$ (предельный случай, когда можно использовать детектирование),

$$\frac{P_{н\bar{o}}}{P_n} = \frac{P_{\bar{o}o}}{P_n} = \frac{U_{\bar{o}}^2}{U_n^2} = \frac{\frac{1}{8R}m^2v_0^2}{\frac{1}{2R}v_0^2} = \frac{m^2}{4}. \quad (2.9)$$

Учитывая, что $m \leq 1$, получаем: $P_{\bar{o}} = \frac{m^2 P_n}{4} \leq 0,25P_n$.

Мощность всего АМ колебания складывается из мощности несущей P_n и мощностей двух боковых: $P_{AM} = P_n + 2P_{\bar{o}}$. Следовательно,

$$P_{AM} = P_n + 2 \cdot \frac{m^2 P_n}{4} = P_n (1 + 0,5m^2) \leq 1,5P_n. \quad (2.10)$$

Из полученных соотношений видно, что средняя мощность несущей при АМ остается неизменной, а средняя мощность всего АМ-колебания возрастает на величину $2P_{\bar{o}}$; при этом мощность может возрасти не более чем в 1,5 раза. Очевидно, что с энергетической точки зрения АМ является несовершенным видом модуляции, т.к. основная мощность АМ-сигнала заключена в несущем колебании, которое не содержит полезной информации, а нижняя и верхняя боковые полосы несут одинаковую информацию.

2.7.2. Передача двух боковых полос без несущей

Модуляция

Способ передачи двух боковых полос без несущей более приемлем в МСП с ЧРК, так как в этом случае мощность канального сигнала существенно меньше по сравнению со способом передачи боковых полос с несущей:

$$P_V = P_{нб} + P_{об}. \quad (2.11)$$

Канальный сигнал формируется путем перемножения полезного сигнала и несущего колебания. Если $S(t) = A_0 \cos \Omega t$ и $U_n = v_0 \cos \omega t$, то

$$V(t) = k_{умн} S(t) \cdot U_n(t) = \frac{1}{2} k_{умн} A_0 v_0 [\cos(\omega + \Omega)t + \cos(\omega - \Omega)t]. \quad (2.12)$$

Временные и векторные диаграммы сигналов изображены на рис. 2.16.

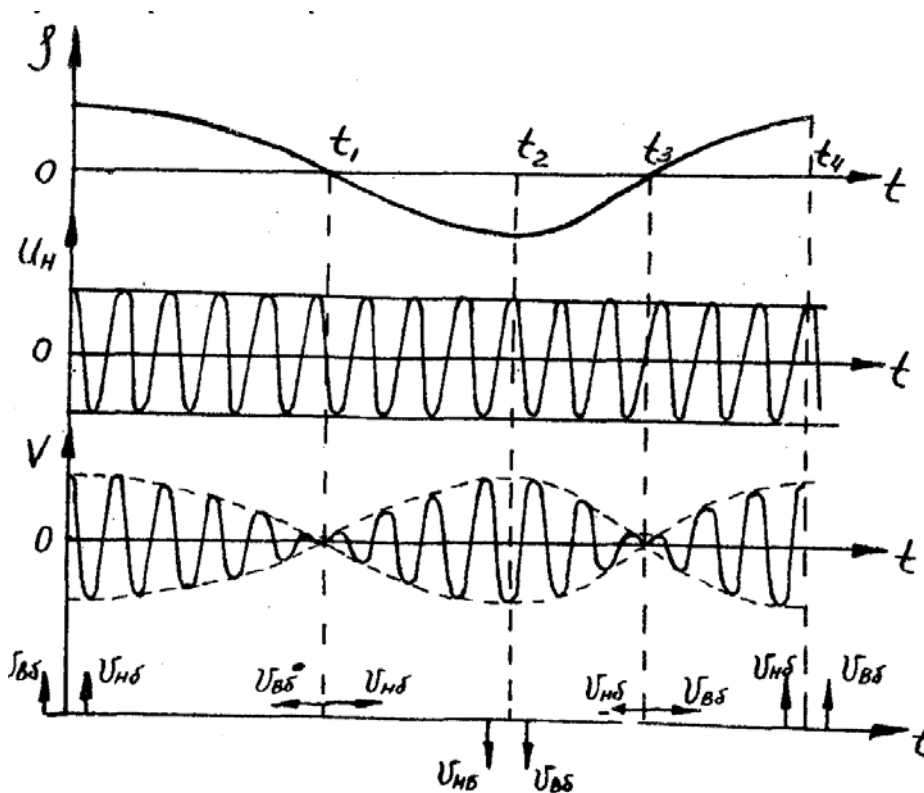


Рис. 2.16. Временное представление сигналов в процессе модуляции

Согласно векторной диаграмме в моменты времени $0, t_2, t_4$ векторы, соответствующие нижней и верхней боковым полосам, совпадают по фазе и огибающая $A(t)$ канального сигнала $V(t)$ достигает максимума. В моменты времени t_1 и t_3 векторы находятся в противофазе и $A(t)=0$.

Из рис. 2.16 видно, что передача двух боковых полос без несущей аналогична случаю перемодуляции, поэтому в этом случае детектирование на приеме нецелесообразно.

При одночастотном первичном сигнале нижняя и верхняя боковые полосы канального сигнала содержат по одной гармонической компоненте, а при многочастотном первичном сигнале эти полосы также будут состоять из множества гармонических компонент. Спектры канальных сигналов в случае одночастотного и многочастотного первичных сигналов изображены на рис. 2.17.

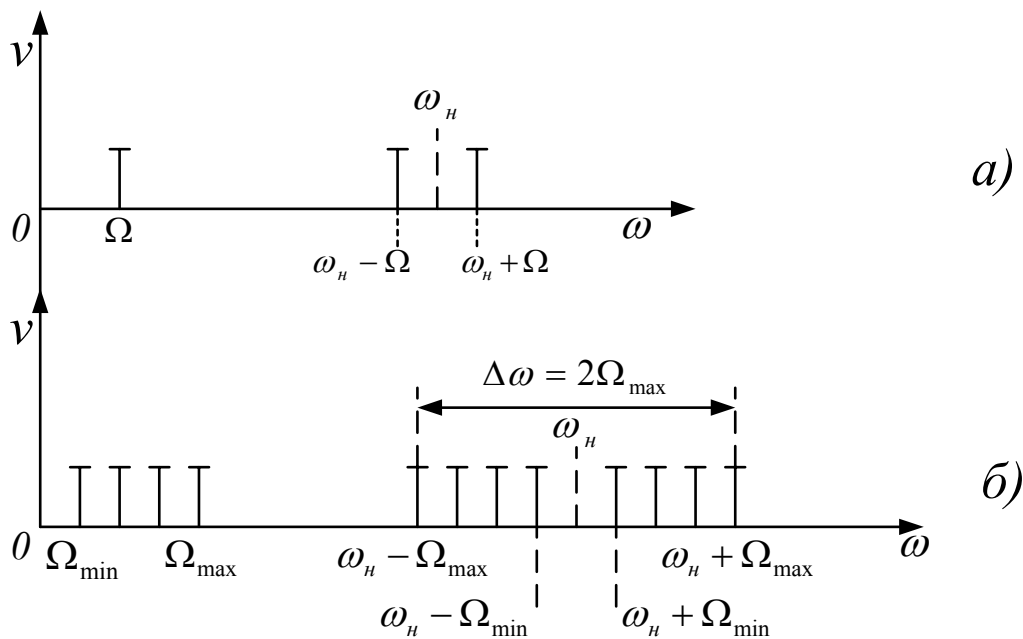


Рис. 2.17. Спектры канального и первичного сигналов

Демодуляция

Для демодуляции сигнала на приемном конце необходимо использовать перемножение канального сигнала с несущим колебанием, которое вырабатывается местным генератором. Структурная схема СП с ЧРК для этого случая представлена на рис. 2.18.

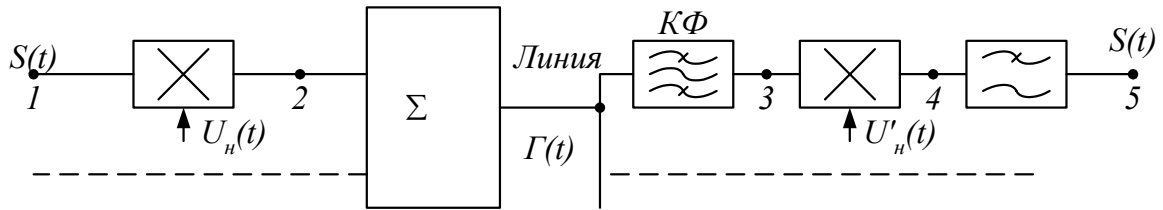


Рис. 2.18. Структурная схема системы передачи с ЧРК

Рассмотрим прохождение сигналов в одном из каналов СП, например, в первом канале. Будем считать, что несущие колебания на передаче и приеме совпадают по частоте, но отличаются по величине начальной фазы, например:

$$\left. \begin{aligned} U_n(t) &= v_0 \cos \omega t, \\ U'_n(t) &= v_0 \cos(\omega t + \varphi). \end{aligned} \right\} \quad (2.13)$$

Найдем параметры частотных компонент сигналов в отмеченных на рис. 2.18 точках и результаты сведем в таблицу 2.4.

Таблица 2.4

Параметры частотных компонент сигналов в системе передачи с ЧРК с передачей двух боковых полос без несущей

№ точки	Амплитуда	Частота	Начальная фаза
1	A_0	Ω	0
2	$0.5k_{\text{умн}} A_0 v_0$	$\omega + \Omega$	0
	$0.5k_{\text{умн}} A_0 v_0$	$\omega - \Omega$	0
3	$0.5k_{\text{умн}} A_0 v_0$	$\omega + \Omega$	0
	$0.5k_{\text{умн}} A_0 v_0$	$\omega - \Omega$	0
4	$0.25k_{\text{умн}}^2 A_0 v_0^2$	$2\omega + \Omega$	φ
	$0.25k_{\text{умн}}^2 A_0 v_0^2$	Ω	$-\varphi$
	$0.25k_{\text{умн}}^2 A_0 v_0^2$	$2\omega - \Omega$	φ
	$0.25k_{\text{умн}}^2 A_0 v_0^2$	Ω	φ
5	$0.5k_{\text{умн}}^2 \cos \varphi A_0 v_0^2$	Ω	0

В точке 1 действует одночастотный первичный сигнал. В точках 2 и 3 – двухчастотные каналные сигналы, состоящие из нижней и верхней боковых полос (для простоты примем, что амплитуды сигналов в этих точках одинаковы). В точке 4 действует сигнал, состоящий из 4-х частотных компонент, причем первые компоненты получены за счет перемножения частотной компоненты $\omega + \Omega$ и несущей $U'_n(t)$, а последующие две – за счет перемножения частотной компоненты $\omega - \Omega$ и несущей $U'_n(t)$. Здесь учтено то обстоятельство, что $\omega + \Omega > \omega$ и $\omega - \Omega < \omega$.

Через ФНЧ проходят только низкочастотные компоненты, так что в точке 5 получается сигнал

$$U_5(t) = 0,25k_{y_{\text{мн}}}^2 A_0 v_0^2 [\cos(\Omega t + \varphi) + \cos(\Omega t - \varphi)] = 0,5k_{y_{\text{мн}}}^2 A_0 v_0^2 \cos \varphi \cos \Omega t. \quad (2.14)$$

Отсюда следует, что амплитуда НЧ сигнала в точке 5 зависит от величины угла φ и если сдвиг фаз между несущими колебаниями на передаче и приеме равен $\varphi = \frac{\pi}{2}$, то низкочастотные компоненты, полученные в точке 4, оказываются противофазными и взаимно уничтожают друг друга.

Исходя из этого, можно сделать следующий вывод. Способ передачи двух боковых полос без несущей требует синхронизации по фазе несущих колебаний на передаче и приеме (синхронного детектирования). При использовании этого метода передачи в N -канальных системах необходимо иметь N синхронных несущих колебаний. Это обстоятельство является основным препятствием для использования метода передачи 2-х боковых без несущей в СП с ЧРК.

2.7.3. Передача одной боковой полосы без несущей

В случае передачи двух боковых полос без несущей, при их перемножении, на приеме возникают два низкочастотных продукта, которые при отсутствии синхронизации на передающем и приемном концах могут взаимно уничтожаться. Поэтому целесообразно подавлять одну из боковых полос. В СП с ЧРК в настоящее время используются следующие способы формиро-

вания одной боковой полосы (ОБП): фильтровый и фазоразностный. Наиболее широкое распространение получил фильтровый способ. В случае передачи широкополосных сигналов, например в телевидении, используется передача АМ-сигналов с асимметричными боковыми полосами.

Фильтровый способ формирования ОБП

Фильтровый способ формирования ОБП осуществляется с помощью устройства, структурная схема которого изображена на рис. 2.19.

Канальный фильтр на передаче служит для подавления ненужной боковой полосы. Канальный фильтр на приеме служит для разделения канальных сигналов.

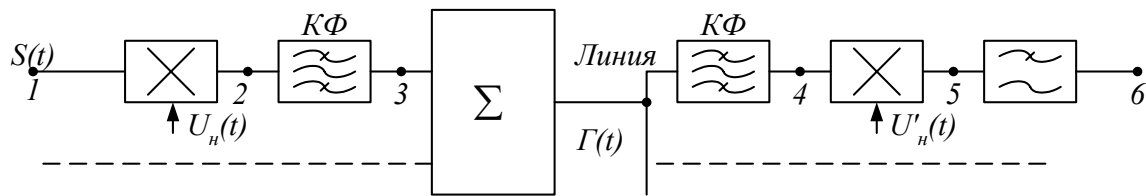


Рис 2.19. Структурная схема устройства формирования ОБП фильтровым способом

АЧХ канального фильтра и спектры сигналов в точках 2 и 3 представлены на рис. 2.20.

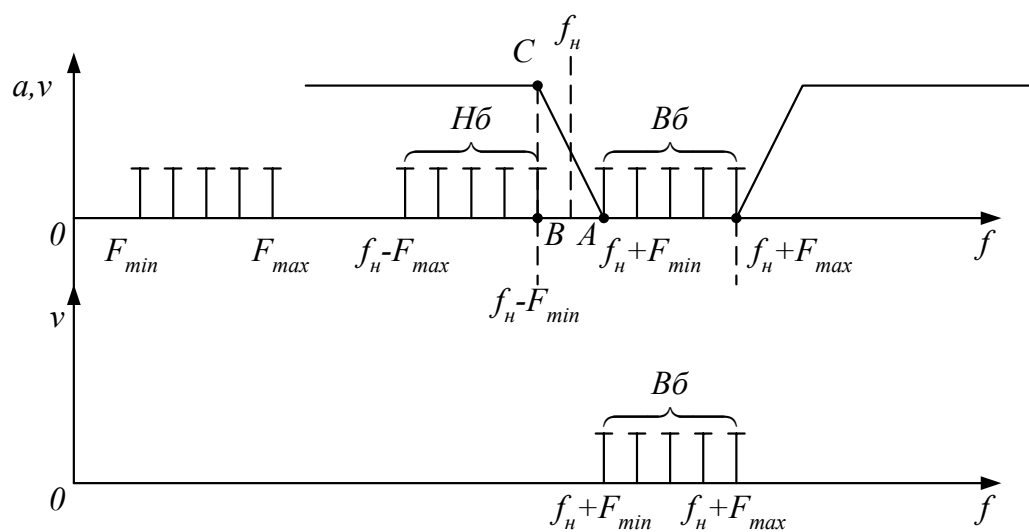


Рис. 2.20. АЧХ канального фильтра и спектры сигналов

Как видно из этого рисунка, частотные компоненты нижней боковой полосы попадают в полосу заграждения КФ и полностью подавляются.

Скорость нарастания затухания фильтра ν определяется из треугольника ABC:

$$\nu = \frac{60}{2F_{\min}}, \quad (\text{дБ/Гц}). \quad (2.15)$$

Относительная полоса расфилтровки:

$$\delta_f = \frac{2F_{\min}}{f_n}. \quad (2.16)$$

Из этих формул видно, что чем меньше F_{\min} и чем больше f_n , тем труднее реализовать фильтр, формирующий ОБП. Аналогично можно подавить верхнюю боковую полосу частот и передавать нижнюю.

Пусть передается верхняя боковая полоса, причем для простоты записи будем считать, что сигнал, проходя из точки 3 в точку 4, не изменяет своей амплитуды.

Фильтр низких частот на приеме подавляет сигналы верхней боковой полосы, возникавшей после перемножения на приеме канального сигнала и несущей. Из-за отсутствия синхронизации несущих колебаний на передаче и приеме начальные фазы сигналов в точках 1 и 6 отличаются друг от друга на величину $-\varphi$, т.е. имеют место фазовые искажения в канале связи. При передаче телефонных сигналов эти искажения не представляют опасности. Параметры частотных компонент сигналов в различных точках схемы сведены в таблице 2.5.

Канальные фильтры являются дорогостоящими устройствами. Обычно в них используется кварцевые фильтры, отличающиеся высокой добротностью. Важным достоинством фильтрового способа формирования ОБП является относительно небольшая полоса частот, занимаемая спектром канального сигнала:

$$\Delta\omega = \Omega_{\max} - \Omega_{\min}. \quad (2.17)$$

Таблица 2.5

Параметры частотных компонент сигналов
в системе передачи с ЧРК с передачей
одной боковой полосы без несущей

№ точки	Амплитуда	Частота	Начальная фаза
1	A_0	Ω	0
2	$0.5k_{умн} A_0 v_0$	$\omega + \Omega$	0
	$0.5k_{умн} A_0 v_0$	$\omega - \Omega$	0
3	$0.5k_{умн} A_0 v_0$	$\omega + \Omega$	0
4	$0.5k_{умн} A_0 v_0$	$\omega + \Omega$	0
5	$0.25k_{умн}^2 A_0 v_0^2$	$2\omega + \Omega$	φ
	$0.25k_{умн}^2 A_0 v_0^2$	Ω	$-\varphi$
6	$0.5k_{умн}^2 A_0 v_0^2$	Ω	$-\varphi$

3. МСП с временным разделением каналов

3.1. Принцип временного разделения каналов

Временной способ разделения каналов основан на поочередной передаче различных сигналов по одной линии. Идея способа иллюстрируется упрощенной схемой системы передачи, изображенной на рис. 3.1.

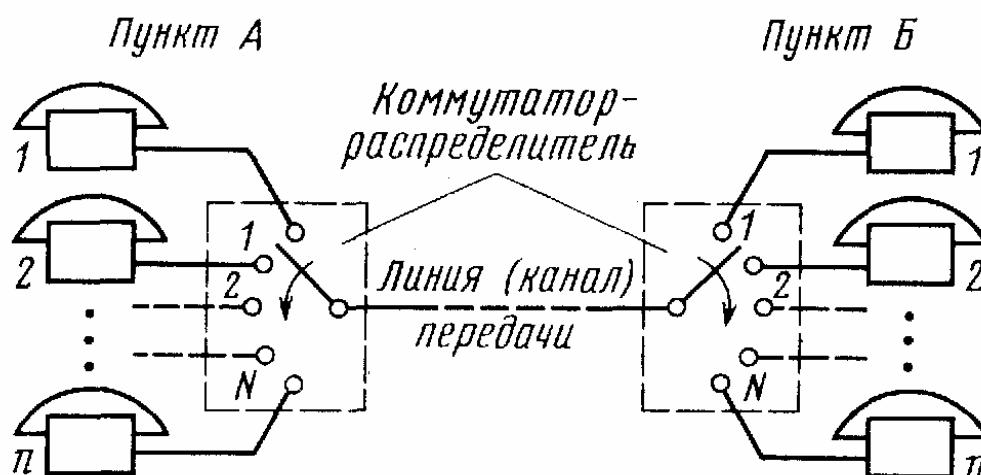


Рис. 3.1. Принцип временного разделения каналов

Система обеспечивает передачу N сигналов по одной линии, поочередно соединяя N пар телефонных аппаратов. Соответствующие пары телефонных аппаратов подключаются к линии (каналу) передачи поочередно с помощью двух специальных коммутаторов-распределителей, работающих синхронно и синфазно. Коммутатор-распределитель сначала подключает к линии первую пару телефонных аппаратов, затем вторую, третью и т. д. до N -й пары. При этом каждая пара подключается к линии на определенный короткий промежуток времени. После подключения к линии N -й пары телефонных аппаратов процесс повторяется, т. е. снова подключается первая пара, вторая и т. д. Следовательно, системы с ВРК работают непрерывно и циклично. Переключение производится с такой скоростью, чтобы абоненты не замечали перерывов в связи. Структурная схема системы передачи с ВРК представлена на рис. 3.2.

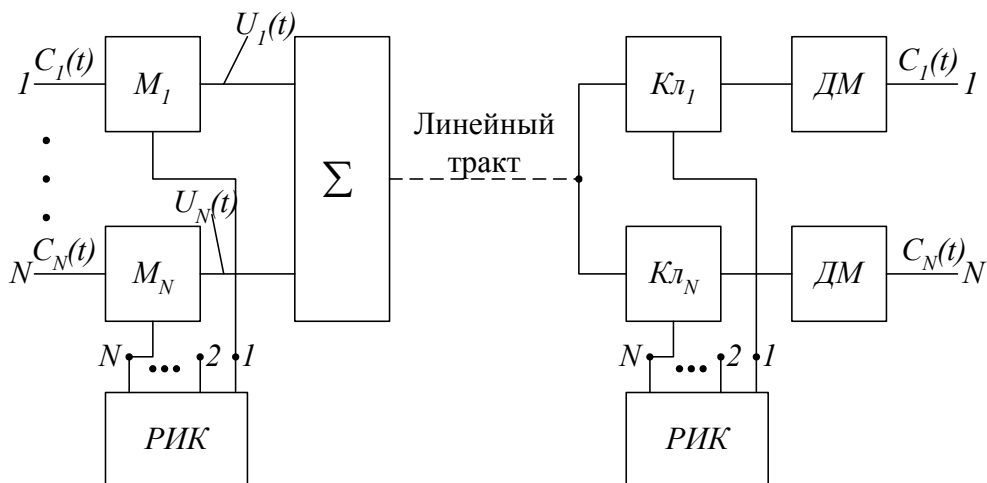


Рис. 3.2. Структурная схема системы передачи с ВРК

Подключение каждого из каналов происходит с периодом дискретизации T_δ равным длительности цикла передачи и с частотой дискретизации $F_\delta = 1/T_\delta$. В N -канальной системе каждый цикл разбивается на N канальных интервалов (КИ) длительностью $\Delta t_{ки} = T_\delta/N$, в пределах которых передается информация соответствующего канала.

Работой ключей управляют периодические последовательности импульсов, вырабатываемых распределителем канальных импульсов (РИК). Для правильного соединения источников с приемниками ключи на концах цепи должны работать синхронно. На рис. 3.3. представлена временная диаграмма импульсных сигналов на выходах РИК.

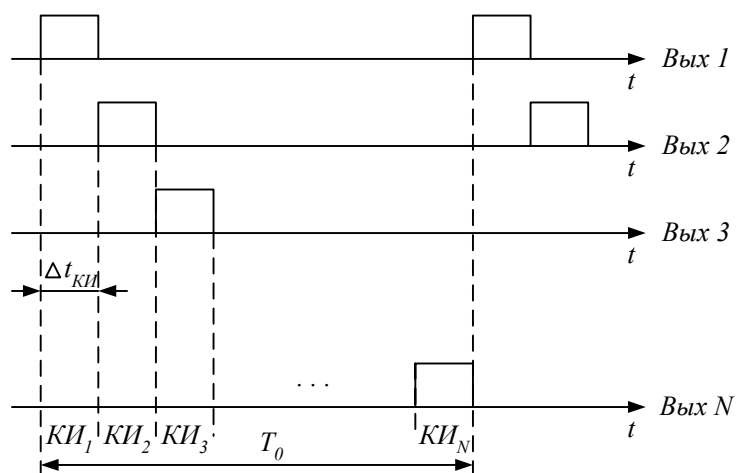


Рис. 3.3. Временная диаграмма сигналов на выходах РИК

Из вышеуказанного следует, что в системах с ВРК первичные сигналы подвергаются квантованию по времени, т.е. дискретизации. Импульсы, управляющие работой квантующих и разделяющих ключей, в системе с ВРК можно рассматривать в качестве переносчиков $r_i(t)$, а сами ключи – в качестве перемножителей. Следовательно, каналные сигналы можно представить в виде $u_i(t) = c_i(t)r_i(t)$. Иначе говоря, операция квантования по времени может рассматриваться как модуляция по амплитуде импульсного переносчика, т.е. амплитудно-импульсная модуляция (АИМ). В качестве разделительного параметра здесь выступают неперекрывающиеся промежутки времени, отводимые для передачи каналных сигналов на периоде дискретизации T_δ .

Возможность передачи сообщений импульсными методами обосновывается теоремой Котельникова (Найквиста). Частотный спектр последовательности отсчетов каналного сигнала $u(t)$ является периодической функцией частоты и представляет собой сумму частотных спектров непрерывной функции первичного сигнала $c(t)$, смещенных друг относительно друга на величину частоты дискретизации.

На рис. 3.4. представлены спектры непрерывного сигнала $c(t)$ и его отсчетов при различных соотношениях между граничной частотой непрерывного сигнала ω_c и частотой дискретизации Ω_δ .

На рис 3.4а изображен спектр непрерывного сигнала $S_c(\omega)$ с граничной частотой ω_c . Если частота дискретизации удовлетворяет условию $\Omega_\delta > 2\omega_c$, то участки спектра сигнала $u(t)$ разделены друг от друга полосой $\Delta\omega = \Omega_\delta - 2\omega_c$. Если в этом случае последовательность отсчетов $u(t)$ пропустить через ФНЧ, то через него пройдет только низкочастотная часть спектра, совпадающая со спектром $S_c(\omega)$ сигнала $c(t)$. Иначе говоря, на выходе фильтра будет восстановлен исходный сигнал $c(t)$.

При $\Omega_\delta < 2\omega_c$ происходит периодическое наложение смещенных по оси частот спектров исходного сигнала и его выделение без искажений невозможно. При частоте дискретизации,

соответствующей теореме Котельникова $\Omega_0 = 2\omega_c$, смещенные спектры вплотную прилегают друг к другу. В этом случае для восстановления исходного сигнала требуется идеальный ФНЧ, который нельзя реализовать физически. На практике выбирают $\Omega_0 = (2.3 \div 2.4)\omega_c$.

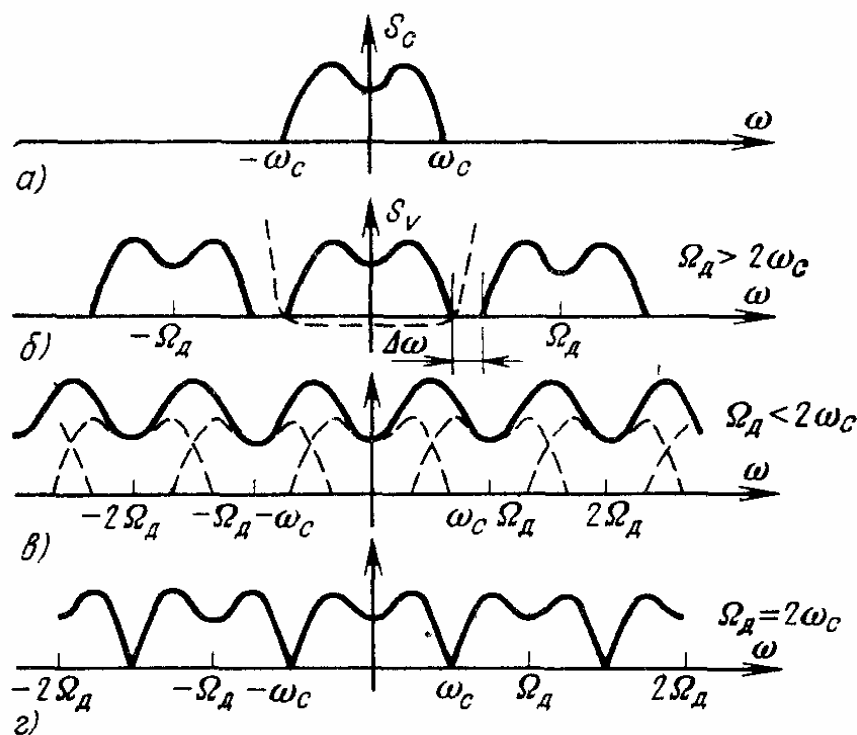


Рис. 3.4. Спектры непрерывного сигнала и последовательности его отсчетов

В аппаратуре, предназначенной для передачи телефонных сигналов при граничной частоте полезного сигнала равной $F_c = 3400$ Гц, частота дискретизации равна $F_0 = 8000$ Гц, которой соответствует период дискретизации $T_0 = 125$ мкс.

3.2. Методы импульсной модуляции

3.2.1. Характеристики импульсной последовательности

В многоканальных системах с разделением по времени в качестве переносчиков используются периодические последовательности импульсов. С их помощью по линии связи передают-

ся сведения о величине отсчетных значений сигналов $c(t)$, поступающих на входы каналов.

На рис. 3.5 показан вид периодической импульсной последовательности.

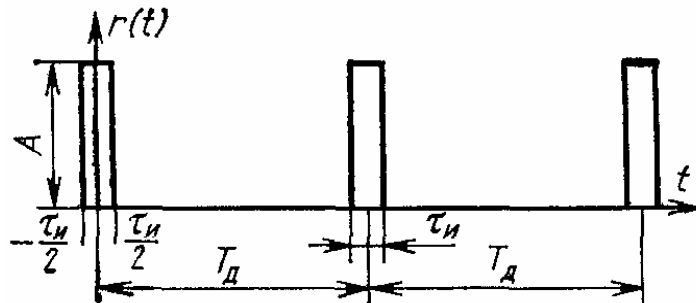


Рис. 3.5. Импульсный переносчик

Последовательность прямоугольных импульсов одного знака характеризуется следующими основными параметрами:

- амплитуда импульса A ;
- длительность импульса τ_u ;
- тактовая частота $F_\circ = 1/T_\circ$ (круговая тактовая частота $\Omega_\circ = 2\pi/T_\circ$);
- положение (фаза) импульсов относительно тактовых точек $t_i = iT_\circ$, $i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

Отношение $T_\circ/\tau_u = q$ называется скважностью.

В системах связи с временным уплотнением сообщения передают, модулируя какой-либо из параметров. Таким образом можно получить несколько видов импульсной модуляции.

3.2.2. Разновидности импульсной модуляции

При амплитудно-импульсной модуляции (АИМ) амплитуда импульсов изменяется в соответствии с амплитудой модулируемого сигнала, при этом длительность и положение импульсов остаются неизменными. Различают два вида амплитудно-импульсной модуляции: первого рода (АИМ–I) и второго рода (АИМ–II). На рис. 3.6 а и б показаны, соответственно, случаи амплитудно-импульсной модуляции первого (АИМ–I) и второго (АИМ–II) рода, где $c(t)$ - модулирующий сигнал.

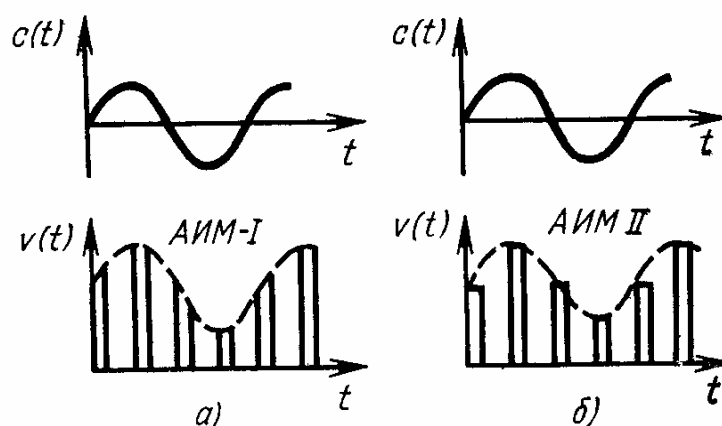


Рис. 3.6. АИМ-I и АИМ-II

При АИМ-I мгновенное значение амплитуды импульсов зависит от мгновенного значения амплитуды непрерывного сигнала, при АИМ-II амплитуда каждого отсчета неизменна и равна значению непрерывного сигнала в момент начала отсчета. Если длительность АИМ отсчетов τ_u много меньше периода их следования T_δ , т.е. скважность $q = T_\delta / \tau_u \gg 1$, то разница между АИМ-1 и АИМ-2 оказывается несущественной. Это условие выполняется в системах передачи с ВРК, так как длительность канальных импульсов должна выбираться из условия $\tau_u \leq T_\delta / N$, где N - число каналов.

Для широотно-импульсной модуляции (ШИИМ) характерно изменение длительности импульсов пропорционально амплитуде исходного непрерывного сигнала, при этом амплитуда импульсов остается постоянной. Различают одностороннюю (рис. 3.7а) и двустороннюю (рис. 3.7б) ШИИМ.

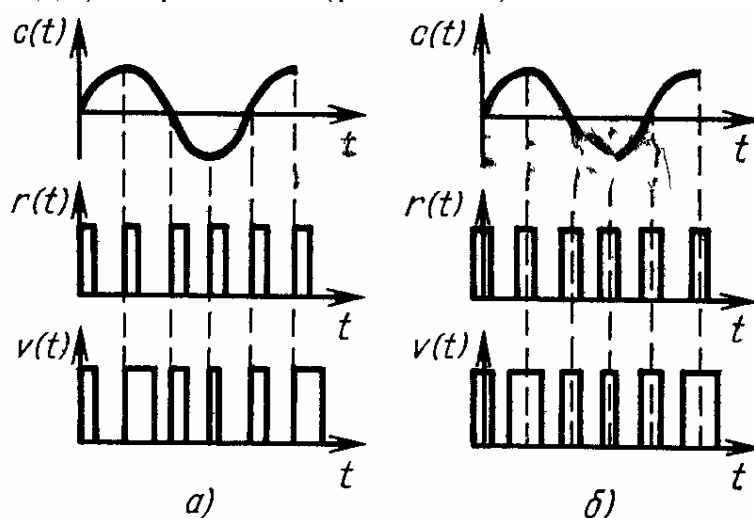


Рис. 3.7. Широотно-импульсная модуляция

При односторонней ШИМ изменение длительности импульса происходит только за счет перемещения одного из его фронтов. При двусторонней ШИМ перемещаются и передний, и задний фронты импульсов симметрично относительно их центра, соответствующего тактовым точкам.

Для временной импульсной модуляции (ВИМ) характерно смещение импульсов во времени относительно тактовых точек на величину, пропорциональную амплитуде передаваемого сигнала. Различают два вида ВИМ: фазоимпульсная модуляция (ФИМ) и частотно-импульсная модуляция (ЧИМ) (рис. 3.8).

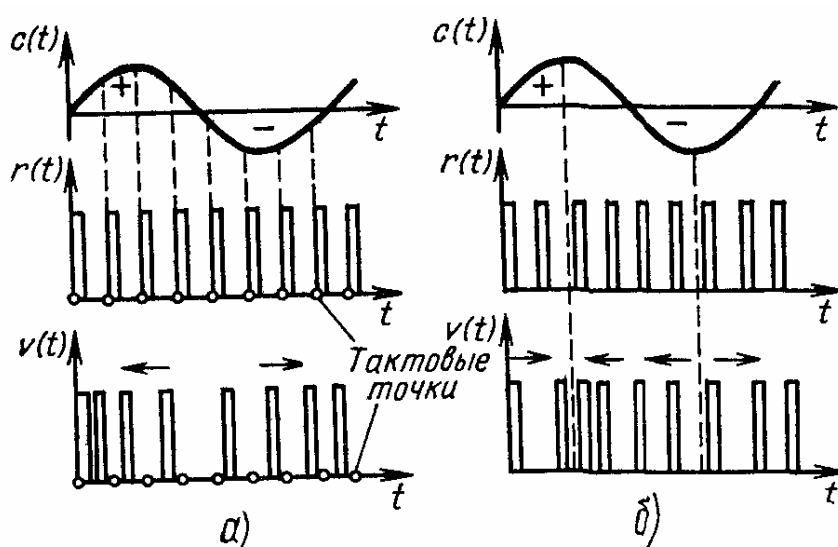


Рис. 3.8. Фазоимпульсная и частотно-импульсная модуляции

При ФИМ величина сдвига импульсов относительно тактовых точек определяется амплитудой отсчетных значений исходного сигнала. Если, например, модулируемый сигнал $c(t) = \sin \omega t$, то при ФИМ величина временного сдвига k -го импульса определяется выражением $\Delta \tau_k = \Delta \tau_{\max} \sin \omega t_k$, где $\Delta \tau_{\max}$ — максимальный сдвиг импульсов.

При ЧИМ частота следования импульсов пропорциональна амплитуде отсчетных значений исходного сигнала. Величина частотного сдвига определяется выражением $\Delta \Omega_k = \Delta \Omega_{\max} \sin \omega t_k$, где $\Delta \Omega_{\max}$ — максимальная девиация частоты следования импульсов.

3.3. Квантование сигнала по уровню

3.3.1. Равномерное квантование

АИМ-сигнал является дискретным по времени, но непрерывным по уровню, так как амплитуда отсчетов может принимать бесконечное множество значений. В связи с этим возникает задача ограничения числа возможных значений амплитуд АИМ-отсчетов конечным множеством, содержащим определенное число "разрешенных" амплитудных значений (уровней) $N_{кв}$. Эта задача решается в процессе квантования сигнала по уровню, при котором истинное значение каждого АИМ-отсчета заменяется ближайшим разрешенным значением. Операции квантования по уровню и кодирования, как правило, осуществляются в одном устройстве, называемом аналого-цифровым преобразователем (АЦП) или кодером.

Кроме общего числа уровней квантования $N_{кв}$ квантующее устройство характеризуется шагом квантования и напряжением ограничения. Шагом квантования q называется разность между двумя соседними разрешенными уровнями. Напряжением ограничения $U_{огр}$ определяет максимальное значение амплитуды отсчета, подвергаемого квантованию. Квантование называется равномерным, если шаг квантования во всем диапазоне изменений амплитуды сигналов остается постоянным, т. е. $q = \text{const}$.

На рис. 3.9 приведена временная диаграмма, поясняющая принцип равномерного квантования однополярных сигналов, а на рис. 3.10 – амплитудная характеристика квантующего устройства $U_{вых} = f(U_{вх})$.

Квантование осуществляется следующим образом. Если амплитуда отсчета в пределах двух соседних разрешенных уровней превышает половину шага квантования $q/2$, то амплитуда отсчета изменяется в большую сторону, если меньше половины шага квантования - в меньшую сторону. Таким образом, операция квантования аналогична операции округления чисел, а следовательно, неизбежно приводит к возникновению ошибки,

причем устранить эту ошибку на приеме не представляется возможным. Ошибкой квантования называется разность между истинным значением отсчета и его квантованным значением: $\xi_{кв}(t) = U(t) - U_{кв}(t)$.

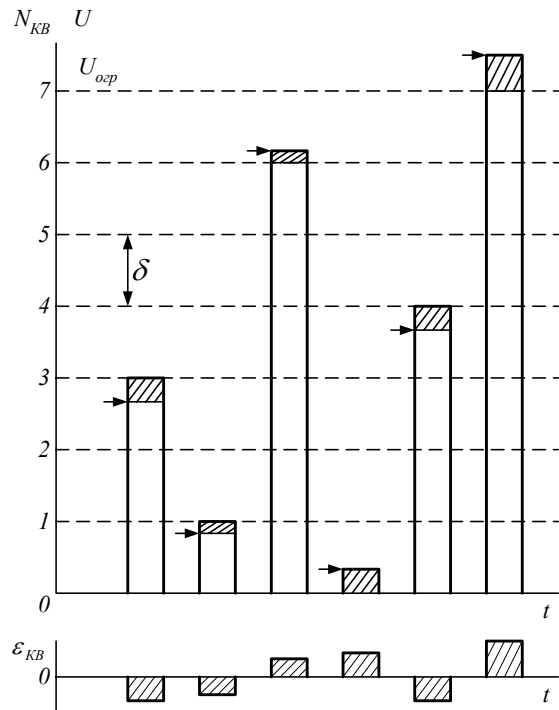


Рис. 3.9. Принцип равномерного квантования

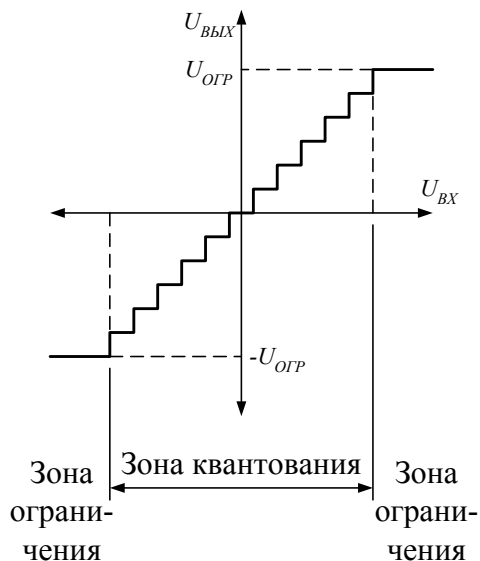


Рис. 3.10. Амплитудная характеристика квантующего устройства при равномерном квантовании

На рис 3.9 истинное значение амплитуды каждого АИМ-отсчета (до операции квантования) указано стрелкой. Очевидно, что вне зависимости от амплитуды отсчета $|\xi_{кв}(t)| \leq q/2$. Средняя мощность шумов квантования при равномерном квантовании $P_{ш.кв} = q^2/12$.

Амплитудная характеристика квантующего устройства (рис. 3.10) содержит две основные зоны: зона квантования и зона ограничения. В случае $|U_{вх}| > |U_{огр}|$ на выходе устройства квантования формируется отсчет с амплитудой равной $U_{огр}$. При этом возникают шумы ограничения, мощность которых значительно больше мощности шумов квантования. Поэтому

необходимо применять меры, предотвращающие перегрузку квантователя.

Основной недостаток равномерного квантования заключается в следующем. Мощность шума квантования не зависит от величины сигнала. Защищенность от шумов квантования определяется как отношение сигнал-шум квантования: $A_{з.кв} = 10 \lg P_c / P_{ш.кв} = p_c - p_{ш.кв}$. Тогда защищенность от шумов квантования оказывается небольшой для слабых сигналов и возрастает при увеличении уровня сигнала. Для повышения защищенности необходимо уменьшить шаг квантования, т.е. увеличить число разрешенных уровней. При уменьшении шага квантования q в 2 раза мощность шумов квантования $P_{ш.кв}$ уменьшается в 4 раза, а защищенность $A_{з.кв}$ возрастает на 6 дБ (рис. 3.11).

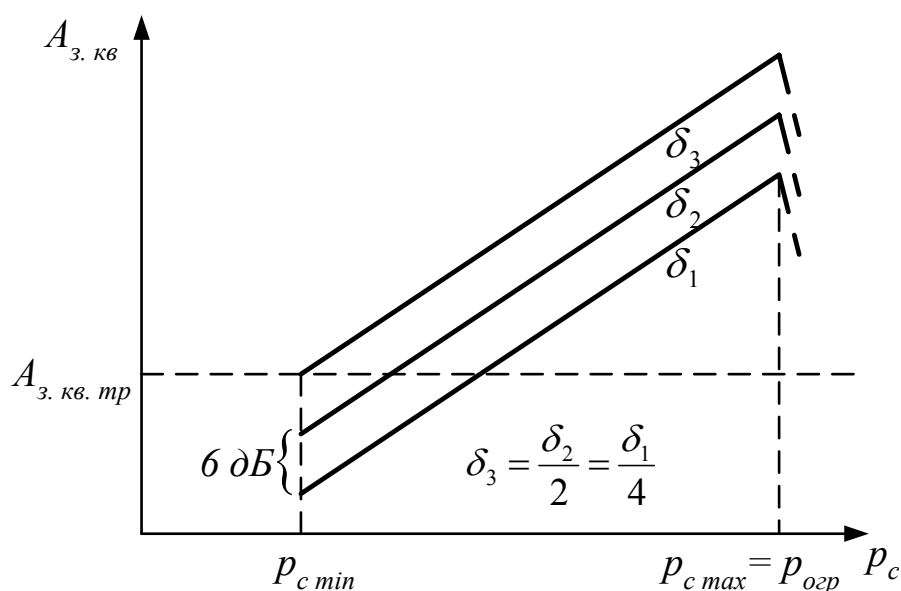


Рис. 3.11. Зависимость $A_{з.кв} = f(p_c)$ при равномерном квантовании

При $U_{вх} > U_{огр}$, т.е. при $p_c > p_{огр}$ защищенность от шумов резко падает за счет попадания сигнала в зону ограничения.

Для обеспечения минимально допустимой защищенности от шумов квантования равной 30 дБ для кодирования сигнала требуется 12 разрядов ($N_{кв} = 4096$). При этом защищенность для сигналов с максимальной амплитудой будет более чем на 30 дБ превышать минимально допустимое значение.

Большое число разрядов в коде приводит к усложнению аппаратуры и увеличению тактовой частоты. Устранить этот недостаток позволяет использование неравномерного квантования, которое используется в современных ЦСП.

3.3.2. Неравномерное квантование

Сущность неравномерного квантования заключается в том, что для слабых уровней сигнала шаг квантования выбирается минимальным и постепенно увеличивается, достигая максимального значения для наибольшего уровня сигнала (рис. 3.12).

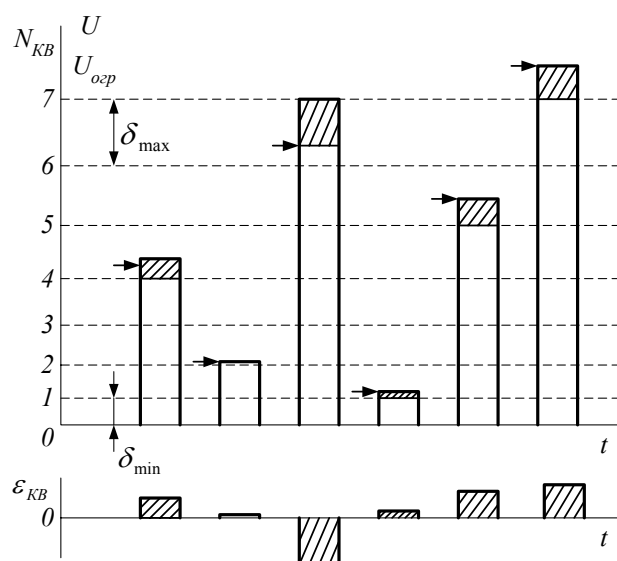


Рис. 3.12. Принцип неравномерного квантования

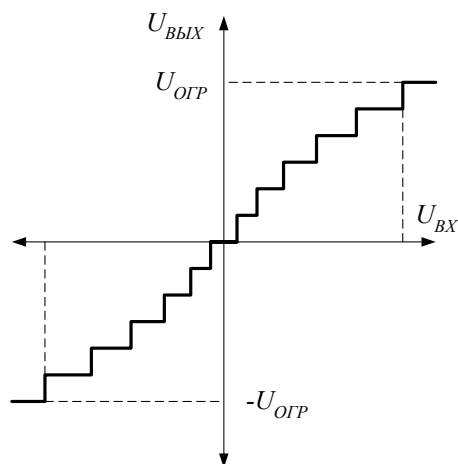


Рис. 3.13. Амплитудная характеристика квантующего устройства при неравномерном квантовании

На рис. 3.13 приведена амплитудная характеристика квантователя при неравномерном квантовании.

При этом для слабых сигналов мощность шума квантования $P_{ш.кв}$ уменьшается, а для сильных - возрастает, что приводит к увеличению защищенности $A_{з.кв}$ для слабых сигналов и ее снижению для сильных сигналов, которые имели большой запас по помехозащищенности (см. рис. 3.11). В результате удается снизить разрядность кода до $m=8$ ($N_{кв}=256$), обеспечив при этом выполнение требований к защищенности от шумов квантования в широком динамическом диапазоне сигнала D_c (рис 3.14).

Таким образом, происходит выравнивание защищенности $A_{з.кв}$ в широком диапазоне изменения уровней сигнала.

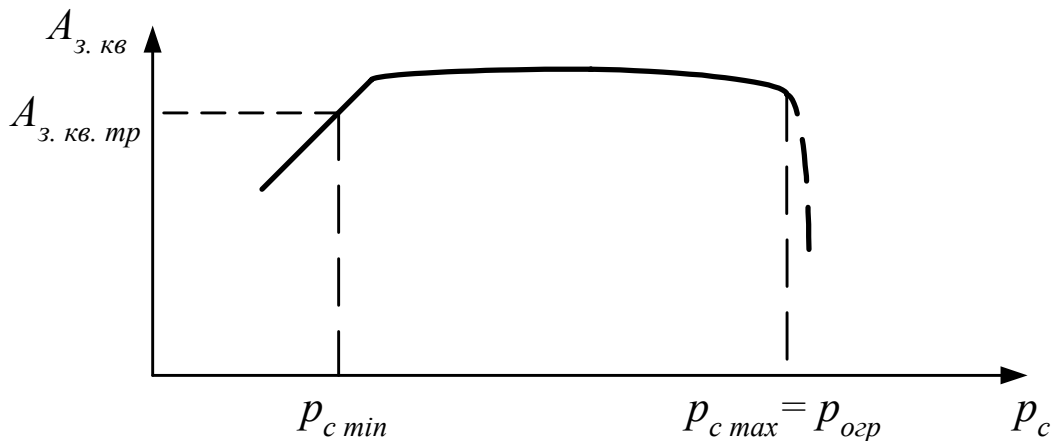


Рис. 3.14. Зависимость $A_{з.кв} = f(p_c)$ при неравномерном квантовании

3.4. Нелинейное кодирование сигналов

Наиболее часто в современных ЦСП используются нелинейные кодеки, для удобства реализации которых на цифровых схемах целесообразно отказаться от плавной характеристики компрессии и заменить ее сегментированной характеристикой, представляющей собой кусочно-ломаную аппроксимацию плавной характеристики компрессии.

На рис. 3.15 приведена сегментированная характеристика компрессии для положительных сигналов (для области отрицательных значений сигнала она имеет аналогичный вид).

Формально общее число сегментов на полной характеристике (для отрицательных и положительных сигналов) составляет 16, однако четыре центральных сегмента (по два в положительной и отрицательной областях) фактически образуют один сегмент, вследствие чего фактическое число сегментов равно 13. Такую характеристику называют характеристикой компрессии типа А. Каждый из сегментов характеристики (см. рис. 3.15) содержит 16 шагов квантования, а их общее число равно 256 (по 128 для каждой полярности сигнала). При этом принята следующая нумерация сегментов N_c и шагов квантования N_u внутри каждого сегмента: $N_c=0, 1, 2, \dots, 7$ и $N_u=0, 1, 2, \dots, 15$. Внутри каждого

сегмента шаг квантования оказывается постоянным, т. е. осуществляется равномерное квантование, а при переходе к сегменту с большим порядковым номером шаг квантования увеличивается в 2 раза. Самый маленький шаг квантования (q_0) соответствует двум первым сегментам ($N_c=0, 1$) и равен $q_0 = 2^{-11}U_{огр}$.

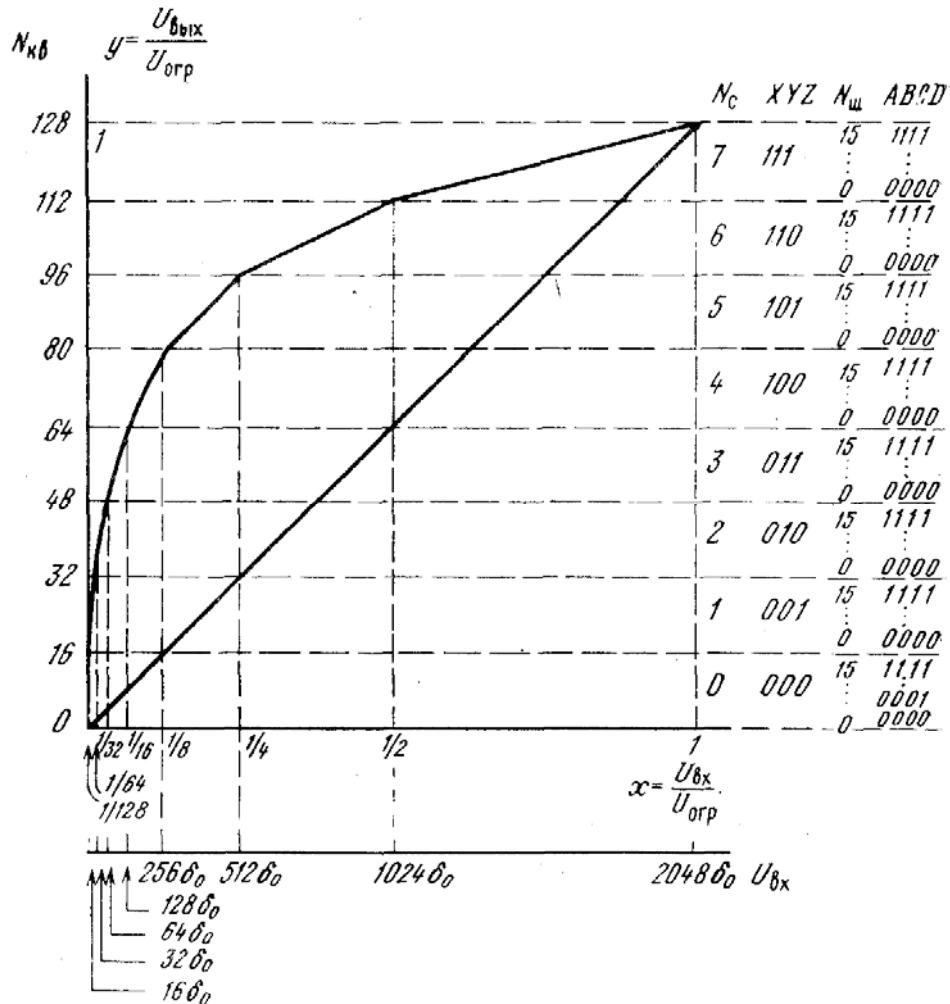


Рис. 3.15. Характеристика компандирования типа $A = 87,6/13$

Шаг квантования в i -м сегменте определяется с помощью соотношения

$$q_i = \begin{cases} q_0 & \text{при } i = 0,1, \\ q_0 2^{i-1} & \text{при } i = 2,3,\dots,7. \end{cases} \quad (3.1)$$

На рис 3.16 представлена зависимость защищенности шума квантования $A_{з,кв}$ от уровня сигнала p_c для характеристики компрессии типа A .

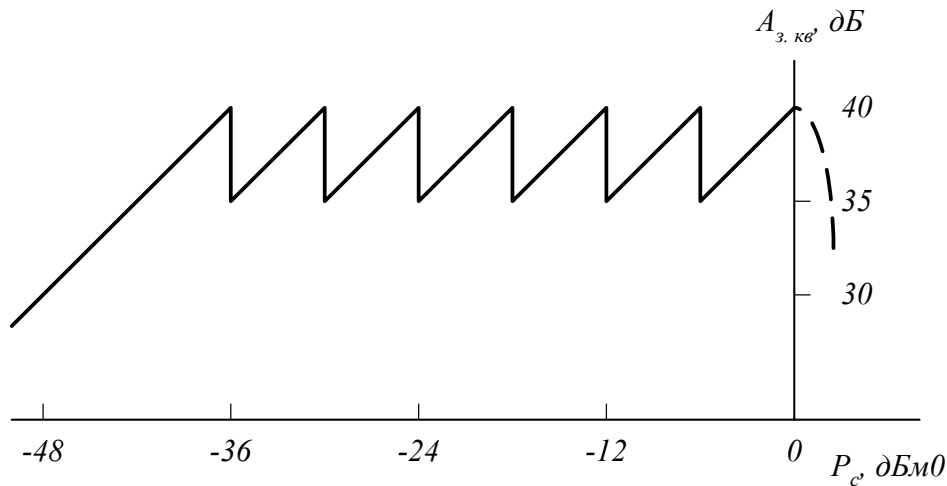


Рис. 3.16. Зависимость $A_{з.кв} = f(p_c)$

Для слабых сигналов, не выходящих за пределы нулевого и первого сегментов, осуществляется равномерное квантование с минимальным шагом квантования q_0 . Здесь с ростом уровня сигнала p_c увеличивается защищенность шума квантования $A_{з.кв}$. При переходе ко второму сегменту шаг квантования увеличивается в 2 раза, т. е. становится равным $2q_0$, вследствие чего $A_{з.кв}$ резко уменьшается, а затем в пределах данного сегмента увеличивается с ростом уровня сигнала p_c , так как внутри сегмента осуществляется равномерное квантование. Такой характер изменения защищенности $A_{з.кв}$ наблюдается при переходе ко всем последующим сегментам. После попадания сигнала в зону ограничения защищенность резко падает за счет перегрузки кодера.

Структура кодовой комбинации, формируемой на выходе кодера с характеристикой A , имеет вид PXYZABCD, где P – знаковый символ (1 – для положительных сигналов, 0 – для отрицательных); XYZ – символы кода номера сегмента N_c ; ABCD – символы кода номера шага внутри сегмента $N_{ш}$ (см. рис. 3.15).

Если, например, положительный отсчет на входе кодера имеет амплитуду, соответствующую девятому шагу квантования в шестом сегменте, то на выходе кодера будет сформирована комбинация 11101001 (P=1, XYZ=110, ABCD=1001).

4. Цифровые системы передачи с ИКМ

4.1. Общие принципы построения цифровых систем передачи с ИКМ

В настоящее время на сетях электросвязи нашей страны идет широкое внедрение цифровых систем передачи (ЦСП). Независимо от модификации системы имеют общие принципы построения и используют ИКМ-сигналы. В основе их построения лежат первичные системы ИКМ, которые являются ЦСП первой ступени. Структурная схема ЦСП первой ступени приведена на рис. 4.1.

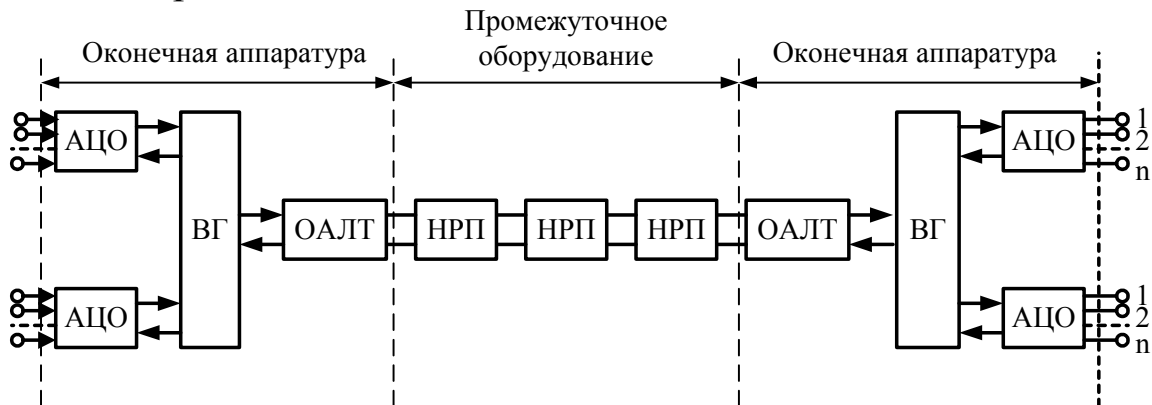


Рис. 4.1. Структурная схема ЦСП первой ступени

Основными элементами ЦСП являются: оконечное, линейное и промежуточное оборудование. Оконечное оборудование устанавливается на станциях и состоит из аналога-цифрового оборудования (АЦО), устройства временного группообразования (ВГ) и оконечной аппаратуры линейного тракта (ОАЛТ).

Промежуточное оборудование системы включает в себя аппаратуру, обеспечивающую регенерацию и усиление групповых ИКМ-сигналов. Комплекты этой аппаратуры устанавливаются вдоль трассы линий связи с определенным интервалом. Места установки промежуточного оборудования называются регенеративными пунктами, которые бывают необслуживаемыми (НРП) и обслуживаемыми (ОРП). Контроль за работой аппаратуры этих пунктов, а также их дистанционное питание

обеспечивает оборудование линейного тракта, входящее в состав оконечного оборудования.

Цифровые системы передачи первой ступени производят дискретизацию, квантование, кодирование и объединение 30 индивидуальных телефонных сигналов в один групповой ИКМ-сигнал со следующими параметрами: цикл передачи $T=125$ мкс; частота дискретизации $f_d=8$ кГц; скорость передачи информации 2048 кбит/с. За период $T=125$ мкс в канал передаются 30 восьмиразрядных комбинаций двоичных импульсов, соответствующих мгновенным значениям 30 телефонных сигналов. Кроме этого в каждом цикле в канал передаются две восьмиразрядные комбинации, предназначенные для согласования работы передающего и приемного оборудования. Поэтому цикл имеет 32 одинаковых по длительности канальных интервала $T_{ки}$, в каждом из которых передаются по восемь двоичных импульсов (рис. 4.2).

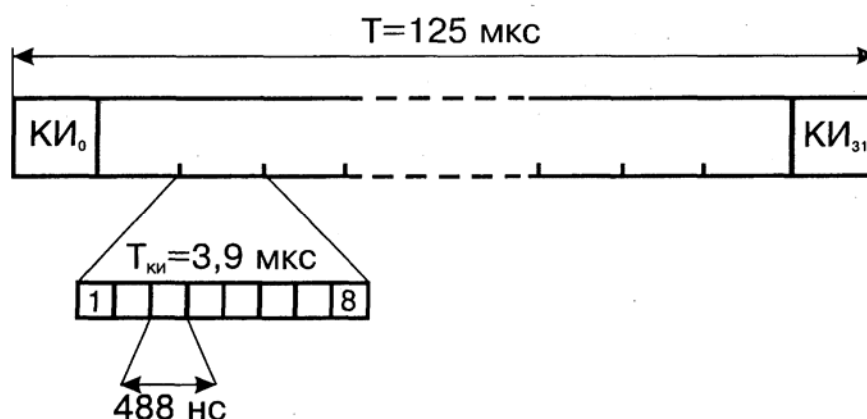


Рис. 4.2. Структура цикла в системе ИКМ-30

При передаче телефонных сигналов в ЦСП с использованием ИКМ формирование группового цифрового сигнала предусматривает последовательное выполнение ряда основных операций (рис.4.3).

К основным операциям при формировании группового цифрового сигнала относятся:

- дискретизация индивидуальных телефонных сигналов по времени, в результате чего формируется импульсный сигнал, модулированный по амплитуде, т.е. АИМ-сигнал;

- объединение N индивидуальных АИМ-сигналов в групповой АИМ-сигнал с использованием принципов временного разделения каналов;
- квантование группового АИМ-сигнала по уровню;
- последовательное кодирование отсчетов группового АИМ-сигнала, в результате чего формируется групповой ИКМ-сигнал, т.е. цифровой сигнал.



Рис. 4.3. Принцип формирования цифрового группового сигнала

4.2. Оконечная станция цифровой системы передачи с ИКМ

В состав оконечной станции аппаратуры ЦСП, предназначенной для передачи телефонных сигналов, входит индивидуальное и групповое оборудование. Узлы индивидуального оборудования всех N каналов однотипны, и на рис. 4.4 показано индивидуальное оборудование только для одного канала.

Работой всех основных узлов оконечной станции управляет генераторное оборудование (ГОпер и ГОпр), формирующее все необходимые импульсные последовательности, следующие с различными частотами (например, с частотой дискретизации F_{δ} , тактовой частотой F_T и др.).

Сигнал от абонента поступает на двухпроводный вход канала и далее через дифференциальную систему (ДС) в тракт передачи. Передающая часть индивидуального оборудования каждого канала содержит усилитель низкой частоты (УНЧпер), фильтр нижних частот (ФНЧпер) и амплитудно-импульсный модулятор (АИМ). В ФНЧпер сигнал ограничивается по спектру ($F_{\delta} = 3,4$ кГц), что необходимо перед дискретизацией сигнала.

ла. В модуляторе аналоговый сигнал дискретизируется по времени, в результате чего формируется каналный АИМ-сигнал, представляющий собой последовательность каналных АИМ-отсчетов. Канальные АИМ сигналы всех каналов объединяются в групповой АИМ-сигнал (АИМгр).

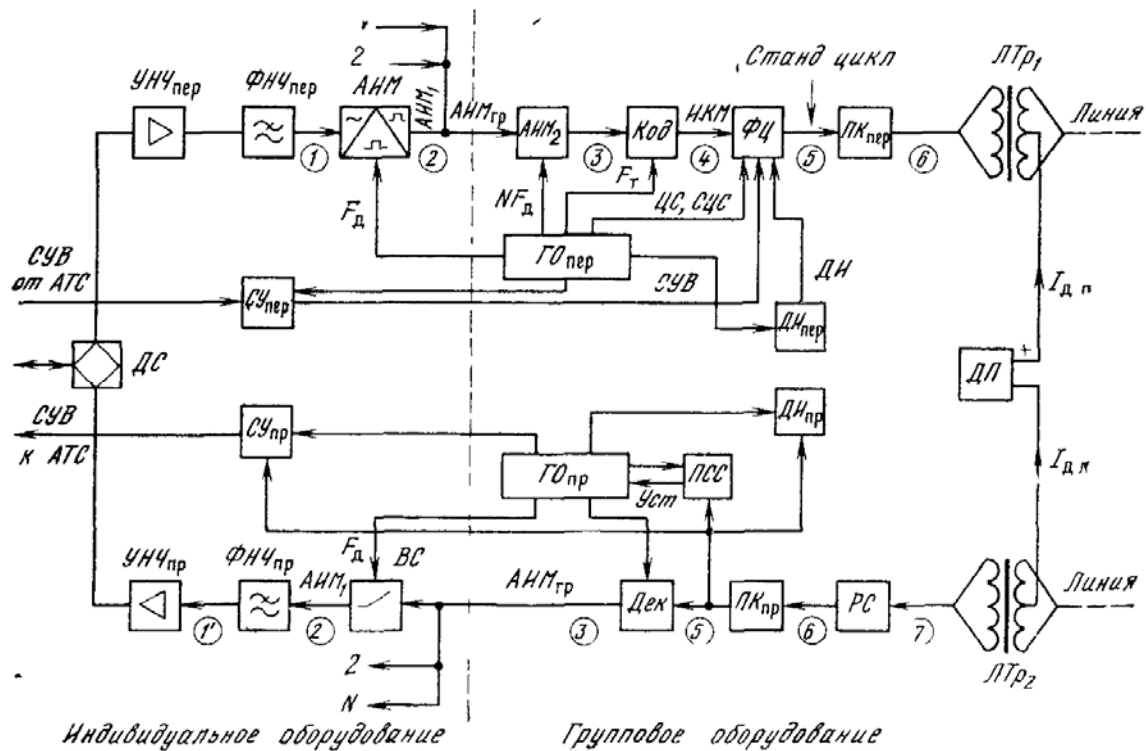


Рис. 4.4. Структурная схема оконечной станции ЦСП

В групповом оборудовании тракта передачи перед кодированием групповой АИМ-сигнал вида АИМ-1 преобразуется в групповой сигнал вида АИМ-2. В кодирующем устройстве (Код) осуществляется последовательное нелинейное кодирование отсчетов группового АИМ-сигнала, в результате чего на выходе кодера формируется групповой цифровой сигнал с ИКМ, представляющий собой последовательность восьмиразрядных кодовых комбинаций каналов. Помимо информационных символов, формируемых на выходе кодера, в цикле передачи системы необходимо передавать ряд дополнительных сигналов, к которым, в частности, относятся сигналы управления и взаимодействия (СУВ), передаваемые по телефонным каналам для управления приборами АТС (набор номера, вызов, ответ, отбой, разъединение и др.); сигналы цикловой (ЦС) и

сверхцикловой (СЦС) синхронизации; сигналы передачи дискретной информации (ДИ) и др.

Сигналы СУВ от АТС поступают на вход согласующего устройства передающей части (СУпер), где преобразуются в цифровую форму для ввода через схему формирования циклов (ФЦ) (так же, как и сигналы ЦС, СЦС и ДИ) в цифровой поток, т. е. добавляются к информационным символам. В результате на выходе ФЦ формируется полный цифровой поток, имеющий циклическую структуру.

Цифровой сигнал на выходе ФЦ представляет собой униполярный (однополярный) цифровой поток. Однако передача такого сигнала по линии затруднена. Поэтому униполярный двоичный код в преобразователе кода передачи (ПКпер) преобразуется в двуполярный код, параметры которого отвечают определенным требованиям.

С помощью линейного трансформатора (ЛТр) обеспечиваются согласование аппаратуры с линией и подключение блока дистанционного питания (ДП) линейных регенераторов. Дистанционное питание в данном случае осуществляется постоянным током по искусственным цепям (с использованием средних точек ЛТр) по системе «провод-провод».

В тракте приема искаженный цифровой линейный сигнал поступает в станционный регенератор (РС), где восстанавливаются основные параметры сигнала (амплитуда, длительность, перш следования). На выходе преобразователя кода приема ПКпр восстанавливается униполярный двоичный сигнал, из которого с помощью приемника синхросигнала (ПСС) выделяются сигналы цикловой и сверхцикловой синхронизации, управляющие работой генераторного оборудования приема (ГОпр), а также символы СУВ и ДИ, которые поступают на вход согласующего устройства приемной части (СУпр) и устройства приема дискретной информации (ДИпр) соответственно.

Декодирующее устройство (Дек) последовательно декодирует кодовые группы отдельных каналов, в результате чего на выходе декодера формируется групповой АИМ-сигнал.

В индивидуальной части оборудования приема с помощью временных селекторов (ВС) из последовательности отсчетов

группового АИМ-сигнала выделяются АИМ-отсчеты соответствующего канала. С помощью ФНЧпр выделяется огибающая последовательности канальных АИМ-отчетов, т. е. восстанавливается исходный аналоговый сигнал, который усиливается в УНЧпр и через ДС поступает к абоненту.

4.3. Структура циклов в цифровой системе передачи ИКМ-30

Цифровой сигнал в линии построен на основе сверхциклов, циклов, канальных и тактовых интервалов. Сверхцикл передачи (СЦ) состоит из 16 циклов передачи. Длительность каждого цикла равна $T_{Ц} = 125$ мкс и соответствует интервалу дискретизации с частотой 8 кГц. Нумерация циклов начинается с нулевого: Ц0, Ц1, ..., Ц15. Каждый цикл разбит на 32 канальных интервала (КИ) длительностью $T_{КИ} = 3,906$ мкс. Из них 30 интервалов отводятся под передачу сигналов ТЧ (КИ1-КИ15, КИ17-КИ31), а два – под передачу служебной информации (КИ0 и КИ16). Каждый канальный интервал состоит из восьми тактовых интервалов (Р1-Р8) длительностью $T_P = 488$ нс. Структура построения циклов показана на рис. 4.5.

Начало цикла определяется цикловым синхросигналом (ЦСС), который имеет вид 0011011 и занимает тактовые интервалы Р2-Р8 в нулевом канальном интервале КИ0 четных циклов. Первый тактовый интервал Р1 нулевого канала во всех циклах используется для передачи дискретной информации.

В нечетных циклах тактовый интервал Р3 нулевого канального интервала КИ0 используется для передачи сигнала потери цикловой синхронизации (Авар. ЦС), а интервал Р6 – для передачи сигнала контроля остаточного затухания (Ост. зат.). Интервалы Р4, Р5, Р7 и Р8 являются свободными и передают единичные символы для улучшения работы выделителей тактовой частоты (ВТЧ).

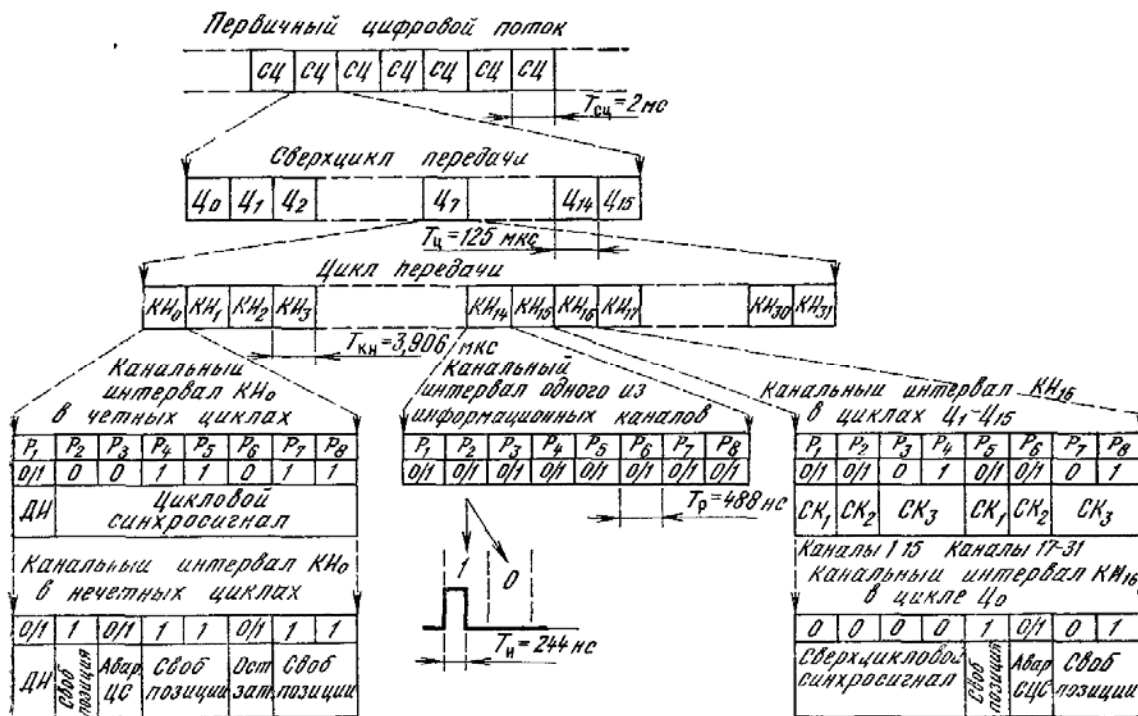


Рис 4.5. Структура циклов в ЦСП ИКМ-30

Начало сверхцикла определяется сверхцикловым синхросигналом (СЦС) вида 0000, который передается на тактовых интервалах P1 – P4 в 16-м канальном интервале КИ16 нулевого цикла Ц0. Тактовый интервал P6 предназначен для передачи сигнала о потере сверхциклового синхронизации (Авар. СЦС). Остальные три тактовых интервала P5, P7 и P8 свободны. В канальном интервале КИ16 остальных циклов (Ц1 – Ц15) на тактовых интервалах P1, P2, P5 и P6 (биты *a*, *b* сигнальных каналов) передаются сигналы управления и взаимодействия (СУВ) между АТС (рис. 4.6).

Причем в первом цикле Ц1 передается сигнальная информация для 1-го и 17-го временных каналов, во втором цикле Ц2 – для 2-го и 18-го и т.д. Четыре тактовых интервала P3, P4, P7 и P8 (биты *c*, *d* сигнальных каналов) данного канального интервала свободны и по ним передается фиксированная комбинация.



Рис. 4.6. Организация сигнальных каналов в ЦСП ИКМ-30

4.4. Синхронизация в цифровой системе передачи ИКМ-30

4.4.1. Тактовая синхронизация

Для согласованной работы передающей и приемной станции системы передачи с ИКМ необходимо обеспечить равенство скоростей обработки сигналов на этих станциях, согласованное распределение АИМ-сигналов и сигналов управления и взаимодействия по соответствующим каналам. Это возможно только при синхронной и синфазной работе генераторного оборудования на передающей и приемной станциях (ГОпер и ГОпр). Для этих целей предусматривается синхронизация генераторного оборудования приемной станции по тактовой частоте, по циклам и сверхциклам цифрового потока. Нарушение хотя бы одного из видов синхронизации приводит к потере связи по всем каналам ЦСП.

Тактовая синхронизация обеспечивает равенство скорости обработки сигналов на оконечных станциях и регенерационных пунктах.

В состав любого передающего оборудования оконечной станции (Пер) входит задающий генератор (ЗГ), который вырабатывает импульсную последовательность с тактовой частотой F_T . Для обеспечения тактовой синхронизации в линейных регенераторах (ЛР) и приемном оборудовании (Пр) оконечной станции устанавливаются устройства выделения тактовой частоты (ВТЧ). Структурная схема тактовой синхронизации представлена на рис. 4.7.

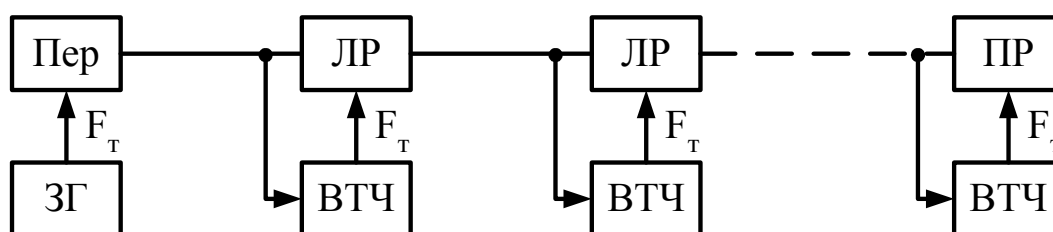


Рис. 4.7. Схема тактовой синхронизации

Один из наиболее распространенных методов выделения тактовой частоты (называемый также методом пассивной фильтрации) заключается в том, что из спектра входного цифрового сигнала с помощью ВТЧ выделяется тактовая частота. Для этих целей используются полосовые фильтры, резонансные контуры или избирательные усилители. Энергетический спектр униполярной последовательности импульсов содержит как непрерывную $G_n(f)$, так и дискретную $G_o(f)$ составляющую как показано на рис. 4.8, где представлен энергетический спектр униполярного цифрового сигнала при скважности следования импульсов равной 2.

С помощью фильтра можно выделить первую гармонику частоты следования импульсов, т.е. тактовую частоту F_T .

Также перспективным, но более сложным является способ тактовой синхронизации с применением устройств автопод-

стройки частоты генератора тактов приемного оборудования (метод активной фильтрации).

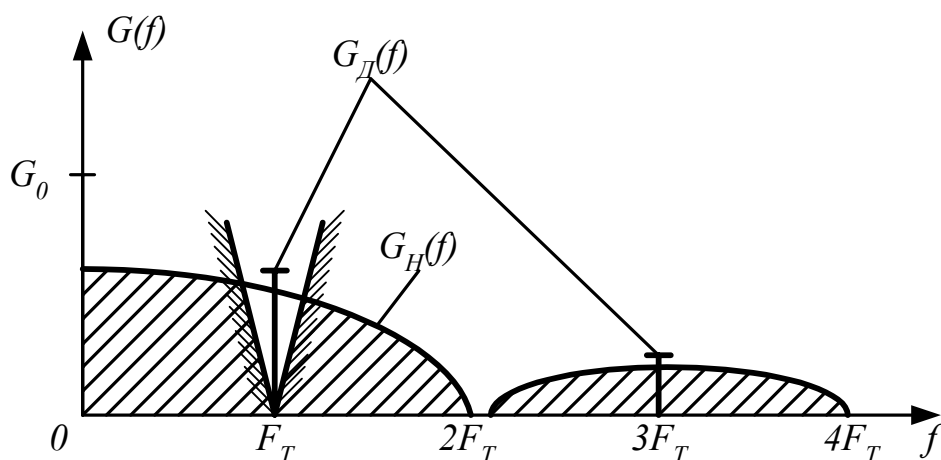


Рис. 4.8. Принцип выделения тактовой частоты

4.4.2. Цикловая и сверхцикловая синхронизация. Структура приемника синхросигнала

Цикловая синхронизация обеспечивает правильное разделение декодированных на приемном конце отсчетных значений аналоговых сигналов по отдельным каналам. Цикловая синхронизация осуществляется следующим образом. На передающей станции в состав группового цифрового сигнала в начале цикла передачи, т.е. в нулевом канальном интервале КИО вводится цикловый синхросигнал. На приемной станции устанавливается приемник синхросигнала (ПСС) для выделения циклового синхросигнала из группового цифрового сигнала и тем самым, определяет начало цикла передачи. В ЦСП ИКМ-30 цикловый синхросигнал имеет заранее определенную и неизменную структуру вида 0011011 и следует с периодичностью через цикл.

Сверхцикловая синхронизация обеспечивает на приеме правильное распределение СУВ по соответствующим телефонным каналам. Структурная схема и принцип действия приемника сверхциклового синхросигнала те же, что и для приемника

циклового синхросигнала. Поиск сверхцикловой синхронизации разрешается только после установления цикловой синхронизации и после пропадания двух сверхцикловых сигналов подряд.

Приемник синхросигнала ПСС на приемной станции выполняет следующие основные функции:

- установление синхронизма после включения системы в работу;
- контроль за синхронным состоянием системы в процессе работы;
- обнаружение сбоя синхронизма;
- восстановление состояния синхронизма после каждого сбоя.

Структурная схема приемника синхросигнала показана на рис. 4.9.

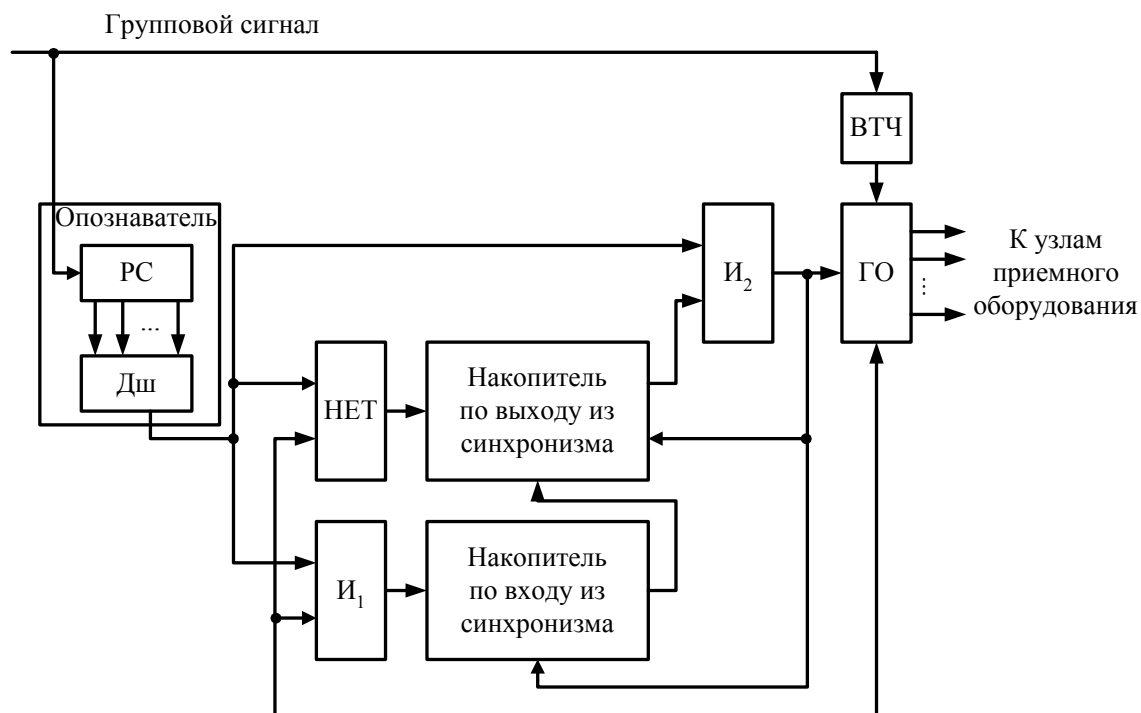


Рис. 4.9. Структурная схема приемника синхросигнала

Опознаватель содержит *регистр сдвига* (РС), число разрядов в котором совпадает с числом символов в синхросигнале и *дешифратор* (Дш), настроенный на дешифрацию синхросигнала с заранее определенной комбинацией циклового синхросигнала 0011011. Как только в регистре сдвига, на вход которого по-

ступает групповой цифровой сигнал, окажется кодовая комбинация 0011011, на выходе опознавателя появляется импульс.

Генераторное оборудование приема (ГОпр) вырабатывает управляющие последовательности под воздействием импульсов тактовой частоты, которые выделяются из группового цифрового сигнала с помощью устройства выделения тактовой частоты (ВТЧ). Так как синхросигнал 0011011 следует с периодичностью через цикл, то после регистрации одного синхросигнала с помощью ГОпр можно определить ожидаемые моменты поступления последующих синхросигналов. В эти моменты на вход анализатора (элементы НЕТ и I_1) от ГОпр поступает контрольный импульс. Таким образом, анализатор проверяет соответствие момента появления импульса на выходе опознавателя ожидаемому моменту появления синхросигнала, т. е. осуществляется проверка по периоду следования и времени появления синхросигнала.

Появление импульса на выходе схемы запрета (НЕТ) означает отсутствие синхросигнала (сигнала с выхода Дш) в момент поступления контрольного импульса от ГОпр. Появление импульса на выходе схемы I_1 означает совпадение по времени синхросигнала и контрольного сигнала от ГОпр.

Решающее устройство содержит накопитель по входу в синхронизм емкостью n_1 , накопитель по выходу из синхронизма емкостью n_2 и элемент I_2 .

Накопитель по входу в синхронизм, вход которого соединен с выходом схемы I_1 , обеспечивает защиту ПСС от ложного вхождения в синхронизм в режиме поиска синхросигнала в случае поступления на вход опознавателя случайной комбинации, совпадающей с синхросигналом. Обычно емкость накопителя по входу в синхронизм n_1 составляет 2–3 разряда (для системы ИКМ-30 $n_1=2$).

Накопитель по выходу из синхронизма, вход которого соединен с выходом схемы запрета анализатора НЕТ, обеспечивает защиту от ложного выхода из состояния синхронизма, когда из-за ошибок в линейном тракте происходит кратковременное изменение структуры синхросигнала. Обычно емкость на-

копителя по выходу из синхронизма n_2 составляет 4–6 разрядов (для системы ИКМ-30 $n_2=4$).

4.4.3. Принцип работы приемника синхросигнала

Если система находится в режиме синхронизма, то накопитель по входу в синхронизм будет заполнен, поскольку на выходе схемы I_1 регулярно появляются импульсы, подтверждающие совпадение моментов поступления импульсов с выхода опознавателя и контрольных импульсов от ГОпр. Накопитель по выходу из синхронизма опустошается. Импульсы на выходе опознавателя, соответствующие случайным комбинациям синхросигнала, не влияют на работу ПСС, так как не совпадают по времени с контрольными импульсами от ГОпр.

Если в результате ошибок в одном из циклов будет искажен синхросигнал, на выходе опознавателя в нужный момент импульс не появится, в результате чего с выхода схемы запрета НЕТ в накопитель по выходу из синхронизма поступит импульс. Однако схема остается в прежнем состоянии, поддерживая ранее установленное состояние синхронизма, поскольку накопитель еще не заполнен. Решение о выходе системы из состояния синхронизма будет принято только в том случае, если будут искажены n_2 синхросигналов подряд, т. е. когда полностью заполнится накопитель по выходу из синхронизма. При каждом заполнении накопителя по входу в синхронизм, накопитель по выходу из синхронизма сбрасывается. При этом если накопитель по входу в синхронизм будет заполнен раньше накопителя по выходу из синхронизма, последний будет сбрасываться в исходное нулевое положение. Таким образом обеспечивается защита от ложного выхода из синхронизма при кратковременных искажениях синхросигнала.

При длительном нарушении синхронизма накопитель по выходу из синхронизма оказывается заполненным и принимается решение о действительном выходе системы из состояния синхронизма.

Начинается поиск нового состояния синхронизма. В этом случае первый же импульс от опознавателя через открытый

элемент I_2 переводит ГОпр и накопитель по входу в синхронизм в исходное нулевое состояние, а накопитель по выходу из синхронизма – уменьшает свое содержимое на 1. Если в следующем цикле из-за ложного синхросигнала моменты появления импульса на выходе опознавателя и импульса от ГОпр не совпадают, то накопитель по выходу из синхронизма вновь заполняется, открывается схема I_2 и очередной импульс от опознавателя вновь устанавливает ГОпр и накопители в исходное нулевое состояние. Таким образом обеспечивается защита от ложного установления синхронизма. Этот процесс продолжается до тех пор, пока на выходе опознавателя не появляется импульс, соответствующий истинному синхросигналу. В этом случае через n_1 циклов накопитель по входу в синхронизм заполняется, накопитель по выходу из синхронизма сбрасывается в нулевое состояние, схема I_2 закрывается, т. е. устанавливается новое состояние синхронизма.

Процесс восстановления синхронизма содержит три последовательных этапа:

- обнаружение выхода из синхронизма;
- поиск синхросигнала;
- подтверждение нового состояния синхронизма.

Следовательно, время восстановления синхронизма можно определить из выражения

$$T_{\text{в}} = t_{\text{нвых}} + t_n + t_{\text{нвх}}, \quad (4.1)$$

где $t_{\text{нвых}}$ - время заполнения накопителя по выходу из синхронизма; t_n - среднее время поиска синхросигнала; $t_{\text{нвх}}$ - время заполнения накопителя по входу в синхронизм.

4.5. Объединение и разделение цифровых потоков

Сущность объединения цифровых потоков заключается в том, что информация, содержащаяся в поступающих потоках, записывается в запоминающие устройства, а затем поочередно

считывается в моменты, отводимые ей в объединенном потоке. Операция разделения потоков является обратной операции объединения: информация объединенного потока записывается в запоминающие устройства, соответствующие исходным потокам, а затем считывается со скоростью равной скорости объединяемых потоков.

Объединение цифровых потоков может быть синхронным и асинхронным. При синхронном объединении цифровые потоки синхронизированы общим задающим генератором, следовательно, скорости потоков совпадают. При асинхронном объединении потоков цифровые системы передачи часто имеют автономное генераторное оборудование, обладающее некоторой нестабильностью частоты. Эта нестабильность невелика, поэтому объединяемые потоки называют плезиохронными (почти синхронными), а их скорости отличаются незначительно. Для согласования скоростей объединяемых потоков в объединенный поток вводится дополнительная служебная информация.

В большинстве случаев объединение потоков осуществляется посимвольно (побитное чередование), т.е. считывание информации из запоминающих устройств при объединении происходит по разрядам: сначала считывается и передается разряд первого потока, затем – второго и т.д., после считывания разряда последнего из объединяемых потоков вновь считывается разряд первого потока, т.е. цикл повторяется.

Для синхронизации тракта передачи и приема по групповому цифровому потоку он разбивается на циклы, в начале которых вводится сигнал синхронизации как показано на рис. 4.10.

Кроме того, каждый цикл делится на несколько субциклов. Число субциклов в цикле зависит от уровня иерархии группового потока. Так, для вторичной ЦСП ИКМ-120 число субциклов в цикле равно четырем, для третичной ЦСП ИКМ 480 – трем, а для четверичной ЦСП ИКМ-1920 – четырем. В начале каждого субцикла отводится несколько разрядов для передачи команд согласования скоростей объединяемых потоков.

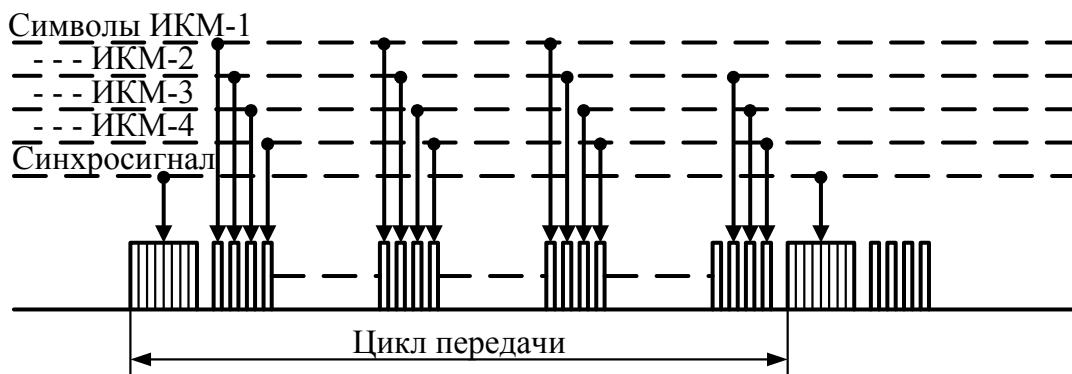


Рис. 4.10. Посимвольное объединение цифровых потоков

На рис. 4.11 представлена структурная схема вторичной ЦСП. Здесь БЦСпер и БЦСпр – блоки цифрового сопряжения тракта передачи и тракта приема. КЦП и РЦП – коллектор и распределитель цифровых потоков, которые служат для их объединения в тракте передачи и разделения в тракте приема соответственно. Пер.с/с и Пр.с/с – передатчик и приемник синхросигнала. ВТЧ – выделитель тактовой частоты линейного цифрового сигнала.

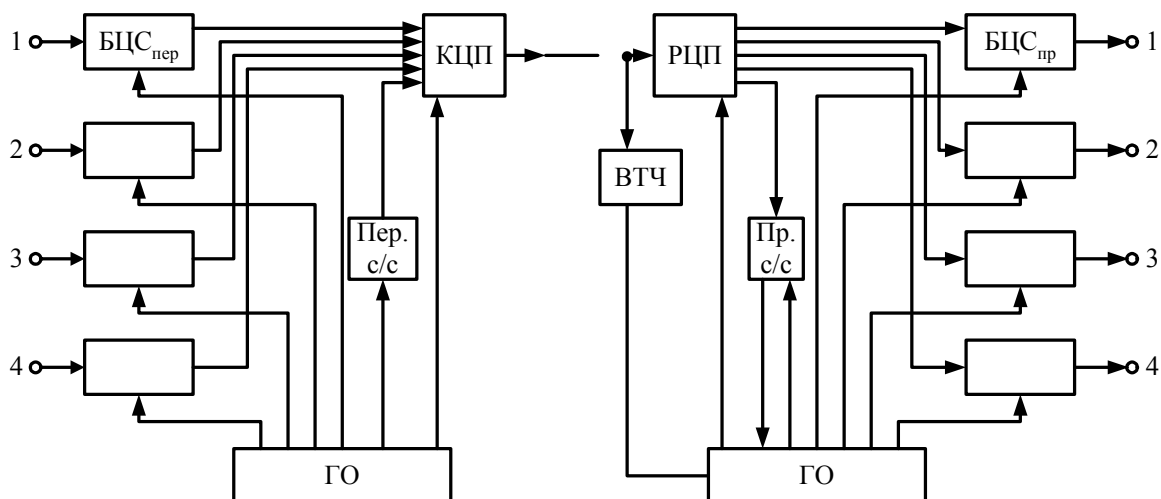


Рис. 4.11. Схема вторичной ЦСП

Импульсы тактовой частоты, формируемые ВТЧ, используются для синхронизации импульсных последовательностей генераторного оборудования ГО передающей и приемной станции. В блоках цифрового сопряжения БЦСпер устанавливаются необходимые временные положения сигналов объединяемых потоков.

4.6. Иерархия цифровых систем передачи

Цифровые системы передачи строятся по определенной иерархической структуре, для которой характерно объединение и разделение потоков передаваемой информации. Иерархический принцип построения ЦСП заключается в том, что число каналов в последующей ступени иерархии больше числа каналов предыдущей ступени в целое число раз. Система передачи, соответствующая первой ступени, называется первичной. В ней осуществляется прямое преобразование относительно небольшого числа индивидуальных сигналов в первичный цифровой поток. Системы передачи второй ступени иерархии объединяют определенное число первичных потоков во вторичный цифровой поток и т. д.

В настоящее время в мире наибольшее распространение получили два типа иерархии ЦСП: европейская и североамериканская.

Европейская иерархия (рис. 4.12, а) основывается на первичной ЦСП типа ИКМ-30, в которой с помощью аналогоцифрового оборудования (АЦО) образуются 30 каналов со скоростью передачи информации 64 кбит/с каждый. Скорость передачи первичного группового сигнала составляет 2048 кбит/с.

При формировании групповых сигналов более высокого уровня иерархии используется принцип временного объединения цифровых потоков предыдущего уровня иерархии. Коэффициент объединения для всех ступеней иерархии равен четырем.

Во всех потоках отводятся специальные позиции для передачи служебных сигналов. Например, скорость вторичного потока равная $2048 * 4 + 256 = 8448$ кбит/с определена скоростями четырех первичных потоков по 2048 кбит/с и служебной информацией 256 кбит/с, предназначенной для согласования скоростей объединяемых цифровых потоков.

Состав оборудования ЦСП европейской иерархии, применяемой в нашей стране, представлен на рис. 4.13.

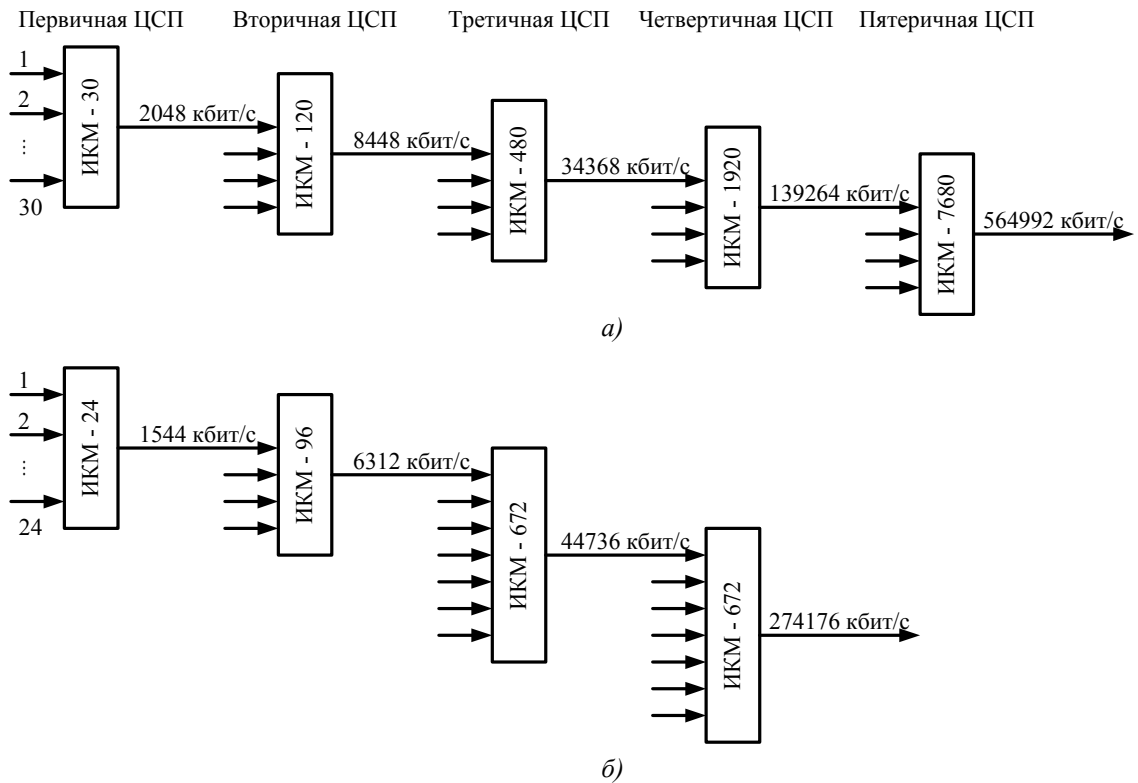


Рис. 4.12. Типы иерархии ЦСП

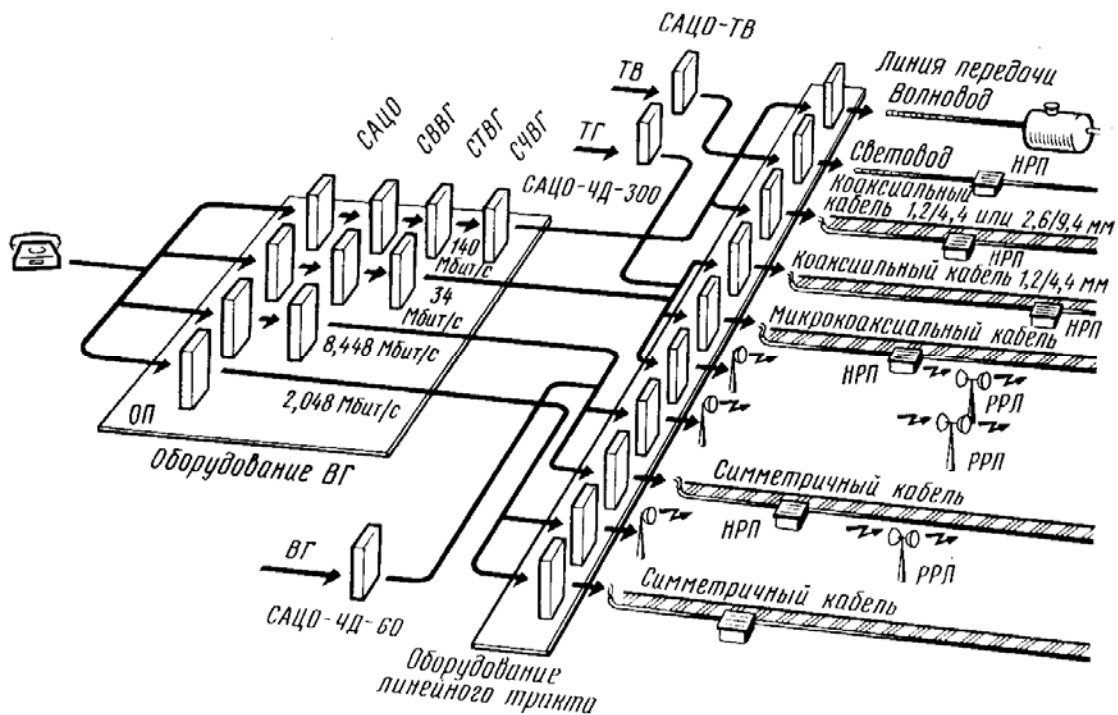


Рис. 4.13. Состав оборудования ЦСП европейской иерархии

Кроме основного оборудования, содержащего стойки аналого-цифрового оборудования САЦО, вторичного временного группообразования СВВГ, третичного временного группообразования СТВГ, четверичного временного группообразования СЧВГ и оборудования линейного тракта, на рисунке показано дополнительное оборудование. К нему относятся: стойка аналого-цифрового преобразования сигнала вторичной 60-канальной группы системы с ЧРК (САЦО-ЧД-60) в три первичных цифровых потока, стойка аналого-цифрового преобразования сигнала третичной 300-канальной группы системы с ЧРК (САЦО-ЧД-300) в групповой ИКМ-сигнал и стойка преобразования непрерывного телевизионного сигнала и сигнала звукового сопровождения (САЦО-ТВ) в три третичных цифровых потока. На рисунке показаны также типы линий связи, которые могут быть использованы в качестве направляющей среды для передачи ИКМ-сигналов.

Аналогичным образом строится североамериканская иерархия (рис. 4.12, б), однако в качестве первичной ЦСП выбрана система ИКМ-24, а коэффициенты объединения на всех ступенях иерархии различны.

Отмеченные выше типы иерархии относятся к так называемой плезихронной цифровой иерархии (PDH – Plesiochronous Digital Hierarchy). Здесь при временном группообразовании скорости объединяемых цифровых потоков могут незначительно отличаться друг от друга в пределах допустимой нестабильности задающих генераторов ЦСП, расположенных на различных станциях сети. Это требует принятия специальных мер для согласования скоростей цифровых потоков при их объединении в поток более высокой ступени иерархии. Поэтому оборудование ЦСП заметно усложняется, а также снижаются качественные показатели сети в целом.

В последние годы широко внедряются высокоэффективные системы, относящиеся к синхронной цифровой иерархии (SDH – Synchronous Digital Hierarchy). Это связано с тем, что при строгой синхронности объединяемых потоков значительно упрощается техника их объединения и разделения. Кроме того, обеспечивается прямой доступ к компонентам составляющих пото-

ков без разделения общего, а также появляются заметные преимущества эксплуатации и технического обслуживания сети связи.

Сеть SDH реализуется таким образом, что предусматривается возможность передачи сигналов не только новых широкополосных служб, но и сформированных с помощью оборудования PDH. Исходные сигналы посредством процедуры временного группообразования преобразуются в синхронный транспортный модуль СТМ (STM – Synchronous Transport Module) соответствующего уровня. Скорость передачи СТМ первого уровня (СТМ-1) установлена 155520 кбит/с. Для СТМ более высокого уровня предусматривается увеличение скорости в N раз, причем N принимает значения 4, 16, 64 (при этом в N раз повышается и скорость передачи по сравнению со скоростью 155520 кбит/с).

4.7. Коды линейных цифровых сигналов в ЦСП с ИКМ

В ЦСП аналоговые сигналы кодируются в цифровой двоичный сигнал, который представляет собой униполярный (однополярный) цифровой поток. Для эффективной передачи цифрового сигнала по линейному тракту необходимо менять его структуру. С этой целью передающее и приемное оконечное оборудование линейного тракта содержит преобразователь кода передачи ПКпер и приема ПКпр соответственно. Кодированный цифровой сигнал, который передается по линейному тракту, называется линейным цифровым сигналом. В существующих ЦСП на линиях связи чаще применяют трехуровневые линейные сигналы, так как в этом случае преобразование кодов и регенерация сигнала осуществляются наиболее просто.

В системах с ИКМ широкое распространение получил код с чередованием полярности импульсов – ЧПИ (AMI – Alternate Mark Inversion), представляющий собой двуполярный трехуровневый код, в котором символу 0 соответствует пауза, а символы 1 двоичной последовательности передаются поочередно импульсами положительной и отрицательной полярности (рис. 4.14, б).

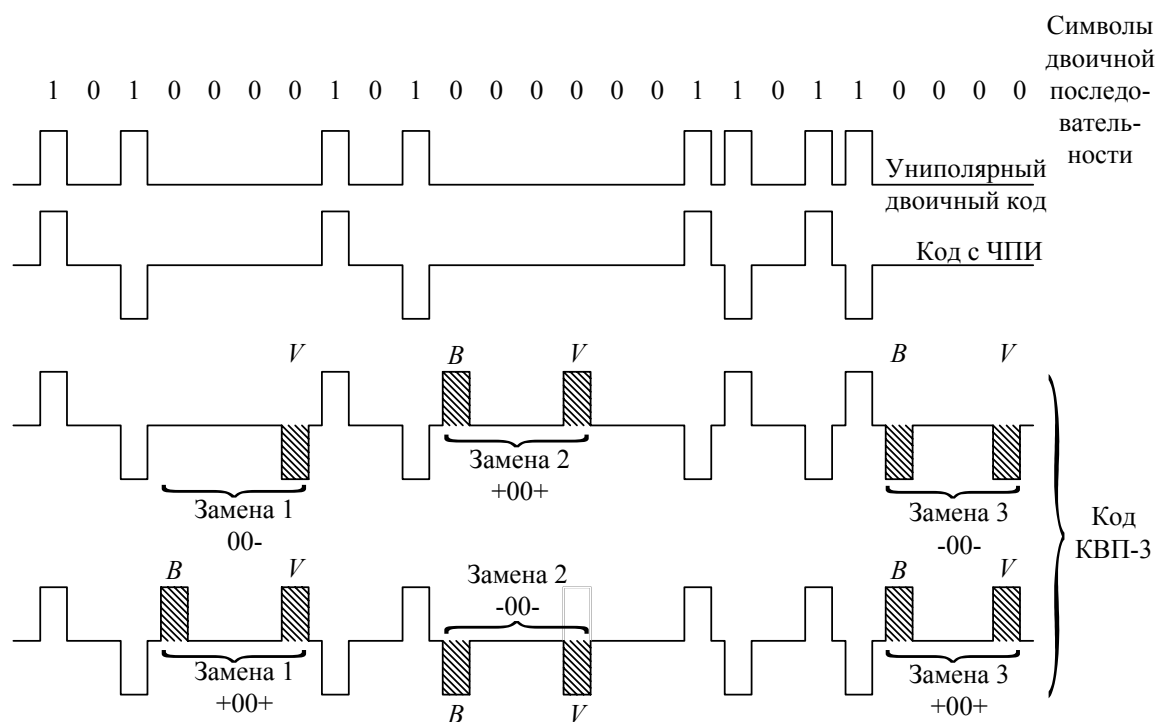


Рис. 4.14. Коды линейных цифровых сигналов в ЦСП с ИКМ

Основным недостатком кода ЧПИ является возможность появления в передаваемой последовательности длинной серии нулей, что может привести к срыву работы устройств выделителей тактовой частоты УВТЧ.

Поэтому в системах передачи с ИКМ также находит применение модифицированный код ЧПИ. Суть модификации кода ЧПИ состоит в том, что пауза, длина которой превышает n нулей заменяется определенной комбинацией. Наибольшее распространение получил код с высокой плотностью единиц третьего порядка КВП-3 (HDB3 – High Density Bipolar code of order 3), у которого $n=3$ (рис. 4.14, в, г).

Алгоритм формирования кода КВП-3 заключается в следующем. То тех пор, пока не появится более трех следующих подряд нулевых символов, этот код формируется так же, как и код с ЧПИ. Если в двоичном коде появляются четыре или более нуля, то каждая комбинация из четырех последовательных нулей замещается одной из комбинаций, имеющих условное обозначение 000V или V00V. Выбор замещающей комбинации производится исходя из следующих условий:

- полярность импульса В всегда противоположна полярности предшествующего импульса;
- полярность импульса V всегда совпадает с полярностью предшествующего импульса;
- если после последней замены и до следующей паузы с числом нулей равным или большим четырех было четное число единиц, то эта пауза заменяется комбинацией вида В00V, если число единиц нечетное, то комбинацией 000V.

На приемной стороне замены распознаются по нарушению правила чередования полярностей и обратно замещаются комбинациями 0000.

Правило выбора замещающей комбинации при замене последовательности из четырех и более нулей представлено в таблице 4.1.

При таком кодировании не может быть последовательности, содержащей более трех нулей подряд, а так же происходит систематическое изменение полярности импульсов. Это ведет к выравниванию количества положительных и отрицательных импульсов в передаваемом сигнале, что обеспечивает уменьшения уровня низкочастотных составляющих и улучшает работу устройств выделителей тактовой частоты УВТЧ.

Таблица 4.1

Правило выбора вида замещающей комбинации для кода КВП-3

Полярность последнего импульса перед заменой	Вид замещающей комбинации для числа импульсов после последней замены	
	нечетного	четного
-	000-	+00+
+	000+	-00-

5. Системы передачи для абонентских сетей

5.1. Аналоговые сети абонентского доступа

В настоящее время известны три основных способа повышения эффективности использования АЛ при наличии аналоговых систем коммутации:

- применение спаренного включения двух абонентов;
- включение телефонных аппаратов ТА по схеме с высокочастотным уплотнением АЛ (АВУ);
- использование концентраторов (подстанций).

Спаренным включением называют включение двух близко расположенных абонентских терминалов с разными телефонными номерами к одной абонентской линии АТС. Как правило, номера абонентов отличаются только последней или предпоследней цифрой номера. Особенность такого включения состоит в том, что при занятии линии одним из абонентов терминал другого автоматически отключается. Вызов со стороны АТС поступает только на тот аппарат, номер которого был набран. В станционной части сети (на АТС) имеются комплекты спаренных аппаратов (КСА), а в абонентской части вмонтированы разделительные диодные цепи. Принцип работы аппаратуры спаренного включения ТА показан на рис. 5.1.

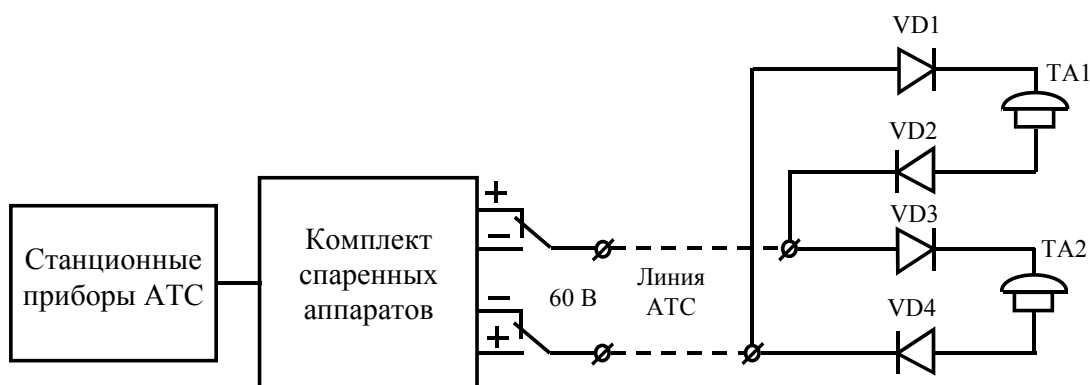


Рис. 5.1. Схема подключения спаренных телефонов

Комплект спаренных аппаратов производит постоянный опрос абонентов путем изменения полярности линии с частотой 0,5...1,0 Гц. Работа приставки диодного разделения основана

на обеспечении питанием ТА, занявшего абонентскую линию, и блокированием цепи питания другого ТА, параллельно включенного через блокиратор. Это достигается включением блокировочных диодов так, чтобы диоды одного ТА были направлены навстречу диодам другого аппарата. Поэтому напряжение подается на каждый аппарат по очереди. Абонент, который первым снимает трубку, занимает линию. При этом на АТС станционное устройство спаривания устанавливает ту полярность, которая обеспечивает питание занявшего линию ТА.

В спаренных телефонах переменное напряжение вызывного сигнала подается не относительно нулевого потенциала, а относительно полярности напряжения питания вызываемого ТА. Сигналы переменного тока (разговорного или вызывного) пропускаются диодами только того из двух ТА, с которого поступает или к которому направляется вызов. Этим обеспечивается избирательность вызова.

Система абонентского высокочастотного уплотнения (АВУ) на одной АЛ позволяет организовать кроме основного немодулированного исходного сигнала с частотами 0,3...3,4 кГц еще один дополнительный высокочастотный канал. Этот канал получается однократным преобразованием исходной полосы частот разговорного сигнала в линейную полосу на передаче и обратного преобразования на приеме. Таким образом, при использовании АВУ по одной абонентской линии можно передавать сигналы от двух абонентов одновременно.

На рис. 5.2 показаны спектры частот основного канала, сигнал по которому передается без преобразования, и канала, образованного АВУ.

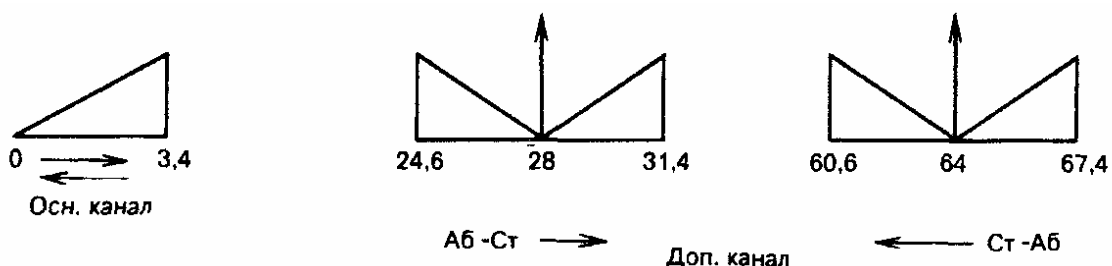


Рис. 5.2. Спектр частот передаваемых сигналов в системе АВУ

Основной канал занимает полосу частот до 3,4 кГц. Для передачи по высокочастотному каналу от ТА к АТС используется частота 28 кГц, а от АТС к ТА – частота 64 кГц. С помощью этих несущих формируются сигналы, спектры которых занимают взаимно непересекающиеся диапазоны частот. При этом от абонента к станции передается сигнал в диапазоне 24,6–31,4 ($28 \pm 3,4$) кГц, а от станции к абоненту – 60,6–67,4 ($64 \pm 3,4$) кГц. В линию передаются несущая и две боковые частоты, получившиеся при преобразовании исходного сигнала. При таком способе большая часть мощности линейного сигнала расходуется бесполезно, однако построение системы максимально упрощается и удешевляется.

Система АВУ (рис. 5.3) состоит из двух фильтров для выделения частот основного канала (Д-3,5), двух фильтров для выделения частот дополнительного канала (К-20) и двух блоков высокочастотных преобразователей: стационарного (ВЧС) и линейного (ВЧЛ).

Система АВУ имеет невысокую надежность и низкое качество связи (особенно высокочастотный канал), что обуславливает необходимость ее замены на цифровые системы.

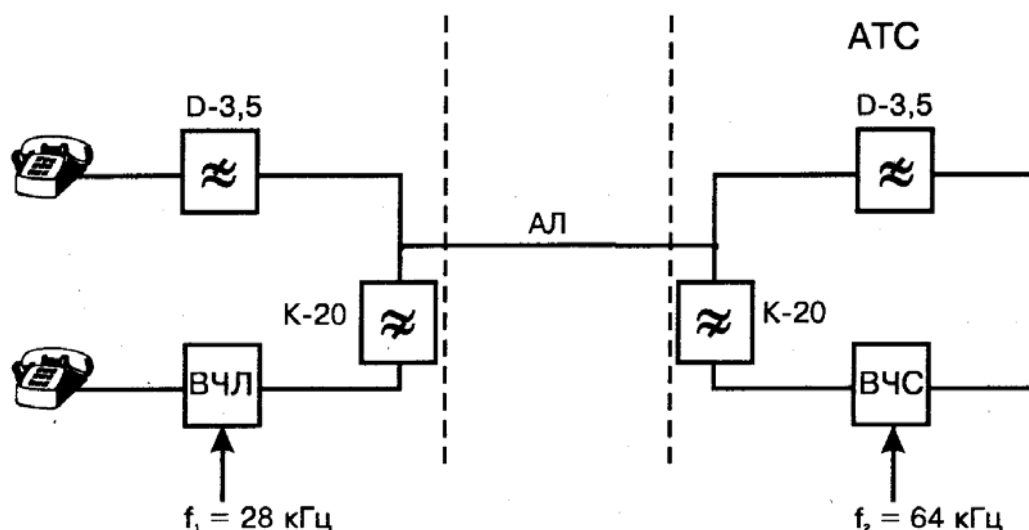


Рис. 5.3. Схема построения АВУ

5.2. Цифровые сети абонентского доступа

Значительную часть общих затрат на сооружение ГТС составляют затраты на абонентскую распределительную сеть. В настоящее время наиболее распространены следующие способы повышения эффективности использования АЛ с помощью цифрового оборудования:

- применение каналообразующего оборудования (мультиплексоров);
- организация выноса стационарного оборудования в места высокой концентрации абонентов, т.е. использование цифровых концентраторов.

В обоих случаях группа пользователей разделяет между собой общую среду передачи (например, волоконно-оптическая или коаксиальная линия связи, а также воздушная среда).

В телефонных сетях связи широкое применение находит временное мультиплексирование каналов. Принцип временного мультиплексирования представлен на рис. 5.4.

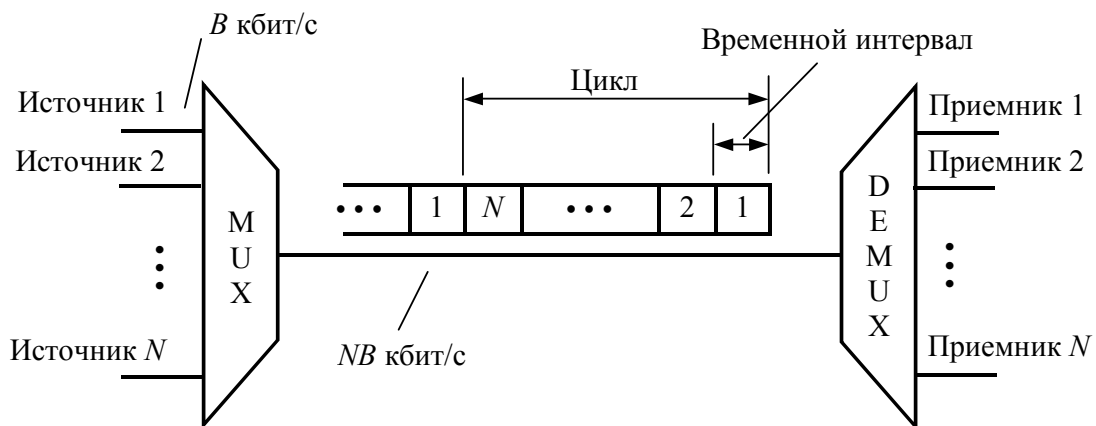


Рис. 5.4. Принцип временного мультиплексирования

При временном мультиплексировании информация от N источников передается поочередно. Для этого организуются циклы передачи, в каждом из которых размещается N временных интервалов. Информация каждого источника передается в определенном временном интервале. Т. е. в первом интервале передается информация первого источника, во втором интервале

– второго и т. д. Все i -е временные интервалы последующих циклов поставлены в соответствие i -му источнику. В общем случае мультиплексоры выполняют следующие основные функции: аналого-цифровое преобразование сигналов, их мультиплексирование в общий цифровой поток, обеспечение питания ТА и генерация сигнальной информации.

Для коммутации характерно соединение между конечными пользователями или оборудованием. Система мультиплексирования (состоящая из мультиплексора, среды передачи и демultipлексора) не осуществляет коммутацию. Она разделяет среду передачи на логические каналы, каждый из которых используется для взаимосвязи передатчика и приемника. Каждый из N мультиплексированных каналов предназначен исключительно для одной пары источник-получатель, которая остается постоянной во времени. В таких системах вход мультиплексора всегда соединен с одноименным выходом демultipлексора, что свидетельствует об отсутствии коммутации. Иначе дело обстоит в абонентском концентраторе.

Так как маловероятно, что все абоненты будут одновременно пытаться осуществлять вызовы, то применение абонентских концентраторов (децентрализация абонентского оборудования АТС) позволяет повысить эффективность использования АЛ по сравнению с мультиплексорами. На рис. 5.5 представлен концентратор емкостью $N \times M$, который концентрирует нагрузку от N источников (входов) на M выходов ($N > M$).

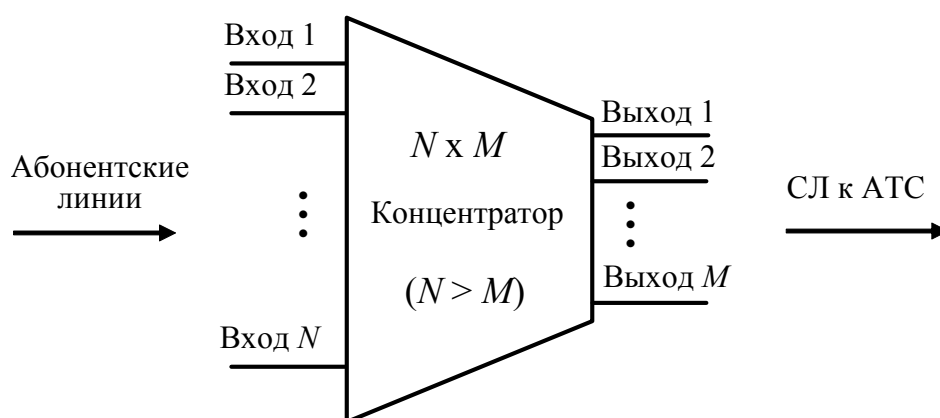


Рис. 5.5. Абонентский концентратор $N \times M$

Концентраторы обычно размещаются в абонентской сети местной АТС для уменьшения числа входных портов станции. Выход концентратора, а следовательно, входной порт коммутационной станции занимает после поднятия абонентом телефонной трубки. На телефонных сетях число выходов M концентратора как правило значительно меньше числа входов N , при этом все выходы являются общими и могут использоваться для передачи информации от любого абонента, подключенного к концентратору.

Предположим, что M абонентов находятся на обслуживании. В этом случае $(M+1)$ -й абонент при попытке установления соединения получит отказ (вызов блокируется). Соотношение числа входов и выходов концентратора выбирается таким, чтобы сократить затраты на линейные сооружения при незначительной вероятности блокировки вызова.

Как в мультиплексоре, так и в концентраторе уменьшение затрат на линейные сооружения достигается путем разделения ресурсов пучка соединительных линий. Однако, используемые при этом способы разделения различны. Для мультиплексора число каналов M на выходе равно числу каналов N на входе, в то время как для концентратора справедливо соотношение $M < N$. В отличие от мультиплексора выходная емкость или полоса пропускания концентратора является общей для любого из входов. По требованию источника соответствующему входу предоставляется один из свободных выходов, номер которого сложно предсказать заранее. Мультиплексор также разделяет среду передачи между источниками, но достигается это равноправным распределением общей выходной емкости среды передачи и выделением индивидуального канала для каждой пары источник-получатель.

5.3. Перспективные технологии в абонентских сетях

В настоящее время в нашей стране активно внедряются современные виды цифрового оборудования абонентского доступа. К ним относятся:

- цифровые системы передачи для абонентских линий по технологии DSL (Digital Subscriber Loop);
- волоконно-оптические системы передачи ВОСП;
- беспроводные системы передачи (системы радиодоступа).

На рис. 5.6 представлены основные способы подключения абонентов к сети.

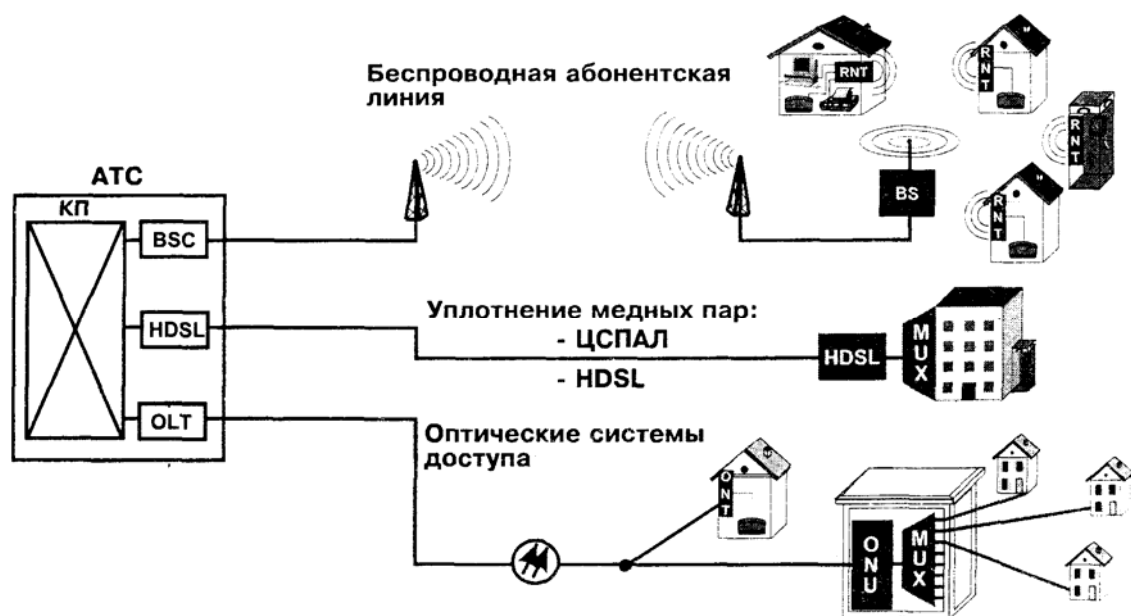


Рис. 5.6. Современные способы подключения абонентов к сети:

- BSC – контроллер базовой станции системы радиодоступа;
- BS – базовая станция;
- RNT – абонентский оконечный блок (сетевой терминал);
- HDSL – высокоскоростное оборудование цифровой абонентской линии (High-bit-rate DSL);
- OLT, ONU, ONT – линейные комплекты оптической системы передачи;
- MUX – мультиплексор.

Установка цифровых систем передачи по технологии DSL и HDSL на существующей абонентской распределительной сети позволяет быстро и с небольшими затратами увеличить пропускную способность АЛ, а также дает возможность обеспечить абонентам новые информационные возможности (например, высокоскоростной доступ к сети Интернет).

Беспроводное подключение абонентов к сети обеспечивает максимальную мобильность и оперативность связи. Такой спо-

соб организации связи становится особенно необходимым, если прокладка кабеля невозможна или связана со значительными затратами. Полоса пропускания для систем радиодоступа ограничена предоставленным частотным ресурсом.

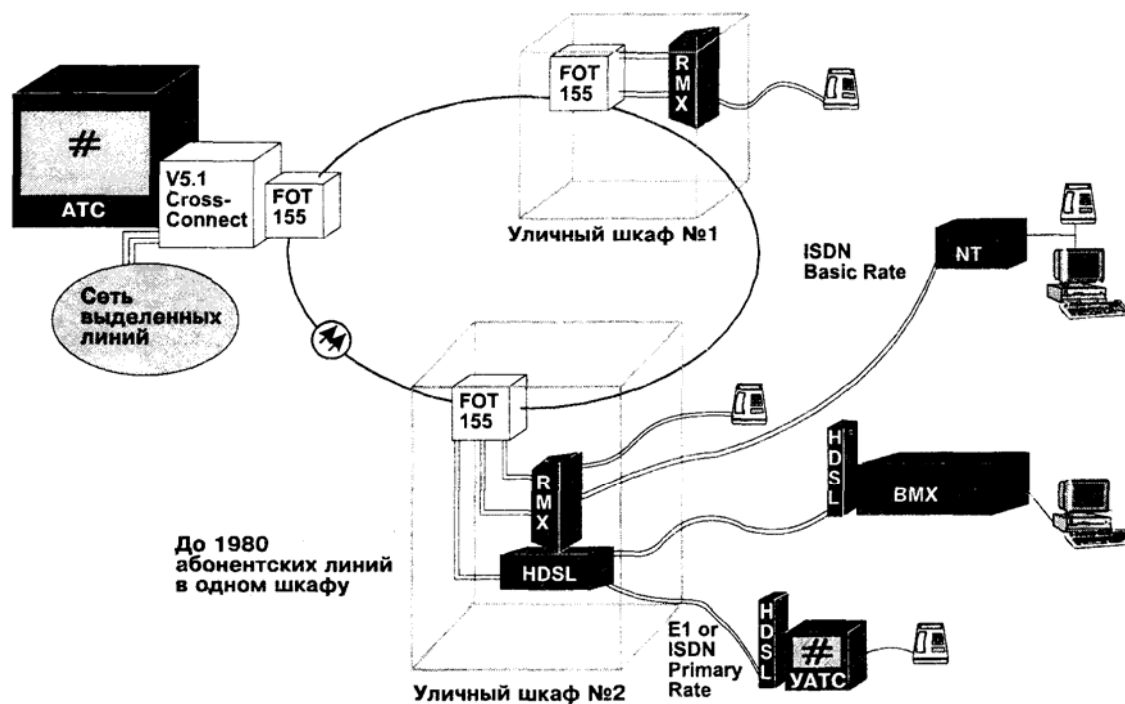


Рис. 5.7. Пример абонентской кольцевой сети:

- RMX, BMX – оборудование мультиплексов;
- NT – абонентский сетевой терминал;
- HDSL – высокоскоростное оборудование цифровой абонентской линии (High-bit-rate DSL).

Ожидается, что в ближайшем будущем структура абонентской сети будет меняться и оптимальным будет доведение ВОЛС все ближе к оконечным абонентским устройствам, а также построение абонентской сети по принципу "кольца" с использованием оборудования системы передачи синхронной цифровой иерархии SDH со скоростью потока 155 Мбит/с (рис. 5.7).

Прокладка ВОЛС обеспечивает абонентам более широкие возможности по полосе пропускания, но прокладка нового кабеля, как правило, длительный и дорогостоящий процесс.

5.4. Кодирование линейных сигналов в сетях абонентского доступа

В цифровых системах передачи для АЛ широкое применение нашли алфавитные (блочные) коды. Основное назначение алфавитных кодов состоит в уменьшении тактовой частоты f_T , что связано с использованием кодов с основанием $M > 2$. При таком кодировании двоичный сигнал разбивается на блоки, состоящие из l элементов. Каждому блоку по определенному правилу ставится в соответствие блок, содержащий k элементов кода с основанием M , причем всегда $l > k$.

Для алфавитных кодов принято условное обозначение $lBkM$, где l и k указывают на число элементов в исходном и результирующем блоках. B (Binary) означает, что в исходном блоке используется двоичное счисление (код с основанием 2). Вместо M используются буквы, определяющие основание кода в результирующем блоке: T (Ternary) – троичное, Q (Quaternary) – четверичное. Например, в коде 3B2T (таблица 5.1) двоичный сигнал разбивается на исходные блоки, состоящие из трех элементов. Каждому исходному блоку соответствует результирующий блок, содержащий два элемента троичного кода.

Таблица 5.1

Правило кодирования для кода 3B2T

Исходный блок	000	001	010	011	100	101	110	111
Результирующий блок	02	12	01	22	11	10	21	20

Очевидно, что уменьшение числа элементов k в результирующем блоке по сравнению с числом элементов l в исходном блоке, приводит к уменьшению тактовой частоты передачи информационного потока по линии связи, а следовательно, дает возможность повышения скорости передачи двоичных сигналов при той же занимаемой полосе частот. Здесь коэффициент уменьшения тактовой частоты $K_M = l/k$.

Более высокую скорость передачи цифровой информации по линии связи достигается с использованием многоуровневых кодов. На рис. 5.8 показан пример кодирования двоичного сигнала с помощью четырехуровневого кода 2B1Q, который получил широкое распространение в цифровых сетях абонентского доступа.

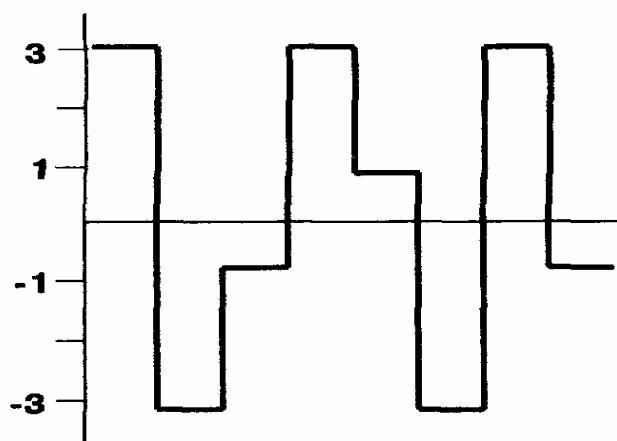


Рис. 5.8. Четырехуровневый код 2B1Q

Здесь достигается передача двух битов за один тактовый интервал. Следовательно, в этом случае скорость передачи, измеряемая в бит/с, в два раза превосходит скорость передачи, измеряемой в бодах (бод – это единица измерения скорости передачи двоичных символов, которая определяется как $1/T$). Скорость в бит/с равна скорости в бодах, когда 1 бит передается за один тактовый интервал.

Код 2B1Q изначально использовался в сетях ISDN для передачи потока 144 кбит/с, а затем также нашел применение для передачи более высокоскоростных потоков и в настоящее время остается широко распространенным в западно-европейских странах и США.

В последнее время все более широкое применение находит технология кодирования двоичных сигналов, использующая амплитудно-фазовую модуляцию без передачи несущей (CAP – Carrierless Amplitude/Phase Modulation). Модуляция CAP сочетает в себе последние достижения модуляционной технологии

и микроэлектроники. Несущая частота модулируется по амплитуде и фазе, создавая кодовое пространство с 64 или 128 состояниями. При этом сама несущая, которая не несет в себе информацию и содержит наибольшую энергию, перед передачей в линию вырезается из сигнала, а затем восстанавливается микропроцессором приемника. Сигнал CAP-64 передает 6 бит информации в каждый момент времени, т.е. за один такт, а сигнал CAP-128 – 7 бит за один такт. Для сравнения на рис. 5.9 представлены спектры линейных сигналов, использующих различные коды.

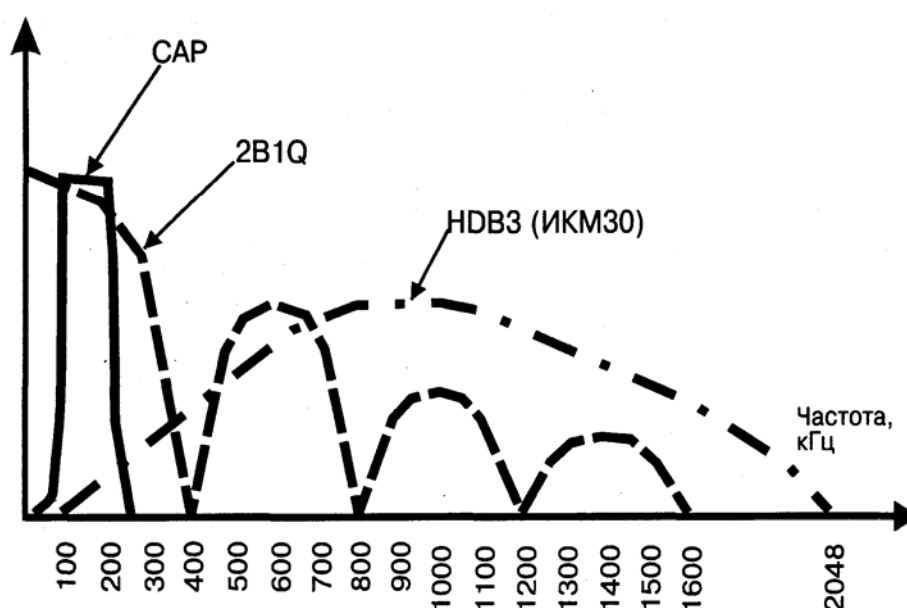


Рис. 5.9. Спектры линейных сигналов:

HDB3 – 2 пары 2048 кбит/с (ИКМ);
 2B1Q – 3 пары по 784 кбит/с каждая (HDSL);
 CAP-64 – 2 пары по 1168 кбит/с (HDSL).

Итогом повышения информативности линейного сигнала является существенное снижение частоты сигнала и ширины спектра, что позволило избежать диапазонов спектра, наиболее подверженных помехам.

5.5. Малоканальная аппаратура уплотнения по технологии DSL

Технология DSL основана на технологии U-интерфейса ISDN и получила широкое распространение в аппаратуре абонентского уплотнения. Она относится к разряду малоканальных систем и обеспечивает дуплексную передачу со скоростью 160 кбит/с по одной витой паре. Число каналов, организуемых на одной линии, фиксировано либо программируется и может составлять 2, 4 или 8. Рассмотрим организацию четырех каналов по одной абонентской линии.

В традиционном случае телефонные аппараты подключаются к аналоговым портам телефонной станции (АТС) медной парой по Z-интерфейсу (интерфейс ab), как показано на рис. 5.10.

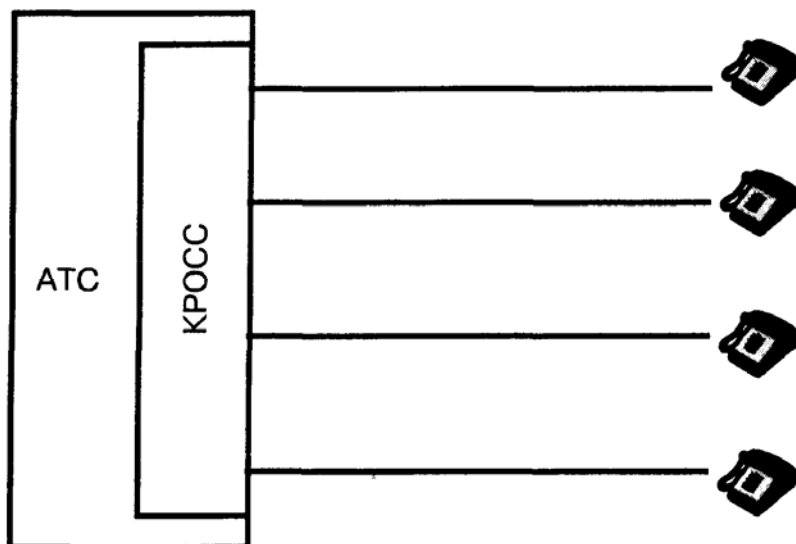


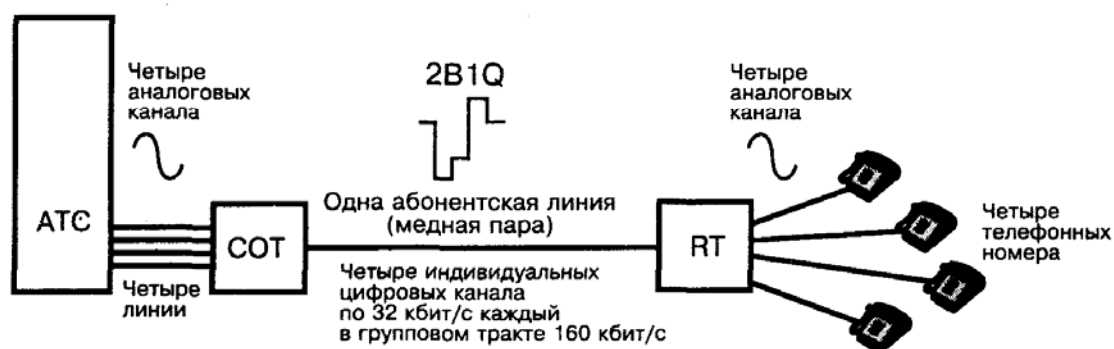
Рис. 5.10. Обычный способ подключения абонентов

Четырехканальная цифровая система передачи по абонентской линии ЦСПАЛ представлена на рис 5.11. Она основана на технологии DSL и построена по принципу временного мультиплексирования цифровых потоков.

В модуле станционного полукомплекта (СОТ) аналоговые сигналы с помощью модуляции ИКМ и АДИКМ преобразуются в цифровые потоки. Далее четыре цифровых потока объединяются в один групповой поток и передаются в цифровом виде по абонентской линии. В абонентском полукомплекте (РТ)

происходит обратное преобразование и по своей структуре он во многом повторяет станционный. Его особенностью является необходимость реализации в нем абонентской сигнализации, в том числе вызывного сигнала (звонка) и питания абонентских телефонных аппаратов. Поэтому в абонентском полуккомплекте содержится собственный вторичный источник питания, получающий энергию либо по цифровой абонентской линии от станционного полуккомплекта СОТ, либо от бытовой электросети. Работа полуккомплектов осуществляется под управлением микропроцессора.

<p>СОТ: Оцифровывает аналоговые телефонные каналы Определяет вызывной сигнал Эмулирует состояние "поднятая/ опущенная трубка" Набирает телефонный номер</p>	<p>РТ: Восстанавливает аналоговые телефонные каналы Восстанавливает вызывной сигнал Определяет состояние "поднятая/ опущенная трубка" Распознает импульсы набора номера</p>
--	--



СОТ: Станционный полуккомплект

РТ: Абонентский полуккомплект

Рис. 5. 11. Четырехканальная цифровая аппаратура уплотнения по технологии DSL

Кроме этого цифровая система передачи позволяет передавать от АТС к абоненту сигналы абонентской сигнализации ("ответ станции", сигнал "занято" и т.д.), а в обратном направлении сигналы набора номера и состояние абонентского шлейфа (замкнут/разомкнут).

Аналоговые сигналы от абонентских комплектов АТС через схему согласования поступают на кодек ИКМ, на выходе которого образуется цифровой поток 64 кбит/с на каждый канал. Затем эти потоки сжимаются с применением алгоритма АДИКМ специальной микросхемой транскодера до скорости

32 или 16 кбит/с в зависимости от заданного числа каналов в системе. Затем потоки мультиплексируются и передаются на линию по U-интерфейсу. На линии сигнал кодируется кодом 2B1Q. Обеспечивается также эхокомпенсация, что позволяет одновременно вести прием и передачу по одной паре.

U-интерфейс является широко используемым интерфейсом в сети ISDN. Он обеспечивает передачу данных по медной паре двух каналов В по 64 кбит/с и одного канала D со скоростью 16 кбит/с. Для служебных целей в системе организуется еще один дополнительный канал со скоростью 16 кбит/с. Общая скорость передачи составляет 160 кбит/с ($2B+D+16$ кбит/с).

В случае четырехканальной аппаратуры каждый В канал содержит два речевых канала (по 32 кбит/с каждый), в случае восьмиканальной – четыре (по 16 кбит/с каждый). В обоих случаях оставшиеся 32 кбит/с используются для передачи сигнализации и дистанционного управления.

Некоторые системы позволяют программировать процесс кодирования на каждом из каналов. Например, система может быть сконфигурирована в трехканальный режим (2 канала АДИКМ 32кбит/с + 1 канал ИКМ 64 кбит/с) или двухканальный режим (2 канала ИКМ 64 кбит/с). Такое изменение конфигурации рекомендуется в случае использования на одном из каналов системы высокоскоростного модема (33600 бит/с), так как АДИКМ-сжатие ограничивает возможную скорость передачи данных до 14400 бит/с.

5.6. Технология HDSL

Технология HDSL (High-bit-rate Digital Subscriber Loop – высокоскоростная цифровая абонентская линия) обеспечивает полный дуплексный обмен на скорости 2 Мбит/с. Для передачи используются две или три кабельных пары. Дальнейшим развитием технологии HDSL стало появление устройств симметричной высокоскоростной цифровой абонентской линии, работающих по одной паре – SDSL (Single Pair Symmetrical Digital Subscriber Loop).

Технология HDSL разрабатывалась так, чтобы обеспечить работу на большинстве существующих АЛ. Главной идеей является использование существующего электрического кабеля (чаще всего с медными жилами) для передачи цифровых потоков на большие расстояния. Поэтому средняя дальность для систем HDSL составляет 5–6 км (по паре с жилой диаметром 0,4–0,5 мм). Оборудование HDSL применимо для работы по кабелю различных типов – симметричному (ТПП и аналогичный), магистральному (КСПП, ЗКП) и коаксиальному.

Основу оборудования HDSL составляет способ кодирования (модуляции) цифрового потока для его передачи по линии. Предусматривается использование двух технологий кодирования – 2B1Q и CAP. Применение эхокомпенсации и снижение тактовой частоты линейного сигнала позволило ввести передачу в обоих направлениях не только по одной паре, но и в одном кабеле. Это является ключевым преимуществом технологии HDSL перед методами линейного кодирования ЧПИ и HDB3. Например, системы передачи с ИКМ помимо установки множества линейных регенераторов требуют прокладки двух кабелей.

Затухание сигнала в кабеле растет с увеличением его частоты, поэтому в зависимости от требуемой дальности применяется одна из трех скоростей линейного сигнала (784 кбит/с, 1168 кбит/с или 2320 кбит/с). Технология 2B1Q предусматривает использование для передачи потока 2 Мбит/с одной, двух или трех пар медного кабеля. По каждой из пар передается часть потока с вышеупомянутыми скоростями (рис. 5.12).

Наибольшая дальность работы достигается при использовании трех пар (около 4 км по жиле 0,4 мм), наименьшая – при работе по одной паре (менее 2 км). Наибольшее распространение из систем с кодированием 2B1Q имеют системы, работающие по двум парам (дальность около 3 км по жиле 0,4 мм). Системы, работающие по трем парам до сих пор широко используются. Однако они постепенно вытесняются системами по технологии CAP, которые обеспечивают ту же дальность по двум парам.

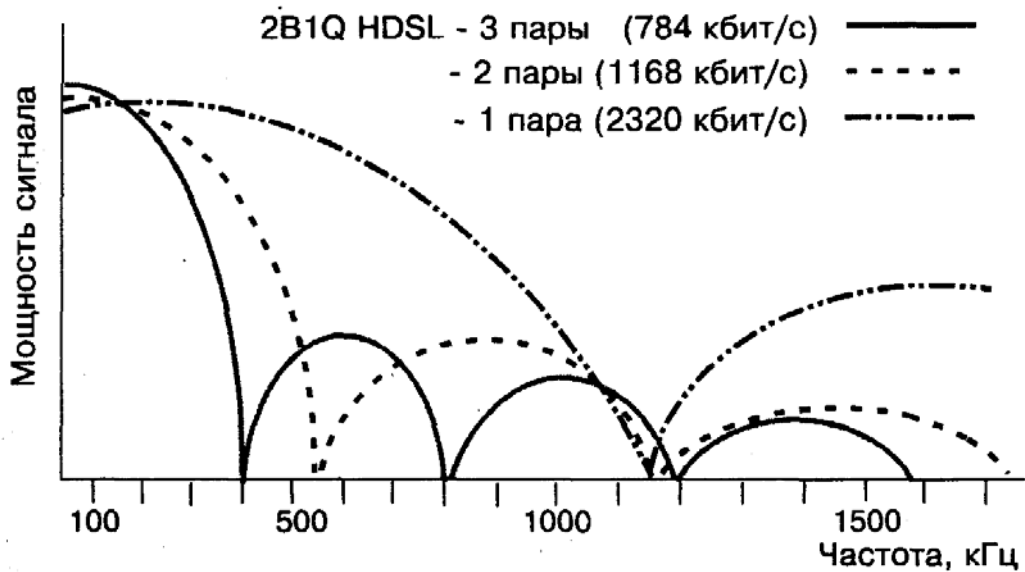


Рис. 5.12. Спектры линейных сигналов при использовании аппаратуры HDSL по технологии 2B1Q

Преимуществом аппаратуры HDSL, использующей технологию CAP, является существенное снижение ширины спектра линейного сигнала (рис. 5.13), что позволяет повысить дальность и помехоустойчивость связи.

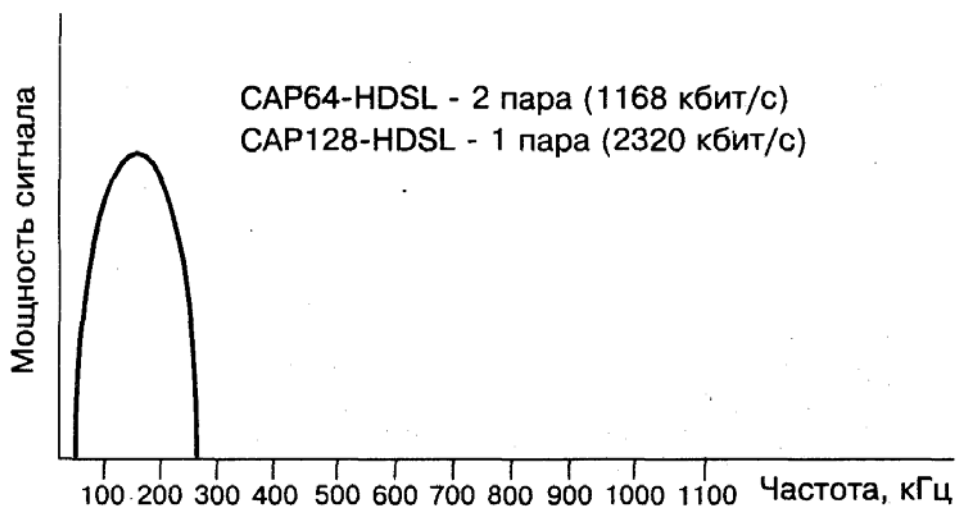


Рис. 5.13. Спектр линейных сигналов при использовании аппаратуры HDSL по технологии CAP

Ввиду отсутствия в спектре высокочастотных (выше 260 кГц) и низкочастотных составляющих (ниже 40 кГц), технология CAP нечувствительна к высокочастотным наводкам и импульсным

помехам, а также к низкочастотным наводкам и искажениям (например, пуск электрических машин или электросварка).

Технология CAP не вызывает интерференции (взаимного влияния) и помех в спектре обычного (аналогового) телефонного сигнала благодаря отсутствию в спектре составляющих ниже 4 кГц. Это снимает ограничения по использованию соседних пар для обычных аналоговых абонентских соединений.

Содержание по разделам

1. Основы построения многоканальных систем передачи (МСП)

1.1. Основные понятия и определения

Сообщение. Канал связи. Система связи. Линия связи. Проводные и радиолинии. Структурная схема системы связи. Система многоканальной связи. Развитие аналоговых и цифровых МСП. Иерархии цифровых систем передачи PDH и SDH. Достоинства SDH.

1.2. Сигналы электросвязи и их основные характеристики

1.2.1. Уровни передачи электрических сигналов

Уровни передачи. Абсолютные, измерительные и относительные уровни передачи. ТНОУ. Диаграмма уровней. Остаточное затухание канала связи.

1.2.2. Телефонные речевые сигналы

Основные характеристики телефонного сигнала: коэффициент активности телефонного сообщения, мощность телефонного сигнала, динамический диапазон телефонного сигнала, пик-фактор сигнала, энергетический спектр речевого сигнала.

1.2.3. Телевизионные сигналы и сигналы звукового вещания

Спектр телевизионного сигнала. Динамический диапазон и пик-фактор. Динамический диапазон, средняя мощность и частотный спектр сигналов звукового вещания.

1.2.4. Сигналы передачи данных, телеграфные и факсимильные сигналы

Двухполярные и однополярные последовательности прямоугольных импульсов. Тактовая частота. Принцип передачи факсимильных сигналов.

1.3. Каналы связи

1.3.1. Характеристики каналов связи

Передача сигналов во встречных направлениях. Входное и выходное сопротивления канала связи, их допустимое отклонение. Коэффициент отражения, коэффициент затухания отражения. Остаточное затухание канала и его неустойчивость. Частотная характеристика остаточного затухания и эффективно передаваемая полоса частот. Шаблон допустимых отклонений. Амплитудная характеристика. Коэффициент нелинейных искажений. Коэффициент затухания нелинейности. Уровень шума. Средний и пиковый уровни мощности сигнала. Максимальный динамический диапазон канала связи. Пропускная способность канала.

1.3.2. Канал тональной частоты.

Структурная схема канала двустороннего действия с двухпроводным окончанием. Двухпроводное и четырехпроводное окончание линии. Уровни передачи в канале ТЧ. Параметры канала ТЧ: входное и выходное сопротивления, остаточное затухание, эффективно передаваемая полоса частот, коэффициент нелинейных искажений.

1.3.3. Широкополосные каналы

Широкополосные каналы аналоговых систем передачи. Широкополосные каналы цифровых систем передачи.

1.3.4. Дифференциальная система (ДС)

Схема трансформаторной ДС. Принцип работы ДС в режиме "Абонент слушает". Принцип работы ДС в режиме "Абонент говорит".

1.3.5. Эффект электрического эха в канале связи

Механизм возникновения электрического эха. Первое эхо говорящего. Первое эхо слушающего.

1.4. Общие принципы построения МСП

1.4.1. Разделение канальных сигналов

Структурная схема МСП. Работа МСП: обработка сигналов в приемной части, прохождение по линии связи и обработка в передающей части. Аналоговые и цифровые системы передачи.

1.4.2. Системы передачи с частотным разделением каналов (СП-ЧРК)

Структурная схема и принцип работы СП-ЧРК. Преобразование спектров сигналов в СП-ЧРК. АЧХ канального фильтра.

1.4.3. Системы передачи с временным разделением каналов (СП-ВРК)

Структурная схема и принцип работы СП-ВРК. Частота дискретизации. Циклы и канальные интервалы. Аналоговые СП-ВРК: временные диаграммы канальных и группового АИМ сигналов. Цифровые СП-ВРК: принцип действия цифровой СП-ВРК. Достоинства и недостатки СП с ЧРК и ВРК.

2. МСП с частотным разделением каналов (ЧРК)

2.1. Методы построения МСП с ЧРК

Оконечное и промежуточное оборудование. Индивидуальный метод построения МСП. Групповой метод построения МСП. Достоинства и недостатки методов построения МСП. Принцип многократного преобразования частоты (структурная схема).

2.2. Состав МСП с ЧРК

Каналообразующая аппаратура. Аппаратура сопряжения. Аппаратура линейного тракта. Схема построения аналоговых систем передачи.

2.3. Групповые преобразования сигналов в аппаратуре сопряжения (АС)

Одна ступень преобразования в АС. Две ступени преобразования в АС.

2.4. Группообразование в МСП с ЧРК

Первичная, вторичная, третичная и четверичная группы каналов. Полосы частот, занимаемые соответствующими группами каналов.

2.5. Формирование спектров канальных групп.

2.5.1. Формирование спектра первичной группы

Структурная схема и принцип действия блока индивидуального преобразования. Формирование спектра 12-канальной первичной группы с одной ступенью преобразования. Схема преобразования спектров.

2.5.2. Формирование спектра вторичной, третичной и четверичной групп

Формирование спектров вторичной, третичной и четверичной групп и соответствующие им структурные схемы, принцип работы преобразователей и схемы преобразования спектров.

2.6. Характеристики систем передачи с ЧРК

2.6.1. Системы передачи для магистрального участка сети

Системы передачи К1920-П, К-3600, К-10800, К-5400, ВК-960: организация каналов, формирование спектров, характеристики связи.

2.6.2. Системы передачи для зонового участка сети

Системы передачи К-300, К-120, К-420, К-60П, К-1020С: организация каналов, формирование спектров, характеристики связи.

2.6.3. Системы передачи для местного участка сети

Системы передачи КАМА, КНК-6Т, КНК-12Т, В-3-3, В-12-3, АБУ: организация каналов, формирование спектров, характеристики связи.

2.7. Методы амплитудной модуляции

2.7.1. Передача двух боковых полос с несущей

Модуляция. Канальный сигнал на выходе модулятора. Огибающая канального сигнала. Временное и спектральное представление сигналов в процессе модуляции.

Демодуляция. Принцип демодуляции. Временное представление сигналов в процессе демодуляции. Причина возникновения перемодуляции.

Мощность канальных сигналов. Мощность сигнала $U(t) = A \cos \omega t$, действующего на сопротивлении R . Мощность канального сигнала. Соотношение мощности боковой и мощности несущей при $m=1$. Соотношение мощности канального сигнала и мощности несущей.

2.7.2. Передача двух боковых полос без несущей

Канальный сигнал на выходе модулятора. Временное и векторное представление сигналов в процессе модуляции. Спектры канального и первичного сигналов. Демодуляция сигнала. Структурная схема МСП с ЧРК при передаче двух боковых полос без несущей. Параметры частотных компонент в точках прохождения сигнала.

2.7.3. Передача одной боковой полосы (ОБП) без несущей (фильтровый способ)

Структурная схема устройства формирования ОБП фильтровым способом. Назначение канальных фильтров на передаче и приеме. Спектры сигналов в процессе модуляции и демодуляции. Параметры частотных компонент в точках прохождения сигнала при передаче верхней боковой полосы.

3. МСП с временным разделением каналов (ВРК)

3.1. Принцип временного разделения каналов

Временное разделение каналов и принцип работы системы передачи с ВРК (структурные схемы). Частота и период дискретизации. Канальные интервалы. Периодические последовательности импульсов на выходах РИК. Представление канального сигнала в системе передачи с ВРК. Спектральное представление непрерывного и канального сигналов при различных соотношениях частоты дискретизации и граничной частоты непрерывного сигнала.

3.2. Методы импульсной модуляции

3.2.1. Характеристики импульсной последовательности

Вид периодической импульсной последовательности и ее основные параметры. Сквозность.

3.2.2. Разновидности импульсной модуляции

Принцип амплитудно-импульсной модуляции (АИМ). Виды АИМ. Принцип широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Виды ШИМ. Принцип временной импульсной модуляции (ВИМ). Виды ВИМ.

3.3. Квантование сигнала по уровню

3.3.1. Равномерное квантование

Шаг квантования. Напряжение ограничения. Принцип равномерного квантования. Амплитудная характеристика квантующего устройства. Ошибка квантования. Средняя мощность шума квантования. Шум ограничения. Защищенность от шумов квантования. Зависимость $A_{з.кв} = f(p_c)$ при равномерном квантовании.

3.3.2. Неравномерное квантование

Принцип неравномерного квантования. Амплитудная характеристика квантующего устройства. Зависимость $A_{з.кв} = f(p_c)$ при неравномерном квантовании.

3.4. Нелинейное кодирование сигналов

Характеристика компрессии типа А. Нумерация сегментов и шагов квантования. Величина шага квантования в i -м сегменте. Зависимость $A_{з.кв} = f(p_c)$ для характеристики компрессии типа А. Структура кодовой комбинации, формируемой на выходе кодера с характеристикой А.

4. Цифровые системы передачи с ИКМ (ЦСП с ИКМ)

4.1. Общие принципы построения ЦСП с ИКМ

Состав оборудования цифровых систем передачи: оконечное, линейное и промежуточное оборудование. НРП и ОРП. Структура ЦСП первой ступени. Параметры и структура цикла группового сигнала системы ИКМ-30. Принцип формирования цифрового группового сигнала.

4.2. Оконечная станция ЦСП с ИКМ

Структурная схема оконечной станции ЦСП: индивидуальное и групповое оборудование. Принцип работы оконечной станции ЦСП и назначение ее узлов приемной и передающей части: ГО, ДС, УНЧ, ФНЧ, АИМ, Код, Дек, СУ, ФЦ, ПК, ЛТр, РС, ПСС, ДП, ВС.

4.3. Структура циклов в ЦСП ИКМ-30.

Структура циклов и интервалов, их назначение. Организация цикла и сверхцикла. Организация сигнальных каналов для передачи СУВ.

4.4. Синхронизация в ЦСП ИКМ-30.

4.4.1. Тактовая синхронизация

Назначение тактовой синхронизации. Схема обеспечения тактовой синхронизации в приемных пунктах. Принцип выделения тактовой частоты.

4.4.2. Цикловая и сверхцикловая синхронизация. Структура приемника синхросигнала (ПСС)

Принцип и назначение цикловой синхронизации. Структурная схема и основные функции приемника синхросигнала ПСС. Основные элементы ПСС и их назначение: регистр сдвига РС, дешифратор Дш, генераторное оборудование приема ГО_{пр}, элементы НЕТ, И₁ и И₂, накопители по входу в синхронизм и выходу из синхронизма. Принцип и назначение сверхцикловой синхронизации.

4.4.3. Принцип работы ПСС

Работа в состоянии синхронизма. Защита от ложного выхода из состояния синхронизма при кратковременных искажениях синхросигнала. Выход из синхронизма. Поиск синхронизма. Защита от ложного вхождения в синхронизм. Установление состояния синхронизма. Общее время восстановления синхронизма.

4.5. Объединение и разделение цифровых потоков

Сущность объединения и разделения цифровых потоков. Синхронное и асинхронное объединение потоков. Посимвольное объединение потоков (побитное чередование). Разбиение группового потока на циклы и субциклы. Структурная схема вторичной ЦСП и ее блоки: БЦС, КЦП, РЦП, ПерСС, ПрСС, ВТЧ, ГО.

4.6. Иерархия цифровых систем передачи

Иерархический принцип построения ЦСП. Европейская иерархия. Формирование групповых сигналов более высокого уровня. Состав основного и дополнительного оборудования ЦСП европейской иерархии. Североамериканская иерархия. Особенности плезиохронной цифровой иерархии (PDH). Синхронная цифровая иерархия (SDH).

4.7. Коды линейных цифровых сигналов в ЦСП с ИКМ

Назначение передающего и приемного преобразователей кода. Код ЧПИ (AMI) и его основной недостаток. Код КВП-3 (HDB3) и алгоритм его формирования. Преимущества кода HDB3 по сравнению с кодом AMI.

5. Системы передачи для сетей абонентского доступа

5.1. Построение аналоговых сетей абонентского доступа

Спаренное включение телефонных аппаратов. Система абонентского высокочастотного уплотнения (АВУ). Организация АВУ. Спектры частот и формирование передаваемых сигналов в системе АВУ. Схема построения АВУ.

5.2. Построение цифровых сетей абонентского доступа

Применение мультиплексоров на абонентской сети, основные функции мультиплексоров. Концентраторы и их назначение. Пример построения сети с использованием подстанции.

5.3. Перспективные технологии в абонентских сетях

Современные способы подключения абонентов к сети, их достоинства и недостатки. Кольцевое построение абонентской сети.

5.4. Кодирование линейных сигналов в сетях абонентского доступа.

Алфавитные коды и их условное обозначение. Достоинства алфавитных кодов. Коэффициент уменьшения тактовой частоты. Правило кодирования для кода 3B2T. Многоуровневые коды и их достоинства. Соотношение скоростей передачи, измеряемых бит/с и бод. Пример кода 2B1Q. Технология кодирования CAP. Спектры линейных сигналов, использующих коды CAP, 2B1Q и HDB3 (ИКМ-30).

5.5. Малоканальная аппаратура уплотнения по технологии DSL.

Краткая характеристика технологии DSL. Пример организации четырехканальной цифровой аппаратуры DSL. Модули стационарного и абонентского полуккомплектов. Обработка сигналов в аппаратуре DSL. Организация и конфигурирование каналов по U-интерфейсу.

5.6. Технология HDSL

Краткая характеристика технологии HDSL. Особенности применения технологии кодирования 2B1Q и CAP в аппаратуре HDSL. Спектры линейных сигналов 2B1Q и CAP. Достоинства аппаратуры HDSL с использованием кодирования CAP

Литература

1. Лев А.Ю. Теоретические основы многоканальной связи. Учебник для вузов связи. М.: Связь, 1978. – 192 с.
2. Зингаренко А.М., Баева Н.Н., Тверецкий М.С. Системы многоканальной связи: Учебник для вузов связи. – М.: Связь, 1980. – 440 с.
3. Гитлиц М.В., Лев А.Ю. Теоретические основы многоканальной связи: Учебное пособие для вузов связи. - М.: Радио и связь, 1985. – 248 с.
4. Электросвязь. Введение в специальность: Учебное пособие для вузов / В.Г. Дурнев, А.Ф. Зеневич и др. – М.: Радио и связь, 1988. – 240 с.
5. Цифровые и аналоговые системы передачи: Учебник для вузов / В.И. Иванов, В.Н. Гордиенко, Г.Н. Попов и др.; Под ред. В.И. Иванова. - М.: Радио и связь, 1995. – 232 с.
6. Многоканальные системы передачи: Учебник для вузов/ Н.Н. Баева, В.Н. Гордиенко, С.А. Курицин и др.; Под ред. Н.Н. Баевой, В.Н. Гордиенко. – М.: Радио и связь, 1996. – 559 с.
7. Денисьева О.М., Мирошников Д.Г. Средства связи для "последней мили". – М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 1999. – 137 с.

Альберт Винерович Абилов

**Лекции по курсу
«МНОГОКАНАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ»**

В авторской редакции

Подписано в печать 2.11.2000. Формат 60x84/16.
Бумага офсетная. Усл. печ. л. 1,16. Усл.-изд. л. 1,8.
Тираж 200 экз. Заказ № 62
Отпечатано на ризографе Издательства ИжГТУ.
Лицензия РФ ПД № 00525 от 28.04.2000.

Типография Ижевского государственного
технического университета.
426069, г. Ижевск, Студенческая, 7