Раздел VII

ПЕРЕДАЧА ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ ПО КАНАЛАМ АНАЛОГОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

Глава 22

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ АППАРАТУРЫ ПЕРЕДАЧИ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ

22.1. Дискретные сигналы и задача их согласования с аналоговым каналом

Вначале приведем несколько определений государственного стандарта (ГОСТ), касающихся дискретного (цифрового) сигнала.

Дискретный сигнал – сигнал, в котором регистрируется конечное число параметров. К дискретным сигналам относятся, к примеру, телеграфный сигнал и сигнал данных.

Телеграфный сигнал – дискретный сигнал, используемый для передачи телеграфных сообщений.

Данные – информация, предоставленная в формализованном виде, предназначенная для обработки ее техническими средствами (вычислительными машинами) или уже обработанная ими.

Сигнал данных – сигнал, отображающий совокупность знаков, используемых для передачи данных

Телеграфные сигналы и сигналы данных могут быть однополюсными или двухполюсными.

Однополосная передача – способ передачи информации посредством посылок одной полярности.

Двухполюсная передача – способ передачи информации посредством посылок положительной и отрицательной полярности.

Цифровой сигнал электросвязи – сигнал электросвязи, у которого каждый из представляющих параметров описывается функцией дискретного времени и конечным множеством возможных значений.

Последнее определение является наиболее общим и для телеграфных сигналов и сигналов данных.

Представляющий параметр сигнала – это параметр сигнала электросвязи, изменения которого отображают изменения передаваемого сообщения.

Итак, первичные телеграфные сигналы и сигналы передачи данных – это цифровые сигналы электросвязи, имеющие вид последовательностей однопо-

лярных или двухполярных импульсов постоянного тока длительностью τ и периодом следования T = 2 τ (рис.22.1).

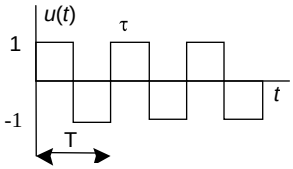

Рис. 22.1

Такая двоичная последовательность представляется рядом Фурье (при единичной амплитуде импульса):

$$u(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\sin\frac{\pi k}{2}}{k}\cos\Omega k t \qquad (22.1)$$

где $\Omega = 2\pi F$ – частота импульсной последовательности; $F = 1/T = 1/2\tau = 1/2B$ – частота следования импульсов (частота телеграфирования, Гц); $B = 2F = 1/\tau$ – скорость телеграфирования, Бод.

Спектр сигнала одиночного прямоугольного импульса показан на рис.22.2. Похожие спектральные свойства имеют импульсы трапециедальной форы, скругленные – косинусоидальный и косинус квадратный, которые также могут применяться при передаче цифровых сигналов электросвязи. Основная энергия таких сигналов сосредоточена в диапазоне частот от нуля до $f \approx 1/\tau = 2F$. Сглаживание (скругление) прямоугольной формы импульса обеспечивает более резкое уменьшение энергии составляющих сигнала после $f = 2F$ (показано на рис.22.2 пунктиром), что позволяет уменьшить межсимвольные помехи.

Аналоговый канал передачи (канал ТЧ или ШК) имеет определенную ограниченную полосу частот. Поэтому очевидно, что первичный дискретный (цифровой) сигнал передавать по нему невозможно без предварительного преобразования в соответствующий вид. Такое преобразование осуществляется путем модуляции тока несущей частоты, совпадающей с полосой пропускания аналогового канала, импульсами дискретных сигналов. В зависимости от параметра, по которому модулируется несущее колебания, различают амплитудную (АМ), частотную (ЧМ) и фазовую (ФМ) модуляции. Применение модуляции позволяет осуществить передачу одного или нескольких дискретных сигналов по типовому каналу передачи АСП. Число возможных каналов передачи дискретных сигналов и скорость передачи по ним информации с заданной достоверностью определяются видом модуляции и возможностями аналогового канала (диапазоном частот, защищенностью от помех и др.).

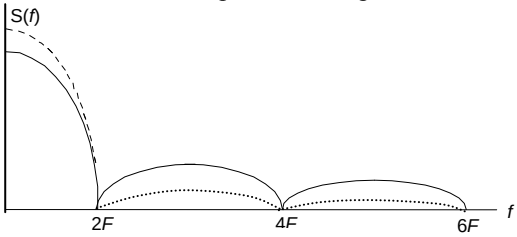

Рис. 22.2

22.2. Методы согласования

дискретных сигналов с аналоговым каналом

Проведем качественный сравнительный анализ названных выше видов модуляции с точки зрения реализации, требуемой ширины частотного диапазона в аналоговых каналах и помехоустойчивости.

22.2.1. Системы передачи с амплитудной модуляцией.

При АМ генератор несущей частоты подключается к тракту передачи аналогового канала в такт с импульсами постоянного тока от источника дискретных сигналов, и в канал передачи вместо импульсов постоянного тока посылаются импульсы переменного тока несущей частоты (рис. 22.3,а). На приемном конце импульсы переменного тока выпрямляются и подаются на приемник дискретных сигналов.

Амплитудно-модулированный сигнал описывается следующей функцией:

$$u_{\text{ам}}(t) = Uu(t)\cos\omega_{\text{о}}t$$

Подставив сюда значение $u(t)$ из (22.1) получим

$$u_{\text{ам}}(t) = \frac{1}{2}U\cos\omega_{\text{о}}t + \frac{1}{\pi}U\sum_{\kappa=1}^{\infty}\frac{\sin\frac{\pi\kappa}{2}}{k}[\cos(\omega_{\text{о}} + k\Omega)t + \cos(\omega_{\text{о}} - k\Omega)t], \quad (22.2)$$

где U и $\omega_{\text{о}}$ – амплитуда и круговая частота несущего колебания.

Построенный по этой формуле спектр АМ сигнала при U = 1 приведен на рис 22.3,б. Его огибающая, показанная пунктиром, представляет спектр одиночного импульсного сигнала $u(t)$, смещенный на f_0 – частоту несущего колебания. Из приведенной спектральной характеристики видно, что необходимая для передачи основной энергии сигнала ширина полосы ΔF зависит только от скорости передачи импульсов $B = 2F$ и при данной ее величине займет область частот аналогового канала передачи в зависимости от значения несущей частоты с шириной $\Delta F \geq 2F = B$.

Кроме того, ширина полосы определяется временем установления огибающей из-за ограничения полосы ΔF фильтром (рис.22.3,в). Время нарастания

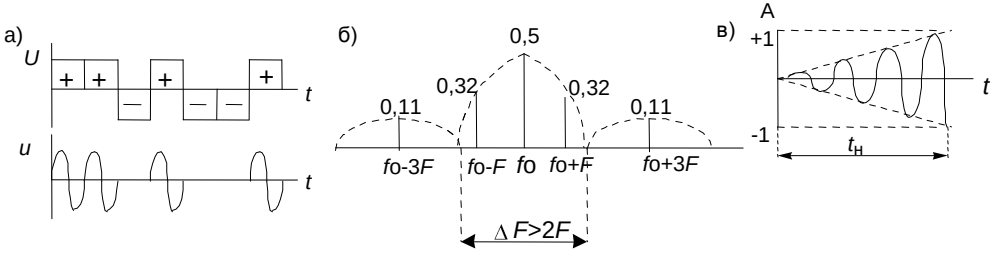

Рис. 22.3

амплитуды $t_н = 1/\Delta F$ должно быть меньше длительности элементарного импульса τ, поэтому $\Delta F > 1/\tau$ или $\Delta F >$ В, где В – скорость передачи, Бод. Обычно требуется $t_н \le 0{,}9\ \tau$, тогда $\Delta F \ge 1/0{,}9\tau \approx 1{,}1$В . При расширении полосы пропускания время нарастания уменьшается, но при этом увеличивается напряжение флуктуационных помех, что уменьшает соотношение сигнал/шум. Оптимальное соотношение сигнал / шум, как показали исследования, для АМ обеспечиваются при ширине пропускания фильтра

$$\Delta F_{ам} = (1{,}3\ldots1{,}5)\ \text{В, Гц.} \tag{22.3}$$

Системы с АМ являются наиболее простыми по реализации, однако, имеют недостаточную помехоустойчивость.

22.2.2. Системы передачи с фазовой модуляцией

При ФМ передача дискретных сигналов осуществляется изменением фазы несущего колебания в такт импульсов постоянного тока, то есть. с каждой сменой полярности импульсов постоянного тока изменяется фаза несущего колебания (рис.22.4,а). Спектральный состав ФМ-сигнала определяется из выражения:

$$\begin{aligned} u_{фм}(t) &= U\cos(\omega_о + \Delta\varphi\cdot u(t))t = U\cos\frac{\Delta\varphi}{2}\cos(\omega_о t + \frac{\Delta\varphi}{2}) + \\ &+ \frac{2}{\pi}U\sin\frac{\Delta\varphi}{2}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\sin\frac{\pi k}{2}}{k}\times\cos[(\omega_о + k\Omega)t + \frac{\pi}{2} + \frac{\Delta\varphi}{2}] \\ &+ \cos[(\omega_о - k\Omega)t + \frac{\pi}{2} + \frac{\Delta\varphi}{2}], \end{aligned} \tag{22.4}$$

где $\Delta\varphi$ – индекс модуляции при ФМ.

Спектр частот при $\Delta\varphi \le \pi/2$ близок к спектру при АМ, а при $\Delta\varphi = \pi$ в нем отсутствует несущее колебание и амплитуды боковых колебаний значительно больше (рис. 22.4,в,г). Для передачи ФМ сигнала требуется такая же ширина канала ΔF, как и для АМ, то есть $\Delta F_{фм} = (1{,}3\ldots1{,}5)$ В, Гц.

Фазовая модуляция потенциально обеспечивает высокую помехозащищенность передачи дискретных сигналов, однако системы с ФМ существенно сложнее по сравнению с АМ из-за требования обеспечения жесткой синхронизации генераторов несущих частот оконечных станций по частоте и фазе. Следует также отметить, что фазы несущих частот приемной и передающей станций могут произвольно изменяться на $\pm\pi$ по различным причинам, и сигнал на приеме будет воспроизводиться в негативе (обратная работа), то есть вместо "+" принимается "–" или наоборот.

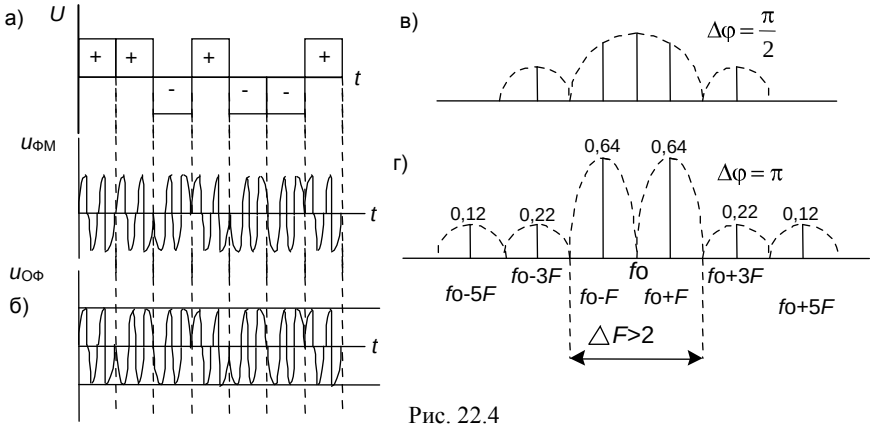

Рис. 22.4

Для исключения возможной обратной работы на практике применяется относительная фазовая модуляция (ОФМ), называемая также фазоразностной модуляцией (ФРМ). Пример ФРМ показан на рис. 22.4, б, когда фаза несущей частоты изменяется с каждым очередным положительным импульсом дискретного сигнала, а при передаче отрицательного импульса фаза не меняется. Таким образом, при ОФМ фаза сигнала очередного импульса зависит от фазы предыдущего импульса. Поэтому при случайном изменении фазы обратная работа будет до появления очередного положительного импульса, после которого правильный прием информации восстанавливается.

Фазовая модуляция позволяет образовать два или четыре канала на одной несущей частоте с применением двухкратной или четырехкратной ФМ. На рис. 22.5 показано, как с помощью двухкратной ФМ образуется два канала передачи дискретных сигналов. Здесь фазовые положения несущей обоих каналов отличаются на 90°, а результирующее напряжение имеет четыре фазовых положения.

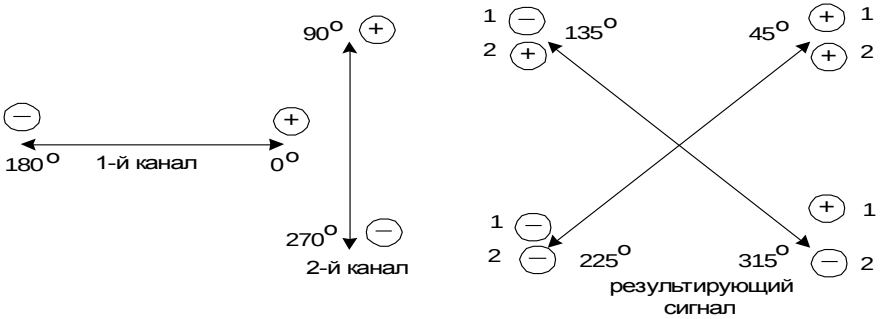

Рис. 22.5

Для передачи сигналов по первому каналу используются фазовые положения несущей 0° и 180°, а по второму 90° и 270°. При одновременной передаче по обоим каналам фазовый угол несущей определяется геометрической суммой векторов и любой из комбинаций посылок в обоих каналах соответствует четыре определенных фазовых положения.

22.2.3. Системы передачи с частотной модуляцией

При ЧМ передача дискретных сигналов осуществляется посредством импульсов переменного тока разных частот. При передаче импульсов положительной полярности частота генератора принимает значение $f_н = f_0 - \Delta f$, а при передаче импульсов отрицательной полярности $f_в = f_0 + \Delta f$, где f_0 – средняя частота канала , Δf – девиация частоты. Таким образом, частота несущего колебания изменяется в такт с передачей импульсов на величину $2\Delta f$ (рис.22.6,а), и в канал передается нижняя $f_н$ или верхняя $f_в$ характеристическая (рабочая) частота. Отношение $\Delta f / F = m$ называется индексом модуляции при ЧМ.

Определим частотный спектр ЧМ сигнала при модуляции последовательностью прямоугольных импульсов $u(t)$. Общее выражение для ЧМ-сигнала аналогично ФМ с заменой индекса модуляции $\Delta\varphi$ на $m = \Delta\omega / \Omega$

$$u_{чм}(t) = cos\,[\omega_0 + m\,u(t)]\,t. \qquad (22.5)$$

Обозначим в этом выражении $\varphi(t) = m\,u(t)$. Тогда

$$u(t) = U\cos[\omega_0 + \varphi(t)]\,t\,. \qquad (22.6)$$

Для определения спектра ЧМ-сигнала необходимо найти спектр функци $\varphi(t)$.Так как при ЧМ круговая частота модулированного колебания меняется по закону $\omega(t) = \omega_0 \pm \Delta\omega\,u(t)$, а фаза функции $\varphi(t)$ изменяется периодически пилообразно от $-0{,}5\Delta\omega\tau$ до $0{,}5\Delta\omega\tau$ (рис.22.7), то эту функцию можно представить рядом Фурье. Проведя ряд достаточно сложных преобразований, получаем спектр ЧМ-сигнала [2, с.213]

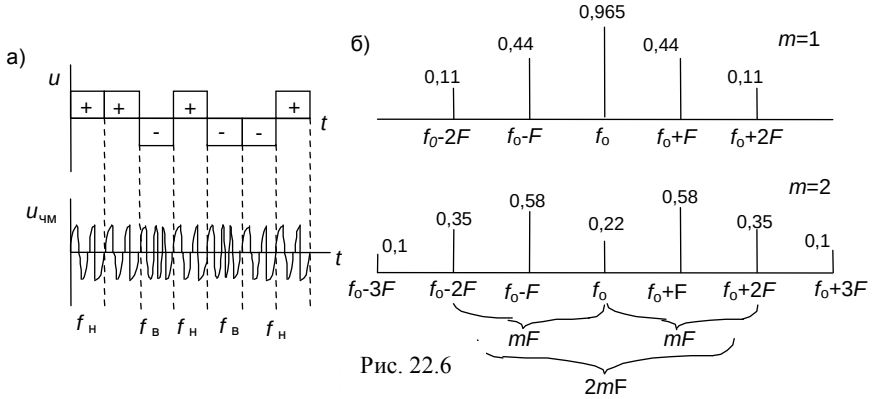

Рис. 22.6

$$u_{\text{чм}}(t) = \frac{2Um}{\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\sin(0{,}5\pi(m+k))}{m^2 - k^2} \cos(\omega_{\text{о}} + \Omega K)t, \qquad (22.7)$$

где $m = \Delta\omega / \Omega = \Delta f / F$ – индекс модуляции.

Анализ этого разложения показывает, что спектр ЧМ-сигнала, как и спектр исходной импульсной последовательности, занимает бесконечно широкую полосу частот, и амплитуды гармоник спектра зависят от величины индекса модуляции *m*. При малых величинах индекса модуляции ($m \leq 1$) основная энергия сигнала, как и при АМ, сосредоточена в спектре частот вблизи несущей (средней) частоты f_0 и различение характеристических (рабочих) частот затруднено. При сравнительно больших индексах, когда $\Delta f > F$ основная энергия сосредоточена в области характеристических (рабочих) частот $f_{\text{н}} = f_0 - \Delta f$ и $f_{\text{в}} = f_0 + \Delta f$, условия их различения улучшены, а амплитуды гармоник убывают медленнее, чем при m=1 (рис.22.6,б). Но при m>1 полоса частот ΔF должна расширяться для передачи основной энергии сигналов вблизи нижней и верхней характеристических частот. Так, из спектра при m=2 видно, что для передачи полосы сигнала $f_0 \pm 2F$ (или $f_0 \pm \Delta f$) необходима ширина канала $\Delta F \geq 2mF$ или $\Delta F \geq m$B.

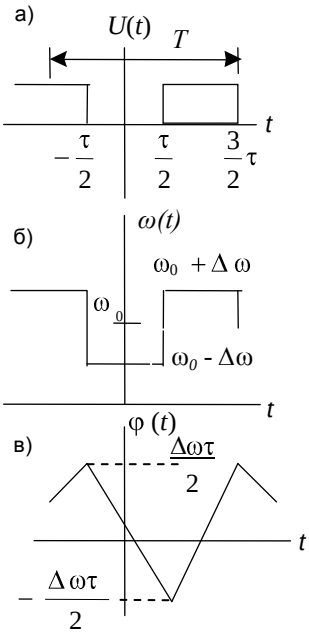

Рис. 22.7

Ограничение спектра ЧМ сигнала канальными фильтрами вызывает переходный процесс, как по частоте, так и по амплитуде. Длительность установления амплитуды импульса на выходе приемника ЧМ колебаний будет определяться временем установления характеристических частот $f_0 - \Delta f$ и $f_0 + \Delta f$, поэтому с учетом выполнения условия, при котором время нарастания амплитуды $t_{\text{н}} \leq 0{,}9\tau$, полоса пропускания канала при ЧМ выбирается

$$\Delta F_{чм} = (1{,}3 \ldots 1{,}5)mB\,. \qquad (22.8)$$

Достаточная помехозащищенность систем с ЧМ, как показала практика, обеспечивается при m = 1,2, поэтому это значение рекомендуется МСЭ-Т для систем передачи с ЧМ.

22.3. Помехоустойчивость дискретного канала при различных видах модуляции

22.3.1. Искажения импульсов от воздействия помех

Оценка помехоустойчивости (помехозащищенности при различных видах модуляции производится по вероятности ошибочного приема импульсов.

Вместе с тем, мешающие факторы в дискретном канале вызывают краевые искажения импульсов, то есть смещение моментов изменения полярности импульсов, их укорочение или удлинение, что в конечном итоге при определенных условиях приводит к ошибкам. Поэтому, зная закон распределения краевых искажений, можно определить и вероятность ошибки или, измерив краевые искажения, можно оценить помехоустойчивость.

Краевые искажения в канале АМ.

При гармонической помехе, совпадающей со средней частотой канала, искажения в канале АМ будут максимальны, если фазы сигнала и помехи окажутся противоположными. В этом случае момент изменения полярности импульса (рис. 22.8) будет смещен на $t_1 = U_п \cdot t_н / U_с$, где $U_С$ и $U_П$ – амплитуды напряжения сигнала и помехи, $t_1 = 1/\Delta F$, ΔF – ширина полосы канала.

Тогда искажения длительности импульса

$$\delta_{ам} = \frac{2t_1}{\tau} \cdot 100\% = \frac{2U_п}{U_с \Delta F} \cdot В \cdot 100\% = 2В \frac{10^{-0,05\Delta p}}{\Delta F} \cdot 100\%, \qquad (22.9)$$

где В – скорость передачи, Бод, Δp – разность уровней сигнала и помехи, дБ.

По формуле (22.9) можно также определить среднеквадратическую величину искажений σ от флюктуационной помехи сравнительно малого уровня, если заменить амплитуду гармонической помехи $U_п$ на действующее значение флюктуационной помехи

$$\sigma_{ам} = \sqrt{2}\, В \frac{10^{-0,05\Delta p}}{\Delta F} \cdot 100\%. \qquad (22.10)$$

Величина искажений при флюктуационной помехе будет случайной и подчиняться нормальному закону распределения. Поэтому, зная σ, можно рассчитать вероятность того, что искажения превысят величину σ в определенное число раз. Так, вероятность того, что искажения δ будут больше $n\sigma$, получилась: при n=1 p=0,32; n=2 p=4,5·10^{-2}; n=3 p=2,6·10^{-3}; n=4 p=6·10^{-5}; n=5 p=0,57·10^{-6}.

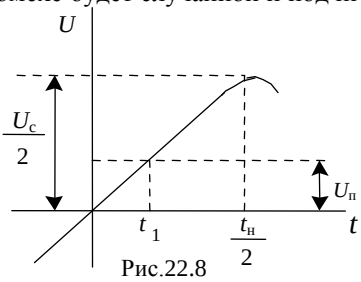

Рис.22.8

Сравнивая (22.9) и (22.10) при одинаковых

Δp, получаем

$$\sigma_{\text{ам}} = 1/\sqrt{2}\delta_{\text{ам}} \qquad (22.11)$$

Полученная простая зависимость имеет важное практическое значение, так как позволяет формулировать требования к аппаратуре в отношении искажений от флюктуационной помехи по максимальным искажениям от гармонической помехи равного уровня. Последние измеряются достаточно просто и не требуют статистической обработки результатов измерений.

Влияние импульсной помехи.

При малой длительности импульса помехи площадью $A_и$ напряжение помехи на выходе полосового фильтра можно рассматривать как гармоническое напряжение и максимальное значение его амплитуды будет равно $U_п = 2\cdot\Delta F\cdot A_и$. При этом согласно (22.10) максимальное искажение за счет импульсной помехи

$$\eta_{\text{АМ}} = 4\cdot B\cdot(A_u / U_c)\cdot 100\%, \qquad (22.12)$$

то есть искажения от импульсной помехи не зависят от ширины полосы канала, что объясняется взаимообратной зависимостью от ΔF времени нарастания импульса и максимального значения импульсной помехи на выходе фильтра.

Краевые искажения в канале с ФМ (ОФМ).

При модуляции тока несущей частоты по фазе (изменение фазы на $\pm\pi$) амплитуда импульса на выходе приемника вдвое больше, чем при АМ. Поэтому для систем передачи с ФМ (ОФМ) максимальные искажения от гармонической помехи $\delta_{\text{фм}} = 0{,}5\delta_{\text{ам}}$, среднеквадратические искажения от флюктуационной помехи $\sigma_{\text{фм}} = 0{,}5\sigma_{\text{ам}}$ и максимальные искажения от импульсной помехи $\eta_{\text{фм}} = 0{,}5\delta_{\text{ам}}$.

Краевые искажения в канале с ЧМ.

Искажения от гармонической помехи в канале с ЧМ будут максимальны, если частота помехи совпадает с одной из характеристических частот $f_0 \pm \Delta f$. Учитывая то, что при ЧМ амплитуда импульса на выходе приемника в 2 раза больше, чем при АМ, то согласно (22.11) максимальная величина искажений от гармонической помехи в канале с ЧМ определится

$$\delta_{чм} = B\frac{10^{-0{,}05\Delta p}}{F}\cdot 100\% \qquad (22.13)$$

Величина $\delta_{чм}$ при частоте помехи, совпадающей с частотой несущего (среднего) колебания, максимальна и будет полностью определяться чувствительностью решающего устройства приемника к изменению частоты сигнала.

Можно показать, что величина среднеквадратических искажений от флюктуационной помехи с небольшим по отношению к сигналам уровнем связана с максимальными искажениями от гармонической помехи зависимостью

$$\sigma_{\text{чм}} = (p/\sqrt{6})\delta_{\text{чм}}, \qquad (22.14)$$

где $p = \Delta F / 2\Delta f$ – отношение ширины полосы канала (полосового фильтра) к удвоенной девиации частоты.

С расширением полосы пропускания фильтра канала ΔF (с увеличением p) увеличивается уровень помех, поступающих на вход приемника. Однако при этом увеличивается и крутизна фронта импульса. Таким образом, существует оптимальное значение p, при котором $\sigma_{\text{чм}}$ будет минимальной. Расчеты с этой точки зрения дают оптимальное значение $p = 1{,}4$. Тогда согласно (22.14)

$$\sigma_{\text{чм}} = 0{,}57\delta_{\text{чм}} \qquad (22.15)$$

Можно также показать, что в канале с ЧМ максимальные искажения от импульсной помехи

$$\eta_{\text{чм}} = (A_{\text{и}} B / U_{\text{с}}) \cdot 100\% \qquad (22.16)$$

22.3.2. Краевые искажения при относительно низкой несущей частоте

В случае относительно низкой несущей частоты часть спектра нижней боковой полосы, для которой $f_{\text{о}} - nF < 0$ попадает в полосу пропускания канала (рис. 22.9). Энергия этой нежелательной части спектра (отраженного спектра), действуя в канале как помеха, вызовет смещение фронта импульса. При этом, из-за неопределенности фазы несущей частоты в моменты манипуляции, неопределенными будут также фазовые соотношения основного и отраженного спектров, что вызывает качание фронта импульсов. Краевые искажения за счет качания фронтов импульсов при относительно низкой несущей частоте в каналах с АМ и ФМ (ОФМ) определяются по формуле

$$\delta = (B / 2\pi f_{\text{о}}) \cdot 100\%, \qquad (22.17)$$

то есть величина этих искажений зависит лишь от соотношения скорости передачи и несущей частоты. При $B/f_{\text{о}} = 1$ искажения достигают 16%, но при $B / f_{\text{о}} = 10$ они составляют лишь 1,6%.

Аналогичные искажения проявляются и в каналах с ЧМ. Для уменьшения влияния низкой несущей на помехоустойчивость каналов передачи дискретных сигналов применяют следующие меры: ограничение спектра исходного сигнала за счет округления импульсов постоянного тока, что уменьшает энергию отраженного спектра; модуляция на повышенной несущей

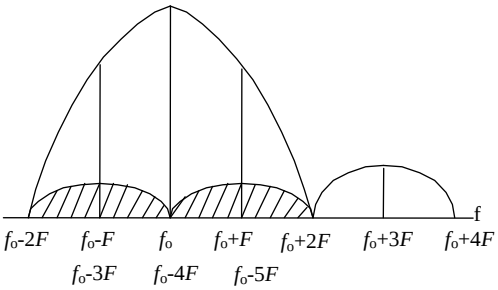

Рис.22.9

частоте с последующим преобразованием спектра модулированного колебания в спектр ЭППЧ аналогового канала; в системах с ЧМ кроме перечисленных мер выбирается, по возможности, меньшая величина индекса модуляции, так как при уменьшении m заметно уменьшается энергия неиспользуемых боковых помех.

22.3.3. Краевые искажения и вероятность ошибки.

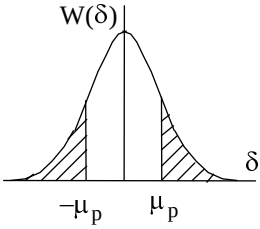

Рис.22.10

Как было показано, краевые искажения при воздействии флуктуационных помех подчиняются нормальному закону распределения. Этот закон определяется функцией распределения $\varphi(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\delta^2}{2\sigma^2}}$. Если $\delta \geq \mu_p$, где μ_p – рабочая исправляющая способность приемного устройства, то прием будет ошибочным. При этом в соответствии с рис. 22.10 вероятность ошибки будет равна

$$p_{ош} = 1 - \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\mu_p}^{\mu_p} e^{-\frac{\delta^2}{2\sigma^2}} d\delta = 1 - \Phi(x), \qquad (22.18)$$

где, $x = \mu_p / \sigma$, $\Phi(x)$ – интеграл вероятности.

Зная расчетную величину σ и μ_p, можно определить вероятность ошибки.

22.3.4. Сравнительные особенности АМ, ФМ, ЧМ

Приведем сравнительные данные помехозащищенности систем с АМ, ФМ (ОФМ) и ЧМ: максимальные искажения δ от гармонической помехи имеют соотношения $\delta_{ам}=2\delta_{фм}=2\delta_{чм}$; среднеквадратические искажения от флуктуационной помехи $\sigma_{АМ}=\sigma_{ФМ}\cong 2{,}8\sigma_{чм}$; максимальные искажения от импульсной помехи $\eta_{ам} = 2\eta_{фм} \cong 3{,}5\eta_{чм}$.

Следовательно, наименьшие краевые искажения импульсов при воздействии помех возникают в системе передачи дискретных сигналов с ЧМ. При этом следует иметь в виду, что, как известно из общей теории передачи сигналов, система передачи с ФМ (ОФМ) обладает наибольшей потенциальной помехозащищенностью и это преимущество ее становиться заметным в условиях повышенных уровней помех.

Таким образом, можно сделать вывод о том, что система передачи дискретных сигналов с ЧМ хотя и требует несколько более широкой полосы частот аналогового канала передачи, обладает наибольшей помехозащищенностью, а по

сложности аппаратуры она является промежуточной между системами с АМ и ФМ (ОФМ).

Поэтому системы передачи дискретных сигналов с ЧМ (телеграфных и низкоскоростных данных) нашли наибольшее применение при использовании каналов ТЧ аналоговых проводных и радиосистем передачи.

Методы ОФМ широко используются при реализации высокоскоростных систем передачи данных.

На практике также применяются системы с комбинированной модуляцией - амплитудной и фазовой (АФМ) или амплитудной и относительно-фазовой модуляцией (АОФМ), принцип построения которых рассмотрен в следующем подразделе.

22.4. Системы передачи с комбинированной модуляцией

Комбинированная модуляция – эффективный метод повышения пропускной способности (удельной скорости передачи) дискретного канала передачи при экономном использовании полосы частот аналогового канала. Удельная скорость передачи - это скорость передачи (бит/с, Бод) на 1 Гц полосы аналогового канала. Практическое использование получила комбинация амплитудной и фазовой модуляции. Ниже рассмотрим две реализации комбинированной модуляции.

Квадратурная амплитудная модуляция.

Квадратурная АМ (КАМ) – это сочетание АМ и ФМ и представляет собой амплитудную модуляцию в двух дискретных каналах на несущих частотах, сдвинутых на 90^0. Скорость передачи при этом виде модуляции может быть удвоена без расширения занимаемой полосы частот. Принцип КАМ иллюстрируется на рис. 22.11,а.

Здесь модулируемые несущие колебания ($U_{сн}$ – синфазная составляющая и $U_{кв}$ – квадратурная составляющая) представлены пунктирными линиями.

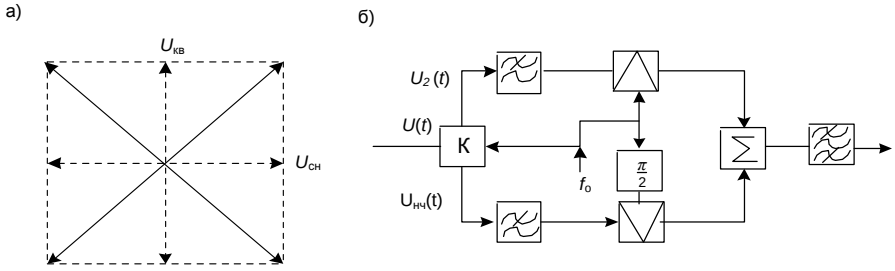

Рис. 22.11

Рассмотрим случай двоичной АМ, когда $u(t)$ имеет вид двухполярных прямоугольных импульсов. Тогда выходные модулированные колебания будут иметь вид $u(t)\cos(\omega_0 t+\pi)$ *и* $u(t)\cos(\omega_0 t-\pi)$, то есть идентичный виду колебаний двоичной ФМ. Это отражено на рисунке – каждый пунктирный вектор $U_{\text{сн}}$ и $U_{\text{кв}}$ имеет два противоположных направления. После сложения векторов существует четыре различных значения фазы (сплошные вектора).

Структурная схема системы КАМ на передаче приведена на рис. 22.11б. Исходная последовательность импульсов $u(t)$ разделяется в кодере К на два потока – четных $u_{\text{ч}}(t)$ и нечетных $u_{\text{нч}}(t)$ импульсов, каждый из которых имеет половинную скорость следования импульсов. Поэтому, если отведенная полоса частот аналогового канала допускает скорость передачи В Бод, то во входной последовательности импульсов $u(t)$ скорость может быть 2В Бод. ФНЧ на входах модуляторов сглаживает (скругляет) прямоугольные импульсы по косинусоидальному закону. После суммирования сигналов обоих ветвей и подавления нежелательных продуктов модуляции полосовым фильтром модулированный сигнал подается в аналоговый канал. Система КАМ при использовании импульсов со сглаженным спектром позволяет получить удельную скорость передачи до 2 бит/с на каждый герц используемой полосы.

Разобранная простейшая система КАМ свелась к четырехфазной ФМ при одном значении амплитуды. При увеличении числа уровней АМ соответствующим перекодированием исходной последовательности $u(t)$ увеличится и удельная скорость передачи. Однако при этом снижается помехоустойчивость дискретного канала, а сама аппаратура усложняется.

Метод АОФМ-ОБП.

Наиболее перспективным и нашедшим практическое применение является метод АОФМ-ОБП, который базируется на совместном использовании относительной фазовой модуляции (ОФМ), l – позиционной амплитудной модуляции (АМ) и передачей АМ-ОФМ сигналов с частично подавленной одной боковой полосой (ОБП). Метод АОФМ отличается от метода ФМ тем, что посылка дискретного сигнала может принимать l значений амплитуды, а не одно значение. Например, при l = 4 сигнал АОФМ имеет вид, показанный на рис. 22.12.

Из рисунка видно, что сигнал при методе АОФМ может принимать $m = 2l$ дискретных состояний, следовательно, количество бит информации, заключенное в одной посылке передаваемого сигнала $I = \log_2 m = 1 + \log_2 l.$

При однополосной передаче сигнала АОФМ максимальная удельная скорость передачи информации равна $2(I+LOG_2 l)$ бит/с на каждый герц частотной полосы аналогового канала передачи. Сравнительные исследования показывают, что метод АОФМ ОБП при одинаковой скорости работы обладает наиболь-

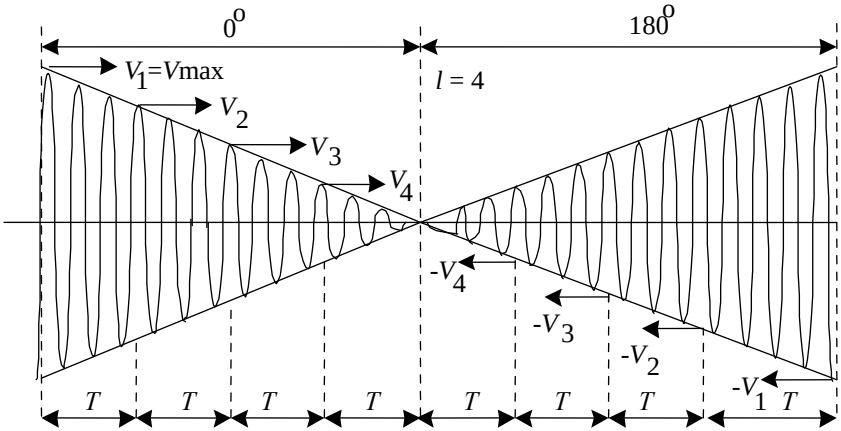

Рис. 22.12

шей помехоустойчивостью в сравнении с обычной n-фазной системой ОФМ с двумя боковыми полосами (здесь n – число возможных градаций фазы) и m – позиционной АФМ с двумя боковыми полосами.

Рассмотрим порядок формирования АОФМ ОБП сигнала. Каждая посылка АОФМ ОБП сигнала соответствует более чем одному двоичному символу, что определяется модуляционным кодом. Примеры модуляционных кодов при $l = 2$ и $l = 4$ приведены в таблицах, соответственно, 22.1 и 22.2. По данным этих таблиц на рис. 22.13 в виде векторов показаны возможные позиции посылок и соответствующие этим позициям комбинации двоичных символов. При этом за исходное направление вектора принято направление ОА.

В рассмотренных выше примерах модуляционных кодов комбинации двоичных символов, соответствующие соседним позициям сигнала, отличаются друг от друга только одним двоичным символом.

Поскольку в подавляющем большинстве случаев ошибки при приеме вызываются неправильным различением соседних позиций, такой модуляционный код позволяет минимизировать число ошибок принятых информационных символов и является оптимальным.

Первые символы в блоках, соответствующих возможным позициям посылок АОФМ ОБП сигнала, определяют знак (фазу) этих посылок. Они кодируются на передаче и декодируются на приеме по закону ОФМ.

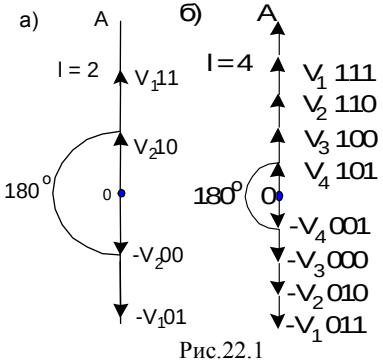

Рис.22.1

Таблица 22.1

Таблица 22.2

Колебания символов	Поворот фазы, °	Амплитуда
L=2		
11	0	*Um*
10	0	1/3 *Um*
00	180	1/3 *Um*
01	180	*Um*

Здесь U_m – амплитуда несущего колебания.

Колебания символов	Поворот фазы, °	Амплитуда
l=4		
111	0	*Um*
110	0	5/7 *Um*
100	0	3/7 *Um*
101	0	1/7 *Um*
001	180	1/7 *Um*
000	180	3/7 *Um*
010	180	5/7 *Um*
011	180	*Um*

Комбинации остальных символов в блоках определяют модули амплитуд посылок независимо от их полярности.

Сигналы АОФМ передаются по методу одной боковой полосы с частично подавленной боковой полосой (ОБП ЧПБП). При этом передаются несколько усеченная одна боковая полоса и остаток другой боковой полосы. Причем, усечение одной полосы и добавка от другой таковы, что частичное подавление передаваемой боковой полосы вблизи несущей частоты в точности компенсируется частичной передачей подавляемой боковой полосы, что в конечном итоге обеспечивает безыскаженное выделение полезного сигнала.

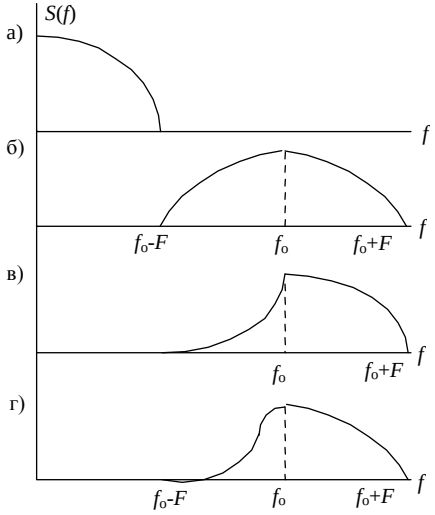

Рис.22.14

На рис. 22.14 показаны: а) спектр модулирующего сигнала $u(t)$; б) спектр модулированного сигнала на несущей частоте f_0 (на выходе модулятора с подавлением несущей); в) спектр верхней боковой полосы; г) спектр частично подавленной верхней боковой полосы и остатка нижней боковой полосы.

Формирование сигнала ЧПБП осуществляется теми же способами, что и сигнала одной боковой полосы (ОБП): фильтровым или фазокомпенсационным. Детектирование на приеме обеспечивается демодулятором с местным источником несущего колебания.

22.5. Варианты построения аппаратуры передачи дискретных сигналов

В качестве каналов первичной сети для аппаратуры передачи дискретных (цифровых) сигналов могут использоваться типовые каналы передачи аналоговых систем (каналы ТЧ, широкополосные каналы или физические цепи линий связи), а также цифровые каналы цифровых систем передачи.

Для эффективного использования аналоговых каналов передачи первичной сети аппаратура передачи дискретных низкоскоростных сигналов (например, телеграфных) выполняется многоканальной, а для среднескоростных и высокоскоростных – одноканальной. В настоящее время на сетях связи используется каналообразующая аппаратура с числом дискретных (цифровых) каналов от одного до нескольких десятков. Пропускная способность дискретных каналов (номинальная скорость передачи) устанавливается ГОСТ и должна составлять: для телеграфных каналов 50 или 100 Бод; для низкоскоростной сети передачи данных (ПД) 200 Бод (бит/с); для среднескоростных каналов ПД 600, 1200, 2400 и 9600 Бод (бит/с); для высокоскоростных каналов ПД 12000 Бод (бит/с) и выше.

По типу каналы передачи дискретных сигналов подразделяются на прозрачные и непрозрачные, а по виду передачи – на синхронные, асинхронные и стартстопные.

Прозрачные каналы позволяют работать с любой, не превышающей номинальной, скоростью передачи как синхронным, так и асинхронным способами.

Непрозрачные каналы являются синхронными и позволяют работать лишь с одной номинальной скоростью.

Синхронная передача – способ передачи, при котором между любыми двумя значащими моментами всегда имеется целое число единичных интервалов.

Асинхронная передача – способ передачи, при котором между любыми двумя значащими моментами в одной кодовой комбинации всегда имеется целое число единичных интервалов, а число единичных интервалов между двумя любыми значащими моментами, расположенными в различных кодовых комбинациях, не всегда является целым числом.

Стартстопная передача – это асинхронная передача, при которой каждой кодовой комбинации предшествует стартовый сигнал и после каждой кодовой комбинации следует стоповый сигнал.

Значащие моменты – моменты изменения значащих позиций (например, изменение с положительного на отрицательное значение).

Значащая позиция – фиксируемое дискретное значение параметра сигнала (например, положительный или отрицательный импульс).

Значащий интервал – интервал времени между двумя соседними значащими моментами.

Каналы в многоканальной аппаратуре передачи дискретных сигналов могут разделяться по частоте (системы с ЧРК), времени (системы с ВРК), по частоте и времени (системы с ЧВРК).

При частотном разделении каналов эффективно передаваемая полоса частот (ЭППЧ) аналогового канала передачи первичной сети с помощью полосовых фильтров делится на несколько относительно узких полос, в каждой из которых образуется отдельный дискретный канал. Каналы в такой аппаратуре получаются прозрачными.

При временном разделении каналов на противоположных концах канала передачи дискретных сигналов к каналу первичной сети поочередно на определенный отрезок времени подключаются с помощью распределителей, работающих на обоих концах синхронно, передатчик и приемник этого канала. Недостатками метода ВРК являются сложность каналообразующей аппаратуры и возможность работы по каналам только синхронным способом с определенной скоростью.

При частотно-временном разделении каналов эффективно передаваемая полоса частот аналогового канала разделяется на несколько частотных подканалов, в каждом из которых используется временное разделение каналов.

При использовании типовых аналоговых каналов передачи возможны *три варианта* построения аппаратуры передачи дискретных сигналов.

При первом варианте (рис. 22.15) импульсная последовательность от источника информации ИИ поступает к передатчику через аппаратуру сопряжения (АС), которая выполняет функцию согласования первичного сигнала от ИИ с дальнейшим трактом передачи по скорости и коду.

Параметры сигналов на выходе АС, как правило, унифицированы и соответствуют рекомендованным МСЭ параметрам стыка. От АС информация в виде кодовых комбинаций передается в устройство защиты от ошибок УЗО, которое обеспечивает требуемую достоверность передачи путем введения избыточности в передаваемую информацию, используемую на приемной стороне для обнаружения и исправления ошибок. В устройстве преобразования сигналов УПС последовательность импульсов постоянного тока преобразуется методом АМ, ФМ (ОФМ) или ЧМ в полосу частот, соответствующую полосе пропускания аналогового канала. На приеме осуществляется обратное преобразование сигнала к дискретной форме в УПС, а затем восстанавливается исходная двоичная последовательность в УЗО и поступает через АС к получателю информации ПИ. Основная функция УЗО на приеме – это обнаружение и исправление ошибок, в передаваемом сигнале, возникающих в дискретном канале за счет искажений и

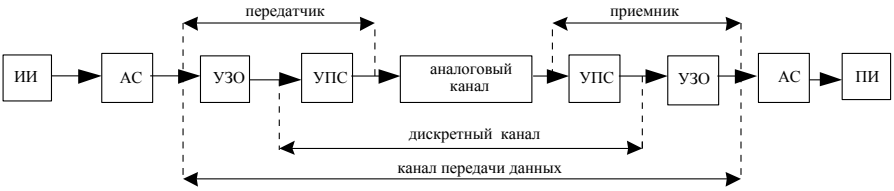

Рис. 22.15

воздействия помех. Аналоговый канал вместе с УПС образуют дискретный канал, а дискретный канал с УЗО – канал передачи данных.

По первому варианту строятся вторичные сети среднескоростной (по каналам ТЧ) и высокоскоростной (по широким каналам) передачи данных.

При втором варианте (рис. 22.16), называемом телеграфным, в полосе частот аналогового канала обеспечивается передача дискретных сигналов от нескольких низкоскоростных источников информации. В индивидуальном оборудовании передачи (ИО Пер.) первичные дискретные сигналы от ИИ преобразуются методом АМ, ФМ (ОФМ) или ЧМ в модулированные сигналы, размещаемые каждый в соответствующей части полосы частот аналогового канала. В групповом оборудовании (ГО Пер.) сигналы от всех ИО объединяются и формируется линейный сигнал для передачи по аналоговому каналу. На приемной стороне осуществляется разделение группового сигнала (в ГО Пр.), обратное восстановление дискретных сигналов (в ИО Пр.) и передача к соответствующим приемникам информации (например, телеграфные аппараты).

По второму варианту строится каналообразующая аппаратура для образования нескольких телеграфных каналов в спектре канала тональной частоты (0,3…3,4 кГц). Поэтому такая аппаратура получила название аппаратура тонального телеграфирования (ТТ), а получаемые с ее помощью телеграфные каналы-каналы ТТ.

Для повышения эффективности использования полосы частот аналогового канала по второму варианту может применяться частотно-временной метод

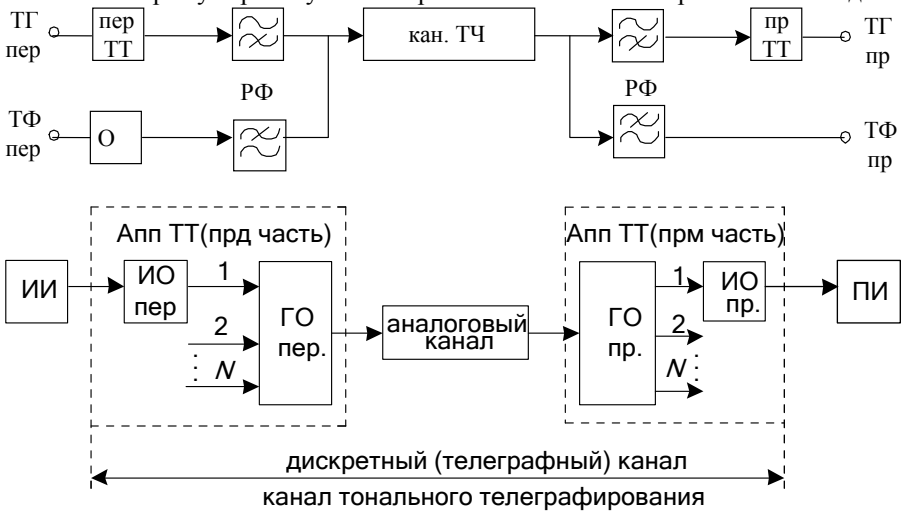

Рис. 22.16

Рис. .22.17

разделения каналов ТТ. При этом методе в каждом из *N* каналов ТТ, использующих N полос канала ТЧ, осуществляется временное разделение (двукратное или четырехкратное).

При третьем варианте (рис. 22.17) построения аппаратуры передачи дискретных сигналов используется аналоговый канал (как правило, канал ТЧ) не полностью, а частично: обычно верхняя часть ЭППЧ канала ТЧ (2,5…3,4 кГц) используется для организации каналов ТТ, а нижняя часть (0,3…2,5 кГц) – для телефонной связи.

Здесь с помощью разделительных фильтров РФ (ФНЧ и ФВЧ) ЭППЧ канала ТЧ разделяется для телеграфной и телефонной связи. Для уменьшения взаимного влияния телефонных сигналов на телеграфные в телефонный канал включается ограничитель амплитуд (ОА), срезающий пики речевых сигналов.

На приведенных схемах вариантов построения аппаратуры передачи дискретных сигналов показана передача сигналов в одном направлении. Для обратного направления связи необходимо такое же оборудование.

В дальнейшем подробно рассмотрено построение многоканальной аппаратуры тонального телеграфирования с частотной модуляцией и ЧРК.