Глава 5

КАНАЛООБРАЗУЮЩАЯ АППАРАТУРА АНАЛОГОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

5.1. Принципы построения каналообразующей аппаратуры

Каналообразующая аппаратура является частью оборудования оконечных станций систем передачи и фактически определяет технико-экономические показатели систем передачи и сетей связи в целом. Практическое применение находят два принципа построения каналообразующей аппаратуры: индивидуальный и групповой.

В каналообразующей аппаратуре индивидуального типа преобразование сигналов на оконечных станциях осуществляется отдельным для каждого канала оборудованием, не зависящим от других каналов, а групповой сигнал формируется путем одноступенчатого переноса исходного спектра каждого канала сразу в линейный спектр. Упрощенная структурная схема оконечной станции такой системы передачи приведена на рис. 5.1, а линейный спектр – на рис. 5.2,а. Спектр каждого канала образуется на своей несущей частоте, причем после модулятора используются обе боковые полосы частот для передачи в ротивоположных направлениях. На данной станции,к примеру, в каждом канале для передачи используется нижняя боковая полоса, выделяемая полосовым фильтром ПФН, а для приема – верхняя боковая полоса, выделяемая полосовым фильтром ПФВ. На противоположной станции эти фильтры меняются местами. Поэтому спектры каналов в линейном сигнале обоих направлений не примыка-

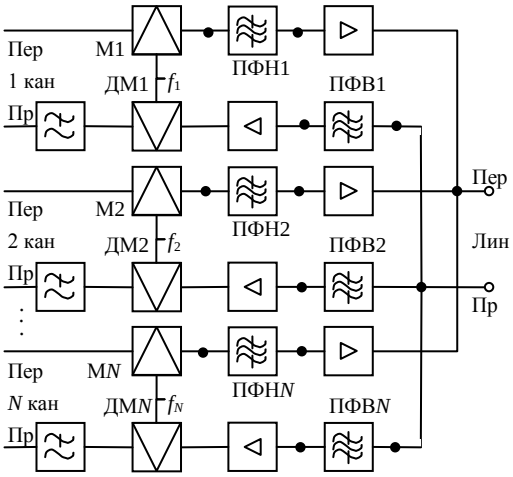

Рис. 5.1

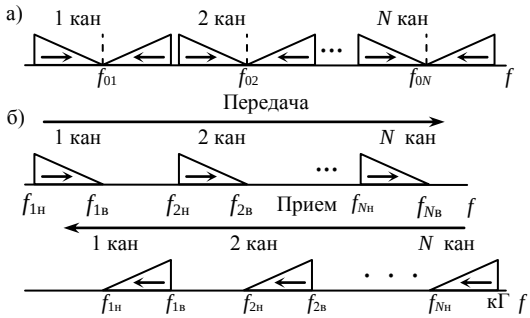

Рис. 5.2

ют друг к другу (рис. 5.2,б), что препятствует возможности образования широкополосных каналов путем объединения частотных полос нескольких каналов ТЧ.

Основным достоинством такого типа аппаратуры является ее простота и маневренность: устанавливая или снимая оборудование, можно изменять число каналов на линии. Для обеспечения дальности связи таких систем передачи используются транзиты по ТЧ, поэтому на транзитных пунктах (ТП) устанавливается две оконечные станции (рис. 5.3)

К основным недостаткам этой аппаратуры относят незначительное число получаемых с ее помощью каналов, небольшую дальность связи, громоздкость и высокую стоимость оборудования, невозможность образования широкополосных каналов.

Незначительное число каналов системы передачи индивидуального типа объясняется сложностью задачи разделения сигналов на высоких частотах. Ограничение дальности связи обусловлено накоплением искажений, вносимых канальными фильтрами в транзитных пунктах, поэтому ограничивается их количество. Это обусловливает также и высокую стоимость аппаратуры (требуются по числу каналов разнотипные канальные фильтры, разные несущие частоты от генераторного оборудования).

Индивидуальный принцип построения каналообразующей аппаратуры применяется лишь для малоканальных (число каналов не более трех) систем передачи, которые получили наименование индивидуальных систем передачи и используются для работы по двухпроводным цепям воздушных или кабельных линий.

По групповому принципу построения часть аппаратуры многоканальной системы передачи является индивидуальной для каждого канала, а большая часть – групповой. Такие системы передачи получили название групповых.

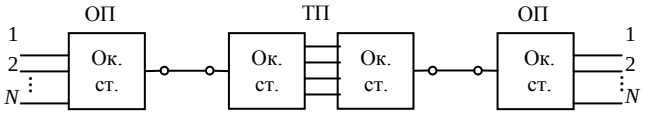

Рис. 5.3

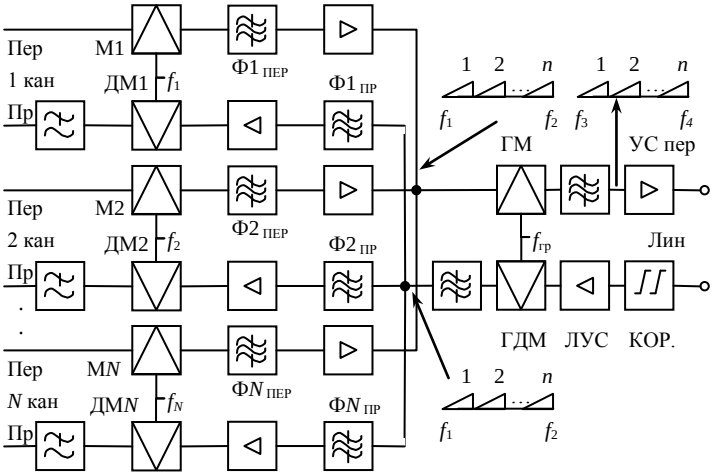

Рис. 5.4

В индивидуальной части формируется групповой сигнал на относительно небольшое число каналов n (например, 3…12) по индивидуальному принципу с достаточно плотным расположением их спектров в наиболее удобном диапазоне частот, например, $f_1 ... f_2$, а затем путем группового преобразования групповым модулятором ГМ перемещается в другой спектр частот, (например, в линейный спектр $f_3 ... f_4$), формируя многоканальный сигнал, который усиливается линейным усилителем передачи УС Пер и в дальнейшем последующими усилителями обеспечивается необходимая дальность передачи и коррекция искажений (рис. 5.4). В обратном направлении передачи должно быть аналогичное оборудование. В тракте приема оконечной станции линейный сигнал корректируется (КОР), усиливается и преобразуется в обратном порядке до исходных сигналов.

Групповой принцип построения несколько усложняет оборудование оконечных станций (кроме индивидуальных модуляторов и фильтров по числу каналов появляются групповые модуляторы и фильтры), однако в целом система передачи удешевляется, так как уменьшается общее число типов фильтров, число номиналов несущих частот от генераторного оборудования, для увеличения дальности применяются не транзитные пункты с двумя оконечными станциями на каждом пункте, а групповые линейные усилители (ЛУС) для усиления и корректирования многоканального линейного спектра частот.

Особенно важным преимуществом групповых систем передачи является обеспечение таких важнейших сетевых требований, как возможность формирования широкополосных каналов (вместо определенного числа каналов ТЧ) и обеспечения транзитов групп каналов. Все современные аналоговые многоканальные системы передачи строятся по групповому принципу.

Рассмотрению последовательности формирования сигналов в групповых системах передачи посвящены последующие параграфы данной главы.

5.2. Формирование канальных сигналов аналоговых систем передачи

В АСП (системах передачи с ЧРК) канальные сигналы формируются в индивидуальном оборудовании из первичных информационных сигналов путем преобразования их спектров так, чтобы каждый канальный сигнал занимал некоторый участок спектра, не перекрывающийся с полосами частот других канальных сигналов.

Для такого преобразования спектров можно применить различные виды модуляции токов разных несущих частот в каждом канале. Однако в современных системах передачи используется почти исключительно амплитудная модуляция (АМ). Рассмотрим этот вид модуляции подробно.

При АМ амплитуда некоторого гармонического колебания вида

$$U_{\omega}\cos(\omega t+\varphi) \tag{5.1}$$

изменяется пропорционально мгновенному значению напряжения исходного (первичного) информационного сигнала $C(t)$:

$$u(t)=U_{\omega}+kC(t) \tag{5.2}$$

Амплитудно-модулированный сигнал

$$u(t)=[U_{\omega}+kC(t)]\cos(\omega t+\varphi)\,, \tag{5.3}$$

где ω – угловая частота гармонического колебания, называемая несущей частотой; φ – начальная фаза несущего колебания; U_{ω} – амплитуда несущего колебания; k – коэффициент пропорциональности.

Первичный информационный сигнал, имеющий обычно достаточно сложную форму, можно с любой заданной точностью представить рядом Фурье, принимая интервал разложения больше или равным длительности сигнала и выбирая необходимое число ряда n. Если применить четное продолжение ряда, то получим

$$C(t)=\sum_{i=1}^{n}U_{\Omega_i}\cos(\Omega_i t+\theta_i)\,, \tag{5.4}$$

где U_{Ω_i} – амплитуда i-ой составляющей исходного сигнала частотой Ω_i; θ_i – начальная фаза i-той составляющей исходного сигнала.

С учетом (5.3) и (5.4) гармоническое колебание, модулированное сложным сигналом, представится в виде

$$u(t)=\left[U_{\omega}+k\sum_{i=1}^{n}U_{\Omega_i}\cos(\Omega_i t+\theta_i)\right]\cos(\omega t+\varphi)$$

или

$$u(t)=U_{\omega}\left[1+\sum_{i=1}^{n}m_i\cos(\Omega_i t+\theta_i)\right]\cos(\omega t+\varphi), \tag{5.5}$$

где $m_i = \dfrac{kU_{\Omega_i}}{U_\omega}$ – глубина амплитудной модуляции.

После несложных преобразований выражение (5.5) приводится к виду

$$u(t) = U_\omega \cos(\omega t + \varphi) + \sum_{i=1}^{n} \frac{U_\omega m_i}{2} \cos[(\omega + \Omega_i)t + \varphi + \theta_i] +$$

$$+ \sum_{i=1}^{n} \frac{U_\omega m_i}{2} \cos[(\omega - \Omega_i)t + \varphi - \theta_i]\,. \qquad (5.6)$$

Из этого выражения видно, что амплитудно-модулированное колебание представляется суммой несущего колебания и двух боковых полос с частотными составляющими $(\omega - \Omega_i)$ и $(\omega + \Omega_i)$, расположенными симметрично относительно несущей частоты. Спектральный состав этого колебания представлен на рис. 5.5, а. Если исходный информационный сигнал $C(t)$ имеет сплошной спектр $\Omega_н ... \Omega_в$ (рис. 5.5, б), то спектры боковых колебаний также будут сплошными (рис. 5.5, в).

Здесь следует пояснить смысл изображения спектров в виде прямоугольных треугольников: по направлению подъема гипотенузы повышается частота исходного преобразуемого сигнала от $\Omega_н$ до $\Omega_в$, при этом подъем слева направо соответствует прямому спектру, справа налево – обратному или инверсному спектру.

Сигнал $u(t)$ по формуле (5.6) в общем случае может быть принят в качестве канального сигнала, поскольку он представляет собой сумму сдвинутых по оси частот всех составляющих исходного информационного сигнала. При этом для различных канальных сигналов этот сдвиг, определяемый несущей частотой, должен быть различным.

Однако следует отметить, что параметры, характеризующие исходный сигнал $C(t) - m_i, \Omega_i, n,$ входят лишь во второе и третье слагаемые выражения (5.6), в то время как первое слагаемое их не содержит.

Поэтому в качестве канальных сигналов можно использовать не только полное АМ колебание (5.6), но также различные комбинации отдельных составляющих АМ сигнала, в том числе и одну из боковых полос.

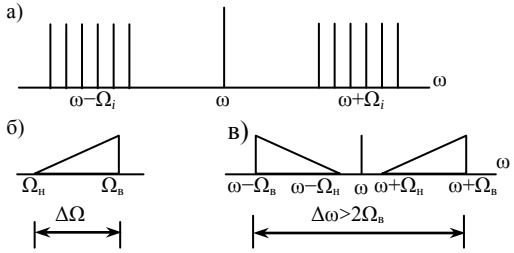

Рис. 5.5

Оценим вначале распределение мощности между отдельными составляющими АМ сигнала. Для решения этой задачи удобно первичный сигнал, имеющий сложную форму, представить в виде эквивалентного гармонического колебания, средняя мощность которого с некоторой достаточно большой вероятностью

не превышает среднюю мощность реального сигнала:

$$C(t) = U_{\Omega_э} \cos(\Omega_э t + \theta_э) \ . \qquad (5.7)$$

Тогда выражение (5.6) преобразуется к виду

$$u(t) = U_\omega \cos\omega t + U_\omega \frac{m_э}{2} \cos(\omega + \Omega_э)t + \frac{U_\omega m_э}{2} \cos(\omega - \Omega_э)t \qquad (5.8)$$

Здесь для упрощения принято $\theta_э = 0$; $\varphi = 0$ и $m_э = \dfrac{kU_{\Omega_э}}{U_\omega}$.

Действующая мощность составляющей несущей частоты на некоторой нагрузке *R* равна

$$P_\omega = U_\omega^2 / 2R \ . \qquad (5.9)$$

Действующая мощность составляющей одной боковой частоты, как следует из (5.8), равна

$$P_{(\omega \pm \Omega)} = \frac{U_\omega^2 m_э^2}{8R} = P_\omega \frac{m_э^2}{4} \qquad (5.10)$$

или

$$\frac{P_\omega}{P_{(\omega \pm \Omega)}} = \frac{4}{m_э^2} \ . \qquad (5.11)$$

Для уменьшения искажения при модуляции глубину амплитудной модуляции выбирают $m_Э < 1$. Если, например, принять $m_э$=0,3, то $P_\omega / P_{(\omega \pm \Omega)} \approx 40$. Таким образом, мощность колебаний каждой из боковых полос значительно меньше мощности колебаний несущей частоты.

Проанализируем различные варианты использования составляющих амплитудно-модулированного колебания в качестве канальных сигналов.

При использовании *несущей частоты и двух боковых полос* ширина спектра канального сигнала, занимаемая в тракте, получается больше удвоенного значения верхней частоты сигнала $\Delta\omega > 2\Omega_в$ (рис. 5.5, в), то есть более чем в два раза превышает ширину спектра первичного сигнала $\Delta\Omega = \Omega_в - \Omega_н$. В этом один из главных недостатков этого варианта формирования канальных сигналов, вытекающий из того, что в некоторой заданной полосе частот линейного группового сигнала получается меньшее число каналов, чем при использовании других вариантов. Вторым существенным недостатком варианта является то, что мощность боковых полос составляет лишь малую долю мощности всего АМ колебания (5.11), то есть мощность передающих устройств используется нерационально. При использовании проводной линии для обеспечения необходимой защищенности от помех потребуется при заданной мощности сокращать длины усилительных участков, либо при заданной длине усилительных участков увеличивать мощность передающих устройств. Достоинством этого варианта является простота оборудования систем передачи (рис. 5.6). Для формирования канального сигнала используется амплитудный модулятор АМ и простейший полосовой фильтр ПФ1, включенный на его выходе для подавления лишь паразитных продуктов преобразования, возникающих на выходе модулятора из-за

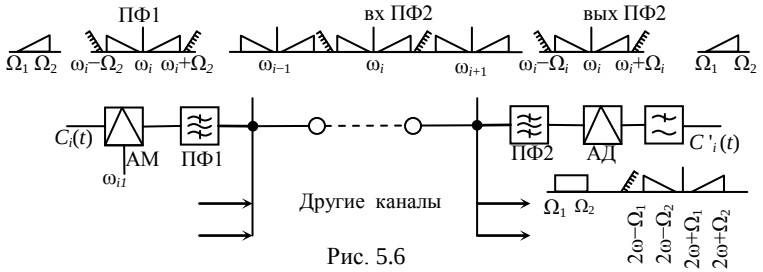

Рис. 5.6

несовершенства его характеристик. Поскольку амплитуды продуктов преобразования малы по сравнению с амплитудами боковых частот, а полоса расфильтровки значительна, то к полосовому фильтру не предъявляются чрезмерно жесткие требования по затуханию в полосе задерживания, и фильтр получается относительно простым. Для восстановления исходного сигнала в приемной части системы передачи необходим амплитудный детектор АД. Канальный сигнал выделяется из группового сигнала канальным полосовым фильтром ПФ2, который также является достаточно простым из-за наличия значительной полосы расфильтровки до несущей частоты следующего канала. Это объясняется тем, что переходная помеха в канале может возникнуть только тогда, когда на детектор данного канала попадает соседний канальный сигнал вместе с несущей частотой. Если же от соседнего канального сигнала попадает лишь боковая полоса, то при взаимодействии с несущей частотой данного канала создается помеха, выходящая за пределы диапазона частот канала. Действительно, пусть через полосу задерживания полосового фильтра ПФ2 попадает какая-либо из частотных составляющих, например, в пределах нижней боковой полосы (i+1) канала – $(\omega_{i+1} - \Omega)$. Взаимодействуя с несущей частотой ω_i, эта составляющая формирует помеху с частотой $\omega_n = (\omega_{i+1} - \Omega) - \omega_i = (\omega_{i+1} - \omega_i) - \Omega.$. Поскольку $\omega_{i+1} - \omega_i > 2\Omega_2$, а $\Omega < \Omega_2$, то $\omega_n > \Omega_2$, то есть помеха находится за пределами полосы канала. На выходе амплитудного детектора АД восстановленный сигнал $C(t)$ в диапазоне частот $\Omega_1 ... \Omega_2$ выделяется фильтром нижних частот. Так как $\omega >> \Omega_2$, то фильтр нижних частот, предназначенный для выделения спектра сигнала и подавления побочных продуктов преобразования, может быть также достаточно простым.

Вариант передачи токов одной боковой полосы частот и несущей. В сравнении с первым данный вариант отличается тем, что в тракте используется почти вдвое меньшая полоса частот $\Delta\omega = (\omega + \Omega_в) - \omega = \Omega_в$. Недостатком этого варианта является очень малая мощность сигнала боковой полосы и значительно большая мощность несущего колебания в соответствии с (5.11), что приводит к нерациональному использованию мощности усилителей. Большая мощность несущих частот вызывает перегрузку групповых усилителей, что приводит к значительным

нелинейным шумам и помехам как в канале данной системы передачи, так и в каналах систем передачи, работающих по параллельным цепям.

В практике находит применение вариант канального сигнала в виде одной боковой полосы, несущей частоты и части второй боковой полосы. В частности, такой вид сигнала приходится применять для организации канала передачи телевизионного сигнала, имеющего весьма широкий спектр частот: от очень низких частот $\Omega_н \approx 0$ Гц до достаточно высоких $\Omega_в \approx 6$ МГц. В этом случае между верхней и нижней боковыми полосами практически отсутствует полоса расфильтровки, поэтому выделить одну из полос не представляется возможным, и метод однополосной модуляции применить нельзя. Можно обеспечить передачу такого сигнала полным амплитудно-модулированным колебанием, однако при этом спектр канального сигнала получится чрезвычайно широким ($\Delta\omega = 2\Omega_{max} \approx 12$ МГц), что существенно усложнило бы линейный тракт системы передачи. Учитывая это, использование одной боковой полосы, несущей частоты и части второй боковой, примыкающей к несущей частоте, наиболее рационально. Практика показывает, что для передачи телевизионных сигналов (или других сигналов, имеющих подобные характеристики) достаточно принять $\Delta\omega \approx (1{,}05...1{,}2)\Delta\Omega$.

Однако следует отметить, что при передаче одной боковой полосы и части второй боковой полосы на приеме неизбежны амплитудно-частотные искажения (рис. 5.7). Эти искажения возникают вследствие того, что колебания в полосе частот от $\Omega_н$ до Ω_1 обуславливаются наличием в тракте двух боковых полос, а колебания от Ω_1 до $\Omega_в$ – только одной боковой полосы частот. Если предположить, что в тракте приема на входе демодулятора составляющие частот боковых полос имеют одинаковые амплитуды (рис. 5.7,а), то на выходе демодулятора амплитуды колебаний с частотами от $\Omega_н$ до Ω_1 будут почти в два раза больше, чем амплитуды колебаний с частотами от Ω_1 до $\Omega_в$ (рис. 5.7,б). Чтобы избежать указанных искажений, необходимо применять избирательное устройство, называемое фильтром Найквиста, которое позволяет сформировать линейную полосу частот на входе демодулятора так, как показано на рис. 5.7,в. Тем самым обеспечивается восстановление исходного сигнала (рис. 5.7,г).

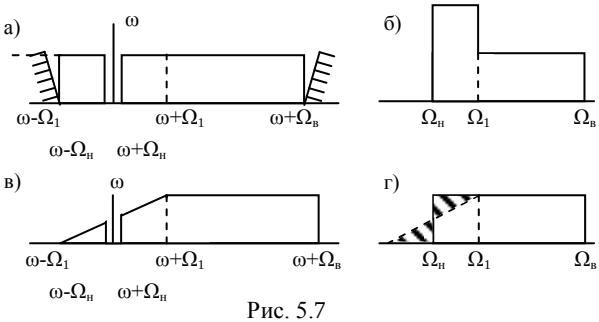

Рис. 5.7

Передача токов одной боковой полосы частот без несущей. При этом варианте наиболее

рационально используются линейный спектр и мощность передающего устройства. Канальные сигналы занимают по ширине точно такие же диапазоны частот, как и передаваемые первичные сигналы, то есть $\Delta\omega = \Delta\Omega$.

Коэффициент использования мощности передающего устройства увеличивается во много раз, так как практически вся мощность его расходуется для передачи полезного сигнала. Устранение колебаний несущей частоты из канальных сигналов дает возможность снизить мощность на выходе групповых усилителей до приемлемой величины, что облегчает их реализацию.

Однако на приемной стороне для восстановления исходного сигнала необходимо иметь источник (генератор) несущей частоты, который может быть асинхронным (отличным по частоте) или асинфазным (отличным по фазе) по отношению к генератору передающей станции. Если, например, на приемной станции несущая частота отличается относительно частоты передающей станции на $\Delta\omega$, то это приведет к смещению полосы частот восстановленного исходного сигнала $(\Omega_н ... \Omega_в)$ на такую же величину $\Delta\omega$ вверх или вниз по шкале частот (рис. 5.8). При телефонной связи влияние асинхронности (изменение тембра голоса, ухудшение разборчивости речи) сказывается при значительных смещениях спектров (несколько десятков герц). При использовании каналов для передачи дискретных сигналов методом частотной модуляции даже небольшое смещение (единицы герц) приводит к заметным искажениям. Это требует обеспечения высокой стабильности несущих частот, что значительно усложняет генераторное оборудование аналоговых систем передачи.

Асинфазность несущих частот приводит к смещению всех частотных составляющих исходного сигнала на один и тот же фазовый угол $\Delta\varphi$, что несущественно для приема любой информации.

Таким образом, способ однополосной модуляции, обеспечивая важные преимущества перед другими вариантами использования амплитудной модуляции, накладывает жесткие требования на стабильность несущих частот, что влечет за собой усложнение генераторного оборудования. Повышаются также требования к полосовым канальным фильтрам, которые должны выделить только одну из боковых полос и надежно подавить все остальные продукты модуляции и особенно колебание несущей частоты, которая значительно более мощная и имеет очень маленький промежуток расфильтровки от боковой полосы.

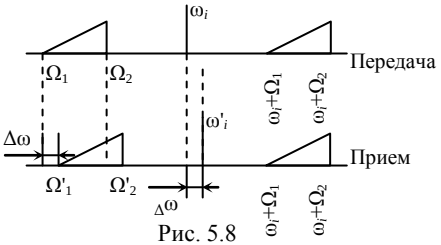

Рис. 5.8

Структурная схема одного направления передачи сигнала с использованием одной боковой полосы частот без передачи несущего колебания приведена на рис. 5.9. Здесь же показаны спектры сигналов в различных точках схемы.

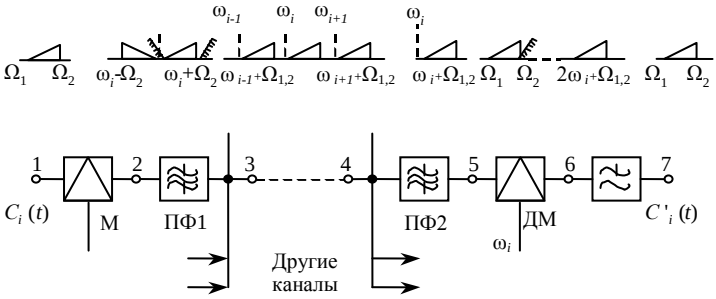

Рис. 5.9

Формирование однополосного сигнала в *i*-том канале осуществляется с помощью несущей частоты ω_i, амплитудного модулятора М и полосового канального фильтра ПФ1. На выходе М (точка 2) образуются верхняя и нижняя боковые полосы частот, а также другие продукты преобразования, количество и амплитуды которых зависят от конкретной схемы преобразователя (см. гл. 11). Полосовой канальный фильтр предназначен для подавления неиспользуемой (вданном случае нижней) боковой полосы частот, тока несущей частоты и побочных продуктов преобразования.

После прохождения линии (между точками 3, 4) в приемной части системы передачи канальный однополосный сигнал выделяется из спектра группового сигнала полосовым фильтром ПФ2 и подается к демодулятору ДМ (точка 5), к которому подводится также напряжение несущей частоты ω_i. На выходе ДМ (точка 6) используется нижняя боковая полоса частот, которая выделяется ФНЧ (точка 7) $[(\omega_i+\Omega_1)...(\omega_i+\Omega_2)]-\omega_i=\Omega_1..\Omega_2$ и представляет собой восстановленный первичный информационный сигнал $C'(t)$. Верхняя боковая полоса $[(\omega_i+\Omega_1)...(\omega_i+\Omega_2)]+\omega_i=(2\omega_i+\Omega_1)...(2\omega_i+\Omega_2)$ является побочным продуктом преобразования и подавляется фильтром. Восстановленный сигнал в любом *i*-ом канале $C'_i(t)$ будет несколько отличаться от исходного сигнала $C_i(t)$ из-за воздействия помех и искажений в тракте передачи.

Вариант передачи токов двух боковых полос частот без несущей. Единственным достоинством этого варианта передачи является возможность получения более мощного сигнала, однако, удвоенная ширина спектра для его передачи не дает в целом экономического эффекта.

Сравнение всех рассмотренных вариантов передачи амплитудно-модулированных сигналов позволяет сделать вывод, что при формировании канальных сигналов выбор способа определяется технико-экономическими соображениями. В настоящее время наибольшее распространение в каналообразующей

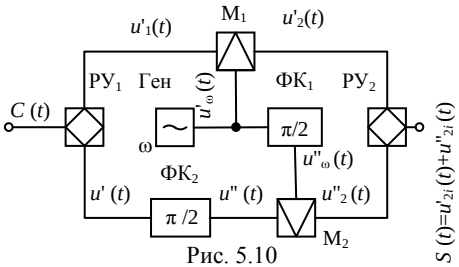

Рис. 5.10

аппаратуре получил вариант передачи токов одной боковой полосы частот без несущей. Этот вариант используют все современные многоканальные системы передачи. Технические трудности реализации этого способа (обеспечение синхронности генераторов несущих частот, сложность канальных фильтров) при современном уровне техники сравнительно легко преодолеваются.

Находит применение также *метод фазоразностной модуляции* (*ФРМ*). Он основан на использовании амплитудных модуляторов и фазовых контуров.

Схема ФРМ приведена на рис. 5.10. Она содержит две ветви с амплитудными модуляторами М1 и М2, входы и выходы которых соединены с источником преобразуемого сигнала $C(t)$ и последующей нагрузкой преобразованного сигнала $S(t)$ через развязывающие устройства РУ1 и РУ2. Мгновенное значение напряжения исходного колебания любой частоты Ω_i, действующее на входе модулятора М1, равно $u'_{1i}(t) = U_{\Omega_i}\cos\Omega_i t$. На входе модулятора М2 этот сигнал будет сдвинут по фазе на π/2 фазовым контуром ФК2. На другие входы модуляторов подается несущее колебание $u_\omega(t) = U_\omega \cos\omega t$ непосредственно или через ФК1. На выходе модулятора М1 в общем случае при амплитудной модуляции будем иметь

$$u'_{2i}(t) = U_\omega \cos\omega t + \frac{U_\omega m'_i}{2}\cos(\omega+\Omega_i)t + \frac{U_\omega m'_i}{2}\cos(\omega-\Omega_i)t, \qquad (5.12)$$

а на выходе М2

$$u''_{2i}(t) = U_\omega \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{U_\omega m''_i}{2}\cos[(\omega+\Omega_i)t+\pi] +$$
$$+\frac{U_\omega m''_i}{2}\cos[(\omega-\Omega_i)t] = U_\omega \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) -$$
$$-\frac{U_\omega m''_i}{2}\cos(\omega+\Omega_i)t + \frac{U_\omega m''_i}{2}\cos(\omega-\Omega_i)t. \qquad (5.13)$$

После объединения сигналов на выходе РУ2 получим:

$$S(t) = u'_{2i}(t) + u''_{2i}(t) = U_\omega\left[\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) + \cos\omega t\right] +$$
$$+\frac{U_\omega(m'_i - m''_i)}{2}\cos(\omega+\Omega_i)t + \frac{U_\omega(m'_i + m''_i)}{2}\cos(\omega-\Omega_i)t \qquad (5.14)$$

Если затухание каждой из ветвей для всех составляющих сигнала точно одинаковы, то $m'_i = m''_i$ и, как следует из (5.14), верхняя боковая полоса окажется

полностью скомпенсированной, а все составляющие спектра нижней боковой полосы будут иметь удвоенные амплитуды. Если необходимо подавить не верхнюю, а нижнюю боковую полосу частот, то для этого достаточно изменить фазовый угол тока несущей частоты, который подается на второй модулятор М2 фазоразностной схемы так, чтобы он был равен $-\pi/2$, вместо $+\pi/2$. Практически полной компенсации одной из боковых полос не происходит, поскольку невозможно для всех составляющих сигнала добиться равенства затухания каждой из ветвей. Удается получить подавление одной боковой полосы примерно на 20 дБ, что недостаточно при формировании канальных сигналов многоканальных систем передачи, в которых используется плотное расположение боковых полос различных каналов в групповом спектре. Поэтому фазоразностный метод формирования однополосного сигнала находит применение лишь в относительно малоканальных системах передачи, рассчитанных на небольшие расстояния.

5.3. Каналы передачи односторонней и двухсторонней связи

Каналы, образованные с помощью аналоговой индивидуальной или групповой системы передачи, являются односторонними, то есть передачу сигналов по таким каналам осуществляют в одном направлении. Это определяется тем, что усилители, устанавливаемые на оконечных и усилительных станциях, усиливают сигналы только в одном направлении. При необходимости передачи сигналов в обратном направлении аналогично организуют второй односторонний канал передачи. Передачу сигналов по этим двум, независимым друг от друга, каналам можно осуществлять *одновременно.*

В соответствии с сетевыми требованиями все многоканальные системы передачи образуют типовые каналы с обоими направлениями передачи, а во вторичных сетях они могут использоваться как для односторонней, так и для двухсторонней связи.

Односторонняя связь применяется:

а) при передаче по каналам ТЧ в одном направлении сигналов данных, тонального телеграфирования; различных вспомогательных сигналов и другой неречевой информации;

б) по сдвоенным или строенным каналам ТЧ передача программ радиовещания;

в) по широкополосным каналам передача газет, программ телевизионного вещания и звукового сопровождения.

В этих случаях в противоположном направлении этих каналов одновременно может передаваться другая аналогичная по частотному спектру информация.

Оба направления каналов могут использоваться для телефонной, видеотелефонной связи, обмена данными, телеграфных переговоров и т.п.

При телефонной связи один и тот же телефонный аппарат является то передающим (абонент говорит), то приемным (абонент слушает). По этой причине телефонные каналы должны быть двусторонними, то есть обеспечивать переда-

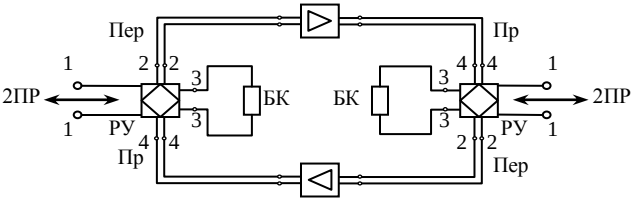

Рис. 5.11

чу сигналов в прямом и обратном направлениях. Для подключения телефонных аппаратов на местных сетях чаще всего используют двухпроводные физические цепи, по которым сигналы передаются в тональном спектре частот. Поэтому для организации междугородной телефонной связи необходимо обеспечить двухпроводное окончание двухстороннего канала с целью сопряжения его с двухпроводной абонентской линией местной телефонной сети.

Такое сопряжение осуществляется с помощью специального переходного (развязывающего) устройства (РУ), показанного на рис. 5.11. Из схемы следует, что при объединении двух односторонних каналов в один двусторонний возникает цепь, по которой токи с выхода одного направления канала через РУ могут попадать на вход противоположного направления. В результате может возникнуть самовозбуждение двустороннего канала, если общее усиление этих токов в цепи обратной связи будет больше общего затухания цепи. Развязывающее устройство должно иметь в направлении от 4-4 к 2-2 (по диагонали внутреннего квадрата) достаточно большое затухание, чтобы задерживать токи обратной связи. Вместе с тем РУ должно иметь малое затухание в направлении от двухпроводного входа 2ПР (входы 1-1) до входа передачи (2-2) и от выхода приема Пр (4-4) к двухпроводному выходу 2ПР канала данного направления и на ли-

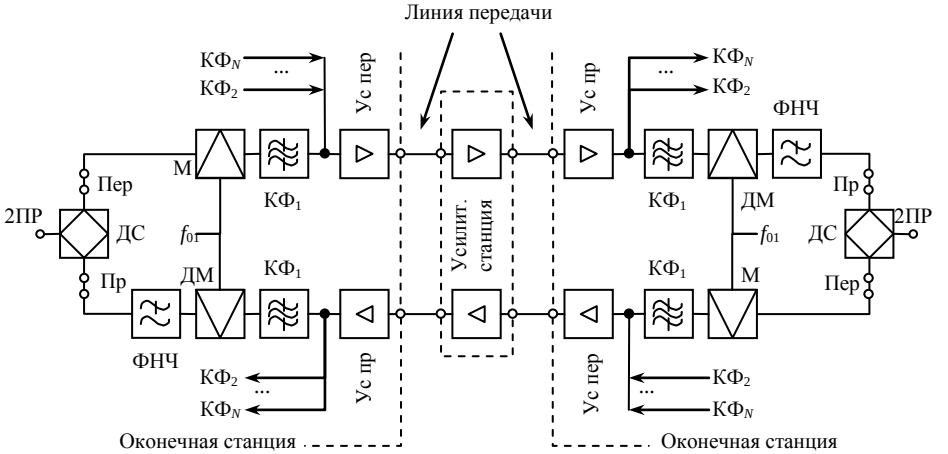

Рис. 5.12

нию местной сети и, наоборот, с выхода линии местной сети на вход передачи канала противоположного направления Пер. Для балансировки развязывающего устройства к выходам 3-3 подключается балансный контур БК. Развязывающее устройство, помимо устранения самовозбуждения канала, обеспечивает также согласование сопротивлений и уровней передачи соединяемых частей канала и линии.

В качестве развязывающих устройств используют дифференциальные системы, рассматриваемые в главе 10. На рис.5.12 приведена реальная схема двустороннего телефонного канала с применением дифференциальных систем ДС.

5.4. Формирование типовых групповых сигналов

При построении групповых многоканальных систем передачи используют многократное преобразование спектра частот исходного сигнала в передающей и приемной частях аппаратуры.

Многократное преобразование заключается в том, что спектр частот исходного сигнала преобразуется в тракте передачи оконечной станции в линейный спектр не непосредственно (одной ступенью преобразования), как это делается в индивидуальных системах передачи, а двумя и более ступенями. Аналогично, но в обратном порядке в тракте приема оконечной станции линейный спектр преобразуется в спектр частот исходного сигнала. Многоступенчатое формирование многоканальных групп и их последовательное объединение позволяет создавать экономичную унифицированную каналообразующую аппаратуру для различных по числу каналов систем передачи. При этом частотные диапазоны, отводимые для каждой группы, и число каналов в группах не связаны с линейным спектром и могут быть выбраны оптимально, исходя из минимизации количества разнотипного оборудования.

Чтобы получить минимальное количество разнотипных фильтров и различных несущих колебаний, то, задавшись рядом ограничений, связанных с возможностью реализации выбранного типа фильтров, решим оптимизационную задачу.

Обозначим общее число каналов в групповом сигнале через N. Выберем исходную группу с числом каналов n_1. В дальнейшем будем укрупнять группы, включая во вторую группу n_2 первых групп, в третью – n_2 вторых и так далее, используя m ступеней. Тогда общее число каналов $N = \prod_{i=1}^{m} n_i$, а число различных фильтров и несущих частот

$$M = \sum_{i=1}^{m} n_i = F(\vec{a}) \text{, где } \vec{a} = [n_1, n_2, ... n_m]. \qquad (5.15)$$

Для решения задачи необходимо найти компоненты вектора $\vec{a}$, при которых целевая функция $F(\vec{a})$ принимает минимальное значение, и выполняются ограничения

$$\prod_{i=1}^{m} n_i = N;\ n_i' \le n_i \le n_i'', \tag{5.16}$$

где n_i' и n_i'' – предельные значения числа каналов в каждой группе, определяемые условиями реализации. Известно, что сумма множителей при заданном их произведении будет минимальна, если все множители одинаковы, то есть $n_1 = n_2 = ... = n$. Тогда

$$M = nm;\ N = n^m. \tag{5.17}$$

Подставляя значение $n = \sqrt[m]{N}$ в (5.15), получаем $M = \sqrt[m]{N}m = F(m)$. Для определения минимума находим:

$$\frac{\mathrm{d}F(m)}{\mathrm{d}m} = -N^{\frac{1}{m}} \ln N^{\frac{1}{m}} + N^{\frac{1}{m}} = 0,$$

откуда $m = \ln N$ или $\ln n = 1$. Значит

$$n_{\text{опт}} = e \tag{5.18}$$

Таким образом, независимо от общего числа каналов наименьшее (оптимальное) число разнотипного оборудования получится, если выбирать число каналов в группе близкое к трем и группировать спектры по три ветви при каждом объединении.

Однако очевидно, что одной унификации оборудования еще недостаточно, чтобы считать построение каналообразующей аппаратуры оптимальным. Большое значение имеет также общее количество оборудования, задействованного для формирования группового сигнала на заданное число каналов.

Общее количество устройств данного типа определяется выражением

$$Q = \prod_{i=1}^{m} n_i + \prod_{i=1}^{m} n_i + ... + n_m. \tag{5.19}$$

При выполнении условия (5.17)

$$Q = n^m + n^{m-1} + ... + n = \frac{n(n^m - 1)}{n - 1}. \tag{5.20}$$

Если применять одноступенчатый способ формирования линейного сигнала, то количество устройств будет минимальным и равно $Q_{\min} = N$. При оптимальном группообразовании в смысле минимума разнотипных устройств общее количество оборудования будет максимальным. Например, для $N = 1920$ и $n = 3 \approx n_{\text{опт}}$, $m = 7$, $Q = 3279$. При этом число разнотипных устройств $M = nm = 21$.

Если несколько отойти от условия минимума разнотипных устройств (5.18), то можно существенно уменьшить общее количество оборудования. Так, если в рассматриваемом примере принять $n_1 = n_2 = n_3 = 5$, $n_4 = n_5 = 4$, то получим $N = 2000$, $Q = 2500$ и $M = 23$. Видно, что общее число устройств (Q) уменьшилось заметно, в то время как число разнотипных устройств (M) увеличилось незначительно.

При определении числа каналов каждой группы исходят, кроме того, из стремления получить максимальную защищенность от нелинейных помех, возникающих при групповом преобразовании, и из условий реализации выбранного типа канального фильтра.

Для выполнения первого условия желательно, чтобы ширина спектра частот каждого группового сигнала не превышала одной октавы, то есть отношение верхней $f_{в}$ и нижней $f_{н}$ частот спектра

$$f_{в}/f_{н} \le 2 \text{ или } f_{в} \le 2 f_{н} \qquad (5.21)$$

В этом случае суммарные комбинационные частоты второго, а тем более высших порядков, окажутся за диапазоном частот данной группы. Действительно,

$$f_{п} = f_i + f_k \ge 2 f_{н} \qquad (5.22)$$

с учетом (5.21) помехи нелинейного происхождения $f_{п} \ge f_{в}$, где f_i и f_k – любая из составляющих спектра частот данной группы. Разностные комбинационные частоты второго порядка также не попадут в полосу частот группы, так как $f_{п} = f_i - f_k \le f_{max} - f_{min}$. С учетом (5.21) получим $f_{п} \le f_{min}$.

При реализации канальных фильтров следует учитывать, что разные типы фильтров (по элементной базе) наиболее технологичны в различных диапазонах частот. Так, фильтры типа *LC* целесообразно применять в диапазоне частот до 30 кГц. Для пьезоэлектрических (кварцевых), магнитострикционных и электромеханических фильтров наиболее подходящим является диапазон частот 50…150 кГц, кварцевые монолитные фильтры реализуются при частотах порядка нескольких мегагерц (подробнее см. гл.12).

На начальном этапе развития техники многоканальной связи, когда не было высококачественных магнитных материалов для сердечников катушек индуктивности, в качестве канальных использовались кварцевые фильтры, которые могли обеспечить формирование группы на достаточно большое число каналов в диапазоне частот 50…150кГц. С учетом условия (5.21) в качестве исходной группы принята 12-канальная группа в диапазоне частот 60…108 кГц, которая получила название первичной группы. В дальнейшем она вошла в рекомендации МСЭ-Т в качестве основной группы спектров для всех систем передачи с ЧРК и стала именоваться основной первичной группой каналов тональной частоты в отличие от 12-канальных групп, занимающих иные диапазоны частот.

Если применять фильтры *LC* в качестве канальных фильтров, то в указанном для них диапазоне частот можно сформировать группу на относительно небольшое число каналов (3…6). Наиболее часто применяют группу из трех каналов в диапазоне частот 12…24 кГц, и эта группа стала именоваться основной предгруппой каналов тональной частоты.

Общий принцип ступенчатого (последовательного) формирования основных групповых спектров в системах передачи с ЧРК в соответствии с рекомендациями МСЭ и сетевыми требованиями показан схематически на рис.5.13.

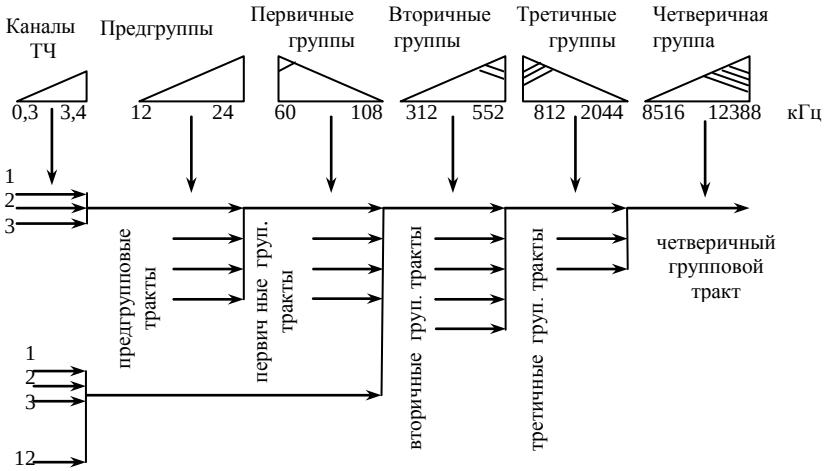

Рис. 5.13

Основная предгруппа формируются из трех каналов ТЧ на несущих частотах

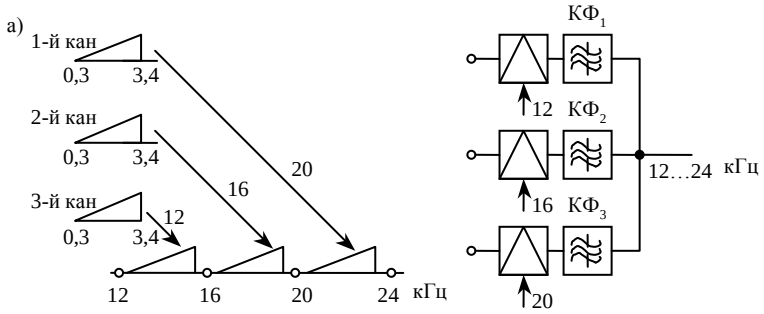

Рис. 5.14

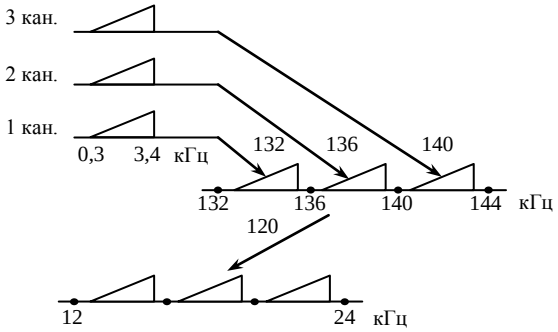

Рис. 5.15

12, 16 и 20 кГц, причем используются верхние бо-ковые полосы (рис. 5.14,а), которые выделяются канальными *LC*-фильтрами КФ (рис.5.14, б). При использовании электромеханических фильтров трехка-нальные предгруппы формируются на несущих частотах 132, 136 и 140 кГц

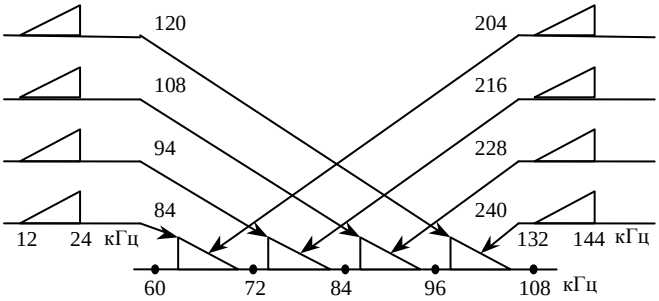

Рис. 5.16

(рис.5.15). При этом также используются верхние боковые полосы частот, и вормируется неосновная предгруппа. Для получения группового тракта в диапазоне частот основной предгруппы применяется дополнительная ступень преобразования на несущей частоте 120 кГц.

Из четырех предгрупп формируется основная первичная 12-канальная группа в диапазоне частот 60…108 кГц (рис. 5.16). В стационарных аналоговых системах передачи основные первичные группы чаще всего формируются непосредственно из 12 каналов ТЧ на несущих частотах 108, 104,…, 64 кГц (рис. 5.17). Формирование однополосных сигналов обеспечивается пьезоэлектрическими, магнитострикционными или электромеханическими фильтрами. Известен также способ формирования основной первичной группы, при котором используются одинаковые канальные фильтры для всех каналов системы. В этом случае индивидуальное преобразование во всех каналах осуществляется на одной и той же несущей частоте f_1, и с помощью монолитных кварцевых фильтров выделяется одна и та же боковая полоса частот $f_1'...f_1''$ в диапазоне частот, расположенном выше 1 МГц.

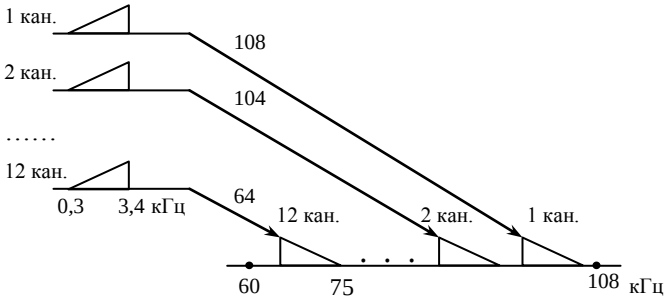

Рис. 5.17

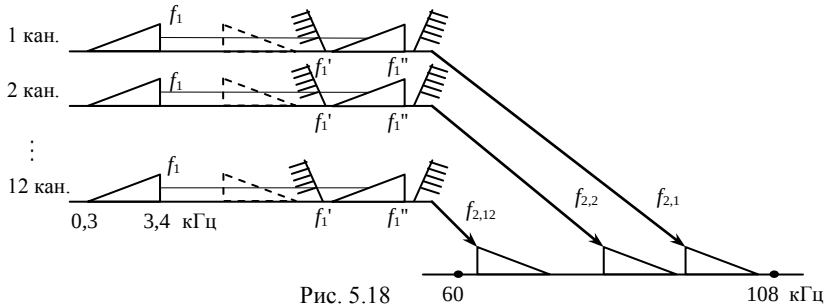

Рис. 5.18

В дальнейшем производится дополнительное преобразование этих боковых полос на двенадцати несущих частотах f_{2i}, чтобы образовать первичную группу 60…108 кГц (рис. 5.18). Достоинством этого способа является однотипность наиболее сложных и многочисленных канальных фильтров. Фильтры при второй ступени преобразования могут быть достаточно простыми, поскольку полоса расфильтровки между верхней и нижней боковыми полосами будет очень большой.

В многоканальных системах с числом каналов 60 и более из каждых пяти основных первичных групп формируются основные вторичные группы в диапазоне частот 312…552 кГц (рис. 5.19).

В системах передачи с числом каналов 300 и более из каждых пяти основных вторичных групп формируются основные третичные группы в диапазоне частот 812…2044 кГц (рис.5.20). Здесь предусматривается защитная полоса частот между вторичными группами шириной 8 кГц.

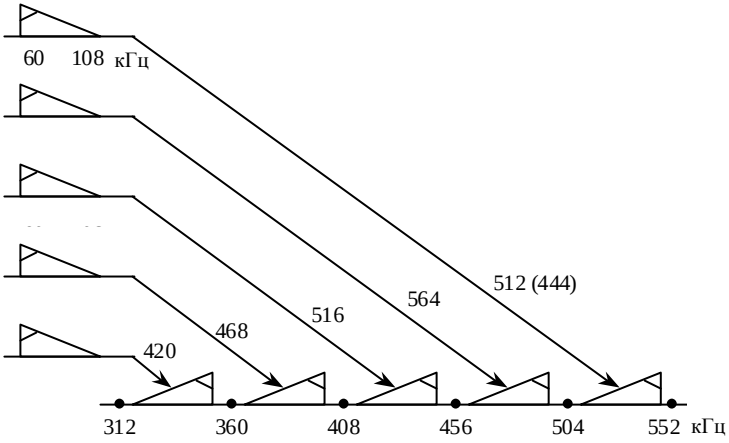

Рис. 5.19

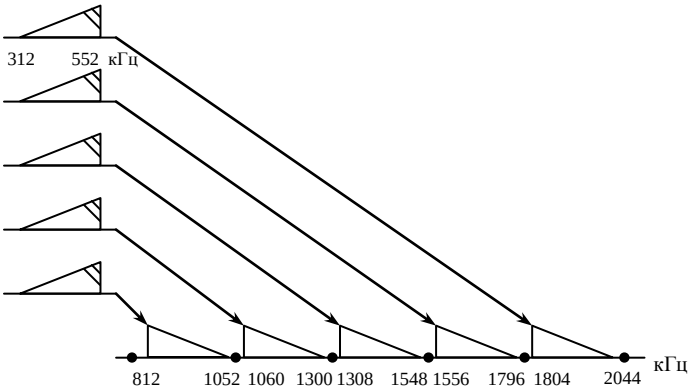

Рис. 5.20

В системах, рассчитанных на передачу нескольких тысяч каналов ТЧ, в аппаратуре из трех третичных групп формируются четверичные группы в диапазоне частот 8516…12388 кГц, содержащие 900 каналов ТЧ.

5.5. Формирование линейного сигнала

Линейный сигнал – это групповой сигнал, преобразованный из основных групповых спектров к виду, удобному для передачи по среде распространения.

Линейный сигнал аналоговой системы передачи характеризуется линейным спектром, включающим в себя канальные сигналы и вспомогательные сигналы, обеспечивающие эксплуатацию системы передачи (служебная связь, контрольные частоты системы АРУ, сигналы телеконтроля и др.). Среда распространения для проводных многоканальных систем передачи называется направляющей системой, вдоль которой распространяется энергия передаваемого многоканального сигнала. К проводным направляющим системам относятся: симметричные кабельные линии, коаксиальные, воздушные и волоконно-оптические линии связи.

Ширина линейного спектра однополосной системы прежде всего определяется числом каналов. Так как на каждый стандартный канал ТЧ отводится полоса шириной 4 кГц, то ширина полосы частот, занимаемой спектром N-канальной системы вместе с вспомогательными сигналами, будет:

$$\Delta f_{\Sigma} = 4N + \Delta f_{\text{гр}} + f_{\text{тк}} + \Delta f_{\text{тм}} + \Delta f_{\text{тс}} + \Delta f_{\text{сс}} + \Delta f_{\text{кч}}, \qquad (5.23)$$

где $\Delta f_{\text{гр}}$ – полоса расфильтровки между групповыми спектрами и полосы, занимаемые спектрами сигналов; $\Delta f_{\text{тк}}$ – телеконтроля; $\Delta f_{\text{тм}}$ – телемеханики; $\Delta f_{\text{тс}}$ – телесигнализации; $\Delta f_{\text{сс}}$ – служебной связи; $\Delta f_{\text{кч}}$ – контрольных частот.

При выборе положения линейного спектра на оси частот необходимо принимать во внимание известные свойства проводных линий: повышение частоты

линейного спектра сопровождается ростом затухания проводной линии и снижением переходного затухания между цепями. Поэтому для уменьшения числа усилителей на линии передачи и упрощения задачи обеспечения необходимой защищенности между каналами систем, работающих по параллельным цепям одного и того же кабеля или воздушной линии, линейный спектр выгодно смещать в сторону более низких частот, Но есть причины, ограничивающие это смещение в симметричных кабелях (см. в параграфе 6.1):

резкий изгиб (нелинейность) характеристики затухания кабеля, а на частотах ниже 10…12 кГц (рис. 6.1);

резкое изменение активной и значительная величина реактивной составляющей волнового сопротивления $|Z_в|$ кабеля на частотах ниже 10 кГц (рис. 6.2);

увеличение относительной ширины линейного спектра.

Первая из указанных причин затрудняет решение проблемы коррекции амплитудно-частотных искажений тракта передачи, вторая – решение задачи согласования входных сопротивлений аппаратуры и кабеля. Третья причина в значительной мере усложняет задачу производства высококачественных усилителей. Для обеспечения линейности групповых усилителей, а, следовательно, уменьшение шумов и помех нелинейного происхождения желательно, чтобы ширина группового спектра частот не превышала одной октавы, то есть отношение верхней частоты спектра $f_в$ к нижней $f_н$ $f_в/f_н \le 2$.

В общем число октав M определяется из соотношения $f_в/f_н = 2^M$,откуда $M = \log_2 f_в / f_н$.

Исходя из выше изложенного, нижнюю граничную частоту линейного спектра для систем передачи симметричного кабеля выбирают равной 12 кГц. Тогда линейные спектры канальных сигналов (без учёта вспомогательных сигналов) однополосных четырехпроводных систем передачи с числом каналов N должны располагаться в полосе частот:

при N=12 Δf =12…(12+4·12)=12…60 кГц;

при N=24 Δf =12…(12+4·24)=12…108 кГц;

при N=60 Δf =12…(12+4·60)=12…252 кГц.

Как исключение, линейный спектр у малоканальных систем передачи может начинаться ниже 10 кГц.

В зависимости от принятого принципа построения многоканальной системы передачи полосы частот для ТК, ТМ, ТС, СС, (5.23) и др., могут размещаться перед линейным спектром канальных сигналов или после него. Сигналы КЧ располагаются, как правило, в межканальных или межгрупповых интервалах (см гл. 20, 21).

Ширина и место положения линейного спектра системы передачи по коаксиальному кабелю определяется аналогичными соображениями. Однако, смещение спектра вниз снижает защищенность между коаксиальными парами кабеля, что обусловлено, главным образом, явлением поверхностного эффекта. Поэтому нижней границей линейного спектра систем передачи с небольшим числом каналов ($N = 300$) выбирается частота 60 кГц. В системах с большим числом каналов ($N > 300$) нижнюю граничную частоту линейного спектра приходится выбирать значительно выше 60 кГц. Это объясняется тем, что задача изготовления усилителя тем сложнее, чем больше относительная ширина полосы частот, в пределах которой он должен обладать определенными, наперед заданными характеристиками. Обычно стремятся, чтобы относительная ширина линейного спектра не превышала пяти октав, поэтому линейный спектр приходится смещать в сторону более высоких частот. Но при смещении линейного спектра в область более высоких частот увеличивается затухание кабеля, что вынуждает уменьшать протяженность усилительных участков. Число усилителей и расходы, связанные с их оборудованием, возрастают.

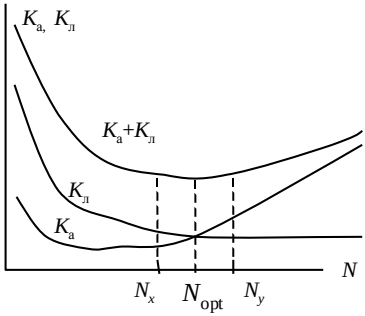

Рис. 5.21

Величина затухания кабеля зависит от его конструкции. Поэтому для каждого типа кабеля можно найти оптимальное число каналов системы передачи. К примеру, с ростом числа N каналов в системе доля $K_л$ линейных сооружений в общей стоимости каналокилометра непрерывно уменьшается, а доля $K_а$ аппаратуры вначале падает, а затем растет (рис. 5.21). По графикам рисунка $K_л = \varphi_1(N)$ и $K_а = \varphi_2(N)$ можно найти значения N_x и N_y, между которыми $K_л \approx K_а$ и $K_л + K_а \approx$ const. Число каналов $N_x \le N_{opt} \le N_y$ можно принять оптимальным для данного типа кабеля.

В отечественных однополосных системах по коаксиальному кабелю в качестве линейных выбраны спектры, занимающие полосы:

60…1300 кГц – К-300; 312…8524 кГц – К-1920; 812…17 596 кГц – К-3600. Спектр двухполосной двухпроводной системы передачи К-120 выбран в полосе 60…552 кГц для передачи в одном направлении и 812…1304 кГц – в противоположном направлении.

Число каналов, которое удается образовать на воздушной линии, незначительно, а качество и надежность этих линий невысока. Это объясняется в основном резкой зависимостью затухания линии от метеорологических условий. Затухание стальных цепей велико и быстро растет с увеличением частоты. При повышении влажности и особенно при отложении изморози на проводах зату-

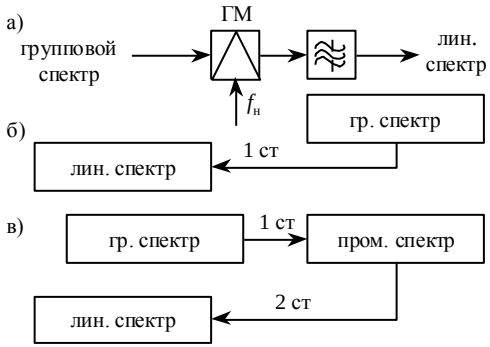

Рис. 5.22

хание также увеличивается. Резкое увеличение затухания сигнала наблюдается на частотах выше 30…35 кГц, поэтому стальные цепи используют для организации каналов передачи в диапазоне до 30…32 кГц.

Затухание цепей из цветного металла меньше затухания стальных цепей и в меньшей степени зависит от частоты и метеорологических условий, поэтому эти цепи используют в диапазоне до 150 кГц. Передача по ним токов более высоких частот затруднительна из-за резкого повышения затухания при ухудшении метеорологических условий, а также из-за сложности защиты каналов от радиопомех и от взаимного влияния каналов, образованных на параллельных цепях.

На воздушных линиях, как правило, используют двухпроводные двухполосные системы передачи. На стальных цепях с помощью одной такой системы удается получить до трех каналов ТЧ на расстояния до 200 км, на цветных цепях – до 15 каналов ТЧ на расстояния до 10 тысяч км.

Для формирования линейного сигнала из групповых канальных спектров в оконечных станциях используется специальное оборудование, которое получило наименование *аппаратура сопряжения* (АС), и представляет собой групповой модулятор ГМ и фильтр – полосовой или нижних частот (рис. 5.22, а).

Преобразование осуществляется одной или двумя ступенями. Если полоса частот группового спектра не совпадает с линейным, то достаточно одной ступени преобразования (рис. 5.22, б). Если же групповой и линейный спектры перекрываются хотя бы частично, то надо применить две ступени преобразования (рис. 5.22, в). На рис. 5.22, а приведена схема одноступенчатой аппаратуры сопряжения.

5.6. Структура оконечной станции аналоговой системы передачи

Состав типового каналообразующего и преобразовательного оборудования оконечной станции многоканальной системы передачи приведен на рис. 5.23.

Типовое преобразовательное оборудование состоит из аппаратуры канального преобразования (АКП) и аппаратуры преобразования первичных, вторичных и третичных групп (АППГ, АПВГ, АПТГ). К аппаратуре канального преобразования относят совокупность устройств, обеспечивающих преобразование полос частот 12 каналов тональной частоты в полосу частот основной первичной

группы на передаче и обратное преобразование на приеме. Аппаратура канального преобразования может быть построена с использованием предгрупп (ИО-3), либо на базе оборудования, обеспечивающего непосредственное формирование основных первичных групп (ИО-12). При использовании ИО-3 для формирования первичного тракта используется аппаратура преобразования предгрупп (АППРГ). На рис. 5.23 показана возможность отключения части оборудования, формирующего ту или иную типовую группу, и использования оставшейся части для образования соответствующего типового группового тракта. Таким образом, могут быть получены предгрупповые (ПРГТ), первичные (ПГТ), вторичные (ВГТ) и третичные (ТГТ) групповые тракты в зависимости от общей канальной емкости системы передачи.

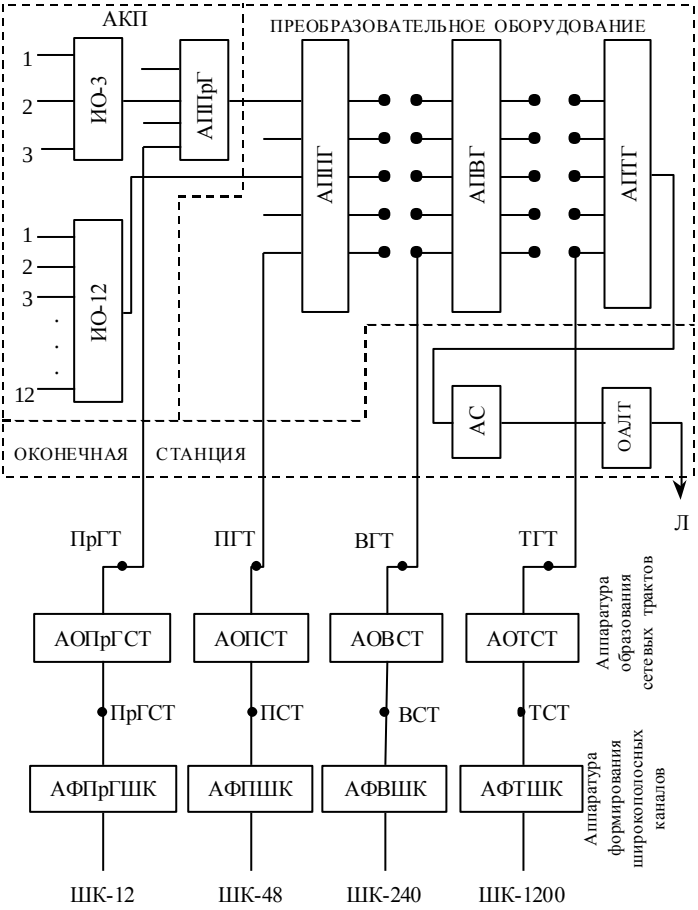

Рис. 5.23

Так, для 12-канальной системы достаточно формирования первичной группы, для 60-канальной – вторичной группы и т.д. В дальнейшем типовые групповые спектры преобразуются в линейный спектр аппаратурой сопряжения АС, которая является принадлежностью конкретной системы передачи. Оконечная аппаратура линейного тракта ОАЛТ обеспечивает усиление и коррекцию линейного сигнала и выполняет другие функции, рассмотренные в следующем разделе.

Сетевые тракты образуются на базе соответствующих типовых групповых трактов с помощью специальной аппаратуры образования первичных, вторичных или третичных сетевых трактов (АОСТ). В АОСТ осуществляется ввод и вывод токов групповых контрольных частот, обеспечивающих контроль за состоянием сетевого тракта и АРУ. Здесь осуществляется также необходимая коррекция амплитудно-частотных искажений.

Широкополосные каналы (ШК) образуются на базе сетевых трактов с помощью аппаратуры формирования соответствующих широкополосных каналов (АФПрШК, АФПШК, АФВШК, АФТШК). В этой аппаратуре также осуществляется дополнительная коррекция амплитудно-частотных и фазочастотных храктеристик в соответствии с требованиями потребителей широкополосных каналов. Аппаратура образования сетевых трактов и формирования широкополосных каналов может входить в виде отдельных блоков в состав оконечной станции или конструктивно оформляться отдельной аппаратурой (стойкой).