

ГЛАВА 2. МНОГОКАНАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ С ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

2.1. ПОСТРОЕНИЕ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ С ЧРК

Современные МСП с ЧРК состоят из трех основных частей: каналообразующей аппаратуры, аппаратуры сопряжения и аппаратуры линейного тракта (рис. 2.1).

Каналообразующая аппаратура (КА) является стандартной для различных систем. Она предназначена для создания каналов с характеристиками, соответствующими определенным нормам. Эта аппаратура устанавливается на оконечных и переприемных станциях.

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

Аппаратура линейного тракта (АЛТ) состоит из аппаратуры, устанавливаемой на оконечных и промежуточных станциях, и среды распространения. Оконечная аппаратура линейного тракта создает наиболее благоприятные условия для передачи по направляющей среде полученного на выходе АС линейного спектра частот. Она обычно состоит из усилителей, устройств автоматической регулировки уровней, направляющих фильтров и т. д. В качестве направляющей среды могут быть использованы кабели, радиорелейные линии, воздушные линии и др.

Аппаратура линейного тракта промежуточных станций содержит усилительные и корректирующие устройства и устройства автоматической регулировки уровней (АРУ), т. е. она предназначена для усиления многоканального сигнала, поддержания его уровня и корректирования амплитудно-частотных (АЧИ) и фазочастотных (ФЧИ) искажений.

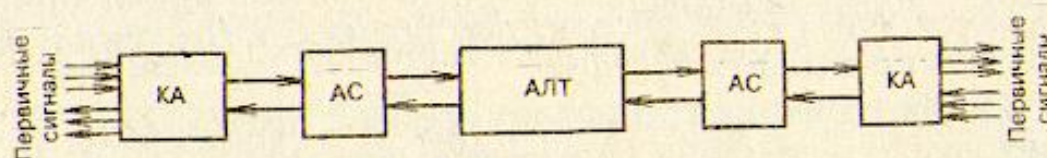


Рис. 2.1. Основные составные части МСП:

КА – каналообразующая аппаратура; АС – аппаратура сопряжения; АЛТ – аппаратура линейного тракта

Методы передачи АМ сигналов

В МСП с ЧРК за каждым каналом в линии закрепляется определенный спектр частот, поэтому чем более узкую полосу частот занимают каналные сигналы, тем большее число каналов можно организовать в полосе частот, отведенной для передачи в линии. Это положение легло в основу выбора метода формирования канального сигнала. Кроме того, выбранный метод должен обеспечивать необходимую помехозащищенность.

Формирование канальных сигналов в СП с ЧРК можно осуществить, используя амплитудную (АМ), частотную (ЧМ) или фазовую (ФМ) модуляции. Если принять, что в качестве несущей частоты (переносчика) используется гармоническое колебание $U_{\omega} \cos(\omega t + \varphi_{\omega})$, а исходного (модулирующего) сигнала – гармоническое колебание $U_{\Omega} \cos(\Omega t + \varphi_{\Omega})$, то выражения для модулированных колебаний будут иметь следующий вид:

при АМ

$$U_{AM}(t) = U_{\omega} \cos(\omega t + \varphi_{\omega}) + \frac{m}{2} U_{\omega} \cos((\omega - \Omega)t + (\varphi_{\omega} - \varphi_{\Omega})) + \frac{m}{2} U_{\omega} \cos((\omega + \Omega)t + (\varphi_{\omega} + \varphi_{\Omega})), \quad (2.1)$$

где m – коэффициент глубины модуляции;

при ЧМ

$$U_{ЧМ}(t) = U_{\omega} \left\{ I_0(m_f) \cos(\omega t + \varphi_{\omega}) + \sum_{k=1}^{\infty} I_k(m_f) \cos(\omega t + k(\Omega t + \varphi_{\Omega})) + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k I_k(m_f) \cos(\omega t - k(\Omega t + \varphi_{\Omega})) \right\}, \quad (2.2)$$

где m_f – индекс частотной модуляции;

при ФМ

$$U_{ФМ}(t) = U_{\omega} \left\{ I_0(m_f) \cos(\omega t + \varphi_{\omega}) + \sum_{k=1}^{\infty} I_k(m_f) \cos(\omega t + \varphi_{\omega} + k(\Omega t + \varphi_{\Omega} + \frac{\pi}{2})) + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k I_k(m_f) \cos(\omega t + \varphi_{\omega} - k(\Omega t + \varphi_{\Omega} + \frac{\pi}{2})) \right\}, \quad (2.3)$$

где m_ϕ — индекс фазовой модуляции; $I_k(m_\rho)$ и $I_k(m_\phi)$ — функции Бесселя k -го порядка первого рода.

Как видно из (2.1), при АМ модулированное колебание имеет дискретный спектр, состоящий из колебания несущей частоты ω и двух боковых частот $(\omega \pm \Omega)$. Из (2.2) и (2.3) видно, что модулированные колебания при ЧМ и ФМ отличаются только начальными фазами и индексами модуляции. На основании этого можно сказать, что для выбранного вида модулирующего сигнала их спектры практически одинаковы. В отличие от АМ при ЧМ и ФМ модулированное колебание имеет бесконечное число дискретных составляющих, образующих верхнюю и нижнюю боковые полосы спектра, симметричные относительно несущей частоты. Амплитуды этих составляющих зависят от индекса модуляции.

Следует отметить, что если модулирующий сигнал представляет собой сложное колебание, например $\sum_{\Omega_i = \Omega_{\min}}^{\Omega_{\max}} U_{\Omega_i} \cos(\Omega_i t + \phi_{\Omega_i})$, то спектры модулированных колебаний будут состоять из несущей частоты и боковых полос $(\omega \pm k\Omega_i)$. Кроме того, спектр ФМ колебания будет несколько шире спектра ЧМ колебания. Объясняется это тем, что при ЧМ индекс модуляции обратно пропорционален частоте модулирующего сигнала (Ω_i), а при ФМ он не зависит от Ω_i .

Как видно из (2.2) и (2.3), уменьшение индекса модуляции сужает полосу частот, необходимую для передачи модулированного колебания. При малом индексе модуляции (значительно меньше 1) спектры ЧМ и ФМ колебаний, так же как и спектры АМ колебания, состоят из несущей частоты ω и двух боковых частот. Следовательно, с точки зрения получения наименьшей ширины полосы частот канального сигнала можно использовать АМ или с малыми индексами модуляции ЧМ и ФМ.

Однако необходимо отметить, что выигрыш в помехозащищенности при ЧМ и ФМ по сравнению с АМ имеет место лишь при индексе модуляции, превышающем единицу, т. е. тогда, когда спектр модулированного колебания при ЧМ и ФМ становится значительно шире спектра при АМ. Поэтому в проводных СП с ЧРК для формирования канальных сигналов применяется АМ, которая позволяет осуществить передачу одной боковой полосы (ОБП). Амплитудная модуляция с передачей ОБП обладает большей помехоустойчивостью, чем ЧМ и ФМ с малыми индексами модуляции, и дает возможность сформировать канальные сигналы наименьшей ширины.

В радиорелейных и спутниковых СП, у которых уровень помех в линии весьма значителен, применяются ЧМ или ФМ с индексами модуляции больше единицы, как наиболее помехоу-

стойчивые виды модуляции. В СП дискретных и телеграфных сигналов применяются ЧМ и ФМ. Использование ограничителей амплитуд на приемной станции позволяет при этих видах модуляции уменьшить влияние колебаний уровня сигнала, помех и искажений в каналах и тем самым снизить вероятность ошибок. Кроме того, ЧМ применяется в некоторых СП факсимильных сигналов по каналам ТЧ.

Из (2.1) видно, что исходный сигнал содержится только в боковых полосах частот, поэтому для его восстановления на приеме не обязательно наличие всего спектра АМ колебаний. Учитывая это, формирование канальных сигналов можно осуществлять путем передачи: двух боковых полос частот и несущей; одной боковой полосы частот и несущей; двух боковых полос частот без несущей; одной боковой полосы частот без несущей; одной боковой полосы частот, несущей и части второй боковой полосы частот.

Выше отмечалось, что основным методом формирования канальных сигналов в МСП с ЧРК является метод АМ с ОБП. Однако иногда оказывается более целесообразным использовать другие методы передачи АМ сигналов при формировании канальных сигналов. Рассмотрим эти методы с целью определения особенностей организации связи при использовании каждого из них.

Передача двух боковых полос частот и несущей обеспечивает относительно простое получение исходного сигнала на приеме. Для этого достаточно подать АМ сигнал на демодулятор и с помощью фильтра выделить исходный сигнал. Оконечное передающее и приемное оборудование будет относительно простым. Модуляторы могут быть выполнены по однотоктной схеме. Канальные фильтры несложные, поскольку уровни паразитных продуктов модуляции при соответствующем выборе коэффициента модуляции значительно ниже уровня полезных боковых колебаний. В приемном оборудовании нет необходимости использовать для демодуляции специальный генератор несущей частоты, так как она передается в составе АМ колебания.

Однако этот метод имеет ряд существенных недостатков, делающих невозможным применение его при формировании канальных сигналов в МСП с ЧРК, работающих на значительные расстояния. Одним из таких недостатков является увеличение ширины полосы частот канального сигнала по сравнению с шириной полосы частот исходного информационного сигнала (рис. 2.2, а). Если полоса частот исходного сигнала будет $(F_{min}, \dots, F_{max})$, то ширина полосы частот канального сигнала будет $2F_{max}$. При построении МСП это увеличение приведет к удорожанию линейного тракта.

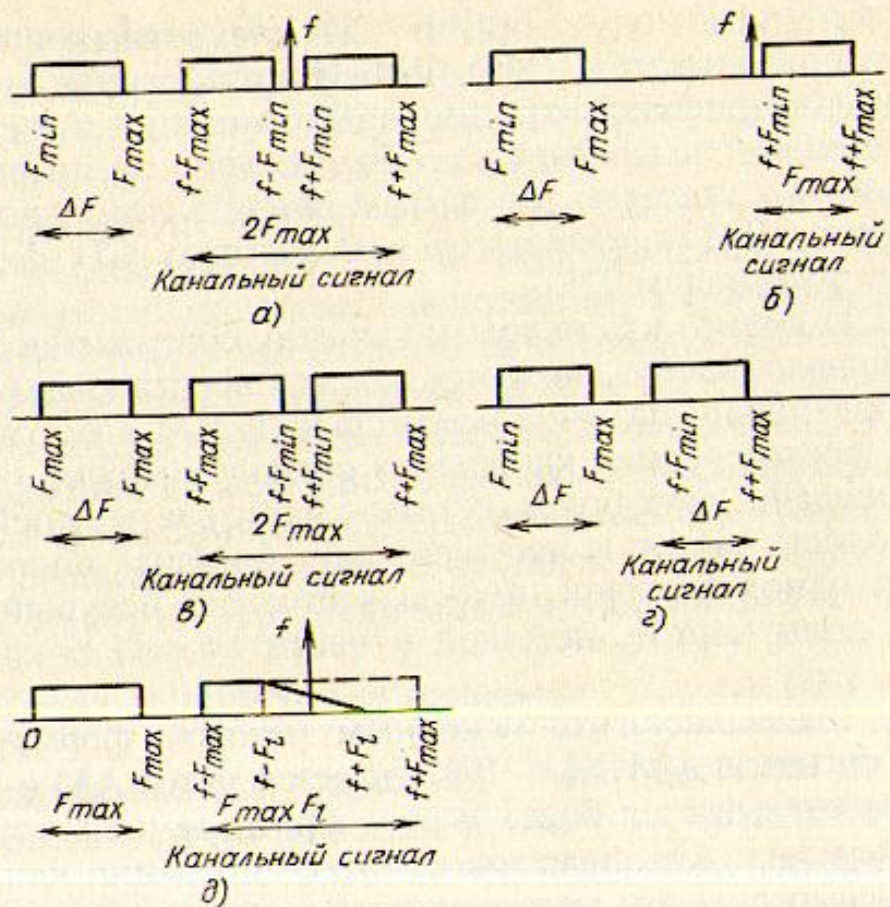


Рис. 2.2. Спектры канальных сигналов при использовании АМ для различных методов формирования

Другой недостаток данного метода обусловливается тем обстоятельством, что для уменьшения амплитуд паразитных продуктов преобразования коэффициент модуляции обычно выбирается значительно меньше 1. Воспользовавшись (2.1), можно показать, что $P_{\omega} / P_{\omega \pm \Omega} = 4 / m^2$. Обычно m берется равным 0,2, тогда $P_{\omega} / P_{\omega \pm \Omega} = 100$. Следовательно, при формировании канальных сигналов по указанному методу мощность усилителей будет определяться в основном мощностью несущего колебания, не содержащего полезный сигнал. При построении МСП это может привести к невозможности использования усилителей, усиливающих многоканальный сигнал, так как такие усилители должны быть сверхмощными. Выполнить их с требуемыми качественными показателями будет очень трудно, и, кроме того, они будут потреблять значительную мощность от источников питания. Такие усилители будут очень дорогими.

Однако относительная простота передающего и приемного оборудования позволяет использовать рассматриваемый метод в тех системах, где требуемое число каналов мало, окончание оборудования должно быть простым и дешевым, а дальность связи незначительна, т. е. необходимость в промежуточных усилителях отсутствует. Примером такой системы является однока-

нальная система передачи АВУ (абонентская высокочастотного уплотнения), работающая по абонентским линиям ГТС.

Данный метод иногда применяется при передаче по каналам ТЧ информационных сигналов, спектр которых начинается от нулевой частоты и занимает неширокую полосу частот. В этом случае реализовать метод ОБП невозможно. Примером таких сигналов могут служить факсимильные сигналы и сигналы низкоскоростной передачи данных.

Передача одной боковой полосы частот и несущей позволяет сузить полосу частот канального сигнала в 2 раза (рис. 2.2, б). Исходная информация на приеме будет образовываться от взаимодействия переданных боковой полосы частот и несущей. Однако для подавления одной из боковых полос необходимо использовать сложные в реализации канальные фильтры.

Применение усилителей для усиления многоканального сигнала при этом методе является еще более сложной задачей, поскольку требуется увеличение соотношения мощностей несущей и одной из боковых полос. При равенстве мощностей передающих устройств помехозащищенность сигнала с подавлением одной боковой полосы будет меньше, чем с передачей двух боковых полос. Из-за указанных недостатков данный метод формирования канальных сигналов практического применения не нашел.

Передача двух боковых полос без несущей частоты в отличие от методов с передачей несущей частоты позволяет использовать для усиления многоканального сигнала усилители. Отсутствие несущей частоты дает возможность увеличить мощность боковых полос частот и тем самым повысить помехозащищенность сигналов. Однако ширина полосы частот канального сигнала равна $2F_{max}$ (рис. 2.2, в). Это обстоятельство ограничивает применение данного метода при построении МСП, работающих на большие расстояния. Однако он оказывается эффективным в МСП местных сетей, когда стоимость 1 кан.-км в основном определяется стоимостью оконечных устройств. Эта стоимость снижается, так как нет необходимости использовать сложные и дорогие канальные фильтры.

Следует отметить, что при описываемом методе восстановление исходного сигнала на приеме затрудняется необходимостью соблюдения строгой синхронности и синфазности несущих частот на передаче и приеме. При несоблюдении этого требования прием сигнала будет невозможен. Для простоты рассмотрим влияние каждого из этих факторов на прием сигнала отдельно.

Примем, что тракт передачи не вносит фазового сдвига. Если значения несущих частот различаются на $\Delta\omega = \omega_{пер} - \omega_{пр}$, а фазы совпадают, то при взаимодействии в демодуляторе несущей и нижней боковой полосы сигнал, соответствующий исходной ин-

формации, будет иметь вид $U_{\Omega} \cos(\Omega - \Delta\omega)t$, а при взаимодействии с верхней боковой — $U_{\Omega} \cos(\Omega + \Delta\omega)t$. После суммирования эти два колебания создадут сигнал, соответствующий исходной информации вида $(2U_{\Omega} \cos\Delta\omega t) \cos\Omega t$. Последнее выражение соответствует так называемым биениям. За период, равный $2\pi/\Delta\omega$, амплитуда сигнала будет дважды меняться от максимального значения $2U_{\Omega}$ до нуля. Осуществление связи становится невозможным, т. е. необходимо полное совпадение несущих частот на передаче и приеме.

Положим, что имеет место расхождение фаз $\Delta\phi$, $\Delta\omega = 0$. Рассуждая аналогично, можно показать, что сигнал, соответствующий исходному, будет иметь вид $(2U_{\Omega} \cos\Delta\phi) \cos\Omega t$. Отсюда следует, что при изменении $\Delta\phi$ от 0 до $\pi/2$ амплитуда сигнала будет соответственно изменяться от максимального значения $2U_{\Omega}$ до нуля. Оптимальным является условие $\Delta\phi = 0$.

Требуемые синхронность и синфазность несущих частот обеспечить относительно несложно. Например, можно использовать для этой цели схему, изображенную на рис. 2.3. За счет нелинейного взаимодействия нижней и верхней боковых полос, приходящих с линии, на выходе модулятора образуется удвоенная несущая частота. Выделив ее с помощью полосового фильтра и разделив в делителе частоты на 2, получим несущую частоту, полностью совпадающую с несущей частотой на передаче. Эту частоту можно либо непосредственно подать на демодулятор, либо использовать для захватывания генератора несущей частоты приемной станции.

Передача одной боковой полосы обеспечивает наименьшую возможную ширину спектра канального сигнала, равную ширине спектра исходного сигнала (рис. 2.2, з), что позволяет наиболее экономно реализовать линейный спектр частот СП.

При передаче ОБП в результате модуляции происходит только перемещение сигнала по шкале частот. Такой метод модуляции называют *преобразованием частоты*, а модуляторы и демоду-

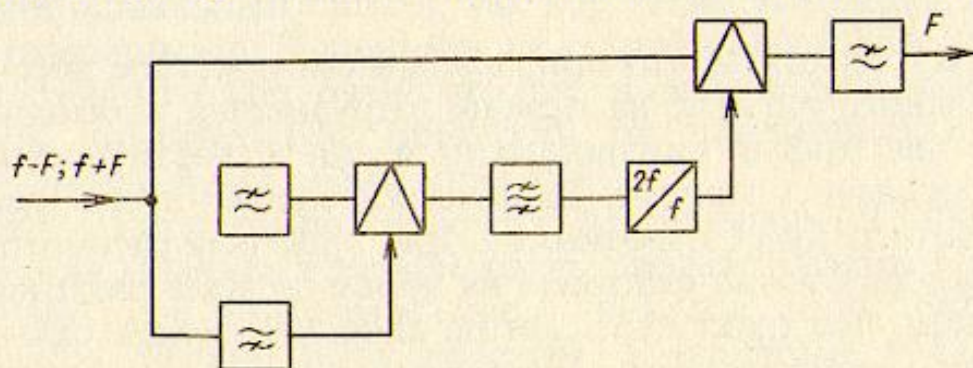


Рис. 2.3. Схема получения синхронной и синфазной несущей на приеме

ляторы, используемые в аппаратуре при осуществлении данного метода, — *преобразователями частоты*.

Подавление несущей частоты, мощность которой значительно превышает мощность боковой полосы частот, дает возможность с помощью усилителей одновременно усиливать сигналы всех каналов СП. Это является экономически выгодным, так как уменьшается объем оборудования.

Передача ОБП позволяет при заданной мощности усилителей увеличить ее мощность и тем самым повысить помехозащищенность сигналов.

Отмеченные достоинства рассматриваемого метода определяют его преимущественное применение для формирования канальных сигналов в проводных МСП с ЧРК.

Недостатком метода передачи ОБП является необходимость подавления несущей и неиспользуемой боковой полосы частот на передаче и восстановление несущей частоты на приемной станции, что приводит к усложнению оконечного оборудования МСП.

Исходный сигнал на приемной станции будет получаться от взаимодействия в демодуляторе пришедшей боковой полосы частот и восстановленной несущей частоты. На выходе демодулятора появится сигнал вида

$$U_{\omega-\Omega} U_{\omega} \cos(\omega - \Omega)t \cos \omega t = \frac{1}{2} U_{\omega-\Omega} U_{\omega} \cos \Omega t + \frac{1}{2} U_{\omega-\Omega} U_{\omega} \cos 2\omega t.$$

С помощью ФНЧ можно выделить колебание разностной частоты, т. е. исходный сигнал $U_{\Omega} \cos \Omega t$.

При восстановлении несущей частоты на приемной станции может оказаться, что она отличается от несущей частоты на передающей станции на $\pm \Delta\omega$ и по фазе на $\pm \Delta\phi$. В этом случае сигнал, соответствующий исходному, будет иметь вид $U_{\Omega} \cos((\Omega \pm \Delta\omega)t \pm \Delta\phi)$. Следовательно, расхождение несущих частот обуславливает смещение спектра восстановленного на приеме исходного сигнала на $\pm \Delta\omega$. Это явление называется *изменением частоты передаваемого сигнала* в канале.

Изменение частоты приводит к ухудшению качества передаваемой по каналу информации. Так, при передаче речевой информации снижается разборчивость, при передаче музыкальных программ изменяется характер звучания отдельных музыкальных инструментов, при передаче сигналов тонального телеграфа увеличиваются ошибки в виде преобладаний в приемнике сигналов. Как показали исследования, при передаче сигналов звукового вещания и тонального телеграфа изменение частоты в канале максимальной протяженности не должно превышать 2 Гц, при передаче речевой информации изменение частоты может быть не-

сколько выше. Так как каналы современных МСП используются для передачи различных сигналов, то предельное изменение частоты в них не должно быть больше 2 Гц. Это сильно усложняет построение генераторного оборудования МСП с ЧРК.

Расхождение фаз несущих частот на передающей и приемной станциях вызывает изменение фазы всех составляющих исходного сигнала на одну и ту же величину $\Delta\phi$, что несущественно для приема любого сигнала. Поэтому для передачи ОБП не требуют соблюдения условия синфазности несущих частот.

Передача одной боковой полосы частот, несущей и части второй боковой полосы частот используется, когда спектр исходного сигнала начинается от очень низких частот, близких к нулю. В этом случае не удастся полностью подавить вторую боковую полосу частот, так как частотный промежуток между боковыми полосами отсутствует или очень мал и, следовательно, каналный фильтр должен иметь бесконечную крутизну нарастания затухания. Реализовать такие фильтры нельзя. К сигналам такого вида относятся, например, сигналы телевидения и факсимильный. Использование данного метода для передачи этих сигналов позволяет значительно уменьшить ширину полосы частот канального сигнала по сравнению с передачей ДБП (см. рис. 2.2, д).

При реализации рассматриваемого метода передачи каналный фильтр должен иметь кососимметричную характеристику коэффициента передачи относительно несущей частоты. При включении обычного полосового фильтра на приемной станции возникнут АЧИ. Они обусловлены тем, что составляющие исходного сигнала от F_1 до F_{max} передаются в составе ОБП, а составляющие от 0 до F_1 — в составе ДБП. Кососимметричный коэффициент передачи фильтра (рис. 2.4) изменяет амплитуды ($A(f - F_c)$ и $A(f + F_c)$) частотных составляющих обеих боковых полос, соответствующих составляющим исходного сигнала от 0 до F_1 , так, что на приеме сумма амплитуд этих составляющих равна амплитуде сигнала при передаче ОБП. Таким образом, АЧИ при восстановлении исходного сигнала на приеме будут устранены.

Частичное подавление ОБП приводит к возникновению квадратурных искажений, которые изменяют форму огибающей АМ сигналов и форму исходного сигнала после его восстановления на приеме. Причиной этих искажений является различие в коэффициентах передачи для частотных составляющих верхней и нижней боковых полос, соответствующих одним и тем же частотным составляющим исходного сигнала. Поясним сказанное векторной диаграммой, приведенной на рис. 2.5.

Как видно из диаграммы, при суммировании векторов боковых и несущего колебаний результирующий (суммарный)

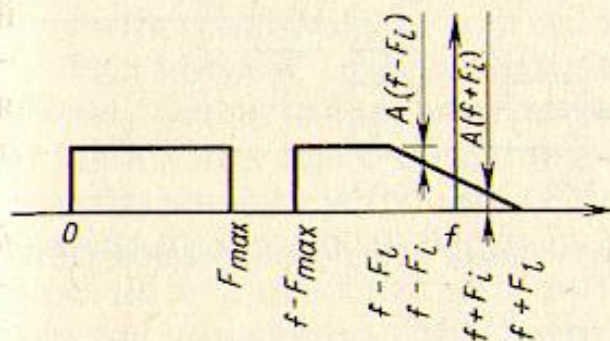


Рис. 2.4. К характеристике канального фильтра при передаче одной боковой, несущей и части второй боковой

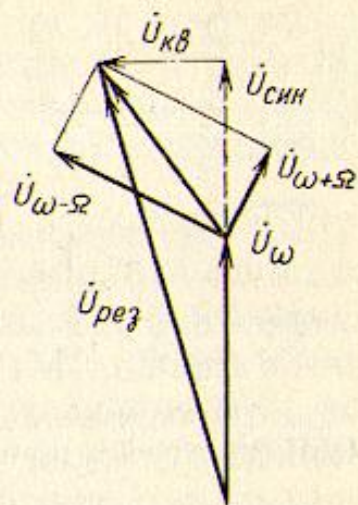


Рис. 2.5. Векторная диаграмма, поясняющая возникновение квадратурной составляющей

вектор $\dot{U}_{рез}$ изменяет свою амплитуду по сравнению с несущей, но не совпадает с ней по фазе, т. е. в данном случае кроме основной АМ имеет место паразитная ФМ. Результирующий вектор можно представить как сумму двух векторов: $\dot{U}_{син}$, совпадающего с вектором несущего колебания по фазе (синфазная составляющая), и $\dot{U}_{кв}$, находящегося с вектором несущего колебания в квадратуре (квадратурная составляющая). Наличие последней обуславливает квадратурные искажения, изменяющие форму огибающей АМ сигнала. Для устранения этих искажений на приеме применяется синхронное детектирование, что усложняет приемное оборудование.

Методы формирования ОБП

При передаче ОБП необходимо подавить несущую и вторую боковую полосу частот. Несущая частота устраняется непосредственно в схемах преобразователей, которые с этой целью выполняются по балансным или двойным балансным схемам. Несущая на выходе таких схем будет отсутствовать при соблюдении условий баланса схем. Так как выполнить данные условия практически не удастся, то к фильтрам, подавляющим вторую боковую полосу, обычно предъявляют некоторые дополнительные требования к затуханию на частоте несущего колебания; оно должно быть на 9 дБ выше затухания фильтра в полосе пропускания.

Устранение неиспользуемой боковой полосы можно осуществить фильтровым, фазоразностным и фазофильтровым методами. Последний метод в МСП с ЧРК применения не нашел. Наибольшее распространение получил *фильтровой метод*, при кото-

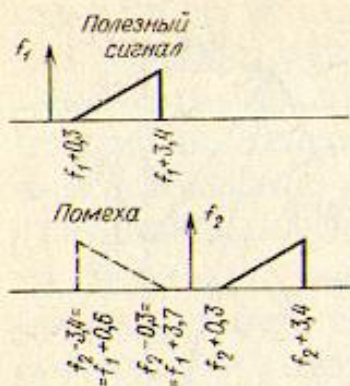


Рис. 2.6. Формирование ОБП фильтровым методом

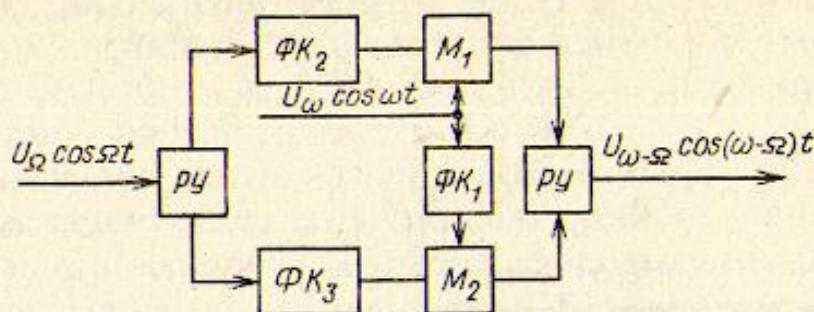


Рис. 2.7. Фазоразностный метод формирования ОБП

ром неиспользуемая боковая полоса частот подавляется полосовым фильтром, включенным на выходе преобразователя. Если учесть, что в современных МСП интервал между несущими частотами соседних каналов составляет 4 кГц, то требования к затуханию в полосе пропускания таких фильтров должны быть очень высокие. Объясняется это тем, что неиспользуемая боковая полоса частот любого канала практически полностью совпадает с полезной боковой полосой соседнего канала. Поэтому если затухание в полосе пропускания фильтра будет недостаточным, то в соседнем канале появится помеха в виде переходного сигнала.

Для пояснения сказанного на рис. 2.6 показано расположение на шкале частот полезной и подавляемой боковых полос соседних каналов МСП. На рисунке f_1 и f_2 — несущие частоты соседних каналов, причем $f_2 - f_1 = 4$ кГц. Полоса частот модулирующего сигнала равна 0,3...3,4 кГц. Примем, что полезными боковыми полосами являются верхние боковые. Тогда неиспользуемая нижняя боковая полоса канала с несущей f_2 будет иметь граничные частоты $(f_2 - 3,4 \text{ кГц}) = f_1 + 4 - 3,4 = (f_2 + 0,6)$ кГц и $(f_2 - 0,3) = (f_1 + 3,7)$ кГц, т. е. практически совпадает с полезной боковой полосой первого канала (см. рис. 2.6).

Расчеты и опыт эксплуатации показывают, что при интервале между несущими частотами соседних каналов, равном 4 кГц, неиспользуемая боковая полоса должна иметь затухание, превышающее затухание в полосе пропускания фильтра, не менее чем на 60 дБ. Главная трудность выполнения этого требования заключается в относительно малом промежутке между ДБП, который составляет 0,6 кГц. Трудность реализации фильтра возрастает с увеличением частоты несущего колебания, так как уменьшается относительная полоса расфильтровки ($0,6 \text{ кГц}/f_{\text{нес}}$). При этом повышаются требования к относительной крутизне нарастания затухания фильтров. Поэтому в зависимости от относительной полосы расфильтровки фильтры выполняются с использованием различных элементов.

Например, если частота несущего колебания не превышает 30...40 кГц, то фильтры обычно выполняются на LC -элементах. При более высоких значениях несущей частоты используются фильтры на элементах с большей добротностью — кварцевые, магнитострикционные или электромеханические.

Рассмотрим *фазоразностный метод* формирования ОБП. Схема, реализующая этот метод, приведена на рис. 2.7. Она состоит из двух плеч, объединяемых на входе и выходе с помощью развязывающих устройств (РУ). На модулятор (M_2) одного плеча исходный сигнал и несущая частота подаются сдвинутыми по фазе на $\pi/2$ относительно сигнала и несущей частоты, подаваемых на модулятор (M_1) другого плеча. В результате на выходе схемы будет колебание только одной боковой полосы. Действительно, если для упрощения принять, что исходный сигнал представляет собой гармоническое колебание $U_\Omega \cos \Omega t$, то исходный сигнал и несущая частота, подаваемые на модулятор одного из плеч, будут соответственно $U_{\Omega 1} = U_\Omega \cos \Omega t$ и $U_{\omega 1} = U_\omega \cos \omega t$, а другого — $U_{\Omega 2} = U_\Omega \cos (\Omega t + \pi/2)$ и $U_{\omega 2} = U_\omega (\omega t + \pi/2)$.

Учитывая, что схемы модуляторов обычно выполняются по двойной балансной схеме, напряжение несущей на выходе которой отсутствует, значения токов на выходе модуляторов будут

$$i_1 = I_1 \cos (\omega - \Omega) t + I_1 \cos (\omega + \Omega) t,$$

$$\begin{aligned} i_2 &= I_2 \cos (\omega t + \pi/2 - \Omega t - \pi/2) + I_2 \cos (\omega t + \pi/2 + \Omega t + \pi/2) = \\ &= I_2 \cos (\omega - \Omega) t - I_2 \cos (\omega + \Omega) t. \end{aligned}$$

Если $I_1 = I_2 = I$, то на выходе схемы

$$i = i_1 + i_2 = 2 I \cos (\omega - \Omega) t, \quad (2.4)$$

т. е. в его составе будет ток только нижней боковой полосы.

На рис. 2.7 фазовый сдвиг $\pi/2$ для несущей частоты создает фазовый контур ΦK_1 . Контур ΦK_2 и ΦK_3 создают фазовый сдвиг $\pi/2$ для всех частот исходного сигнала в одном плече по отношению к другому. Необходимость применения двух фазовых контуров объясняется невозможностью реализации контура, вносящего постоянный, равный $\pi/2$ фазовый сдвиг на любой частоте исходного сигнала. Фазовые характеристики ΦK_2 и ΦK_3 рассчитывают так, чтобы для любой частоты исходного сигнала разность фаз между токами на входах модуляторов разных плеч составляла $\pi/2$.

Векторная диаграмма (рис. 2.8), на которой показаны векторы боковых полос на выходе модуляторов M_1 и M_2 , иллюстрирует получение одной (нижней) боковой полосы на выходе фазоразностной схемы. Из диаграммы видно, что направления векто-

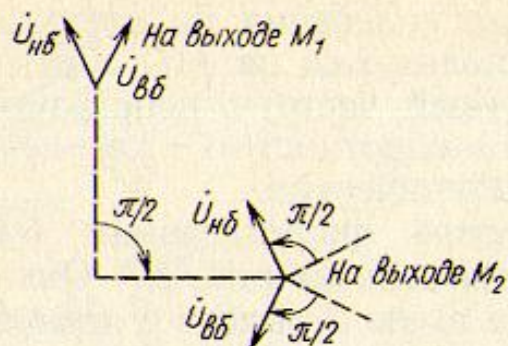


Рис. 2.8. Векторная диаграмма, иллюстрирующая получение ОБП фазоразностным методом

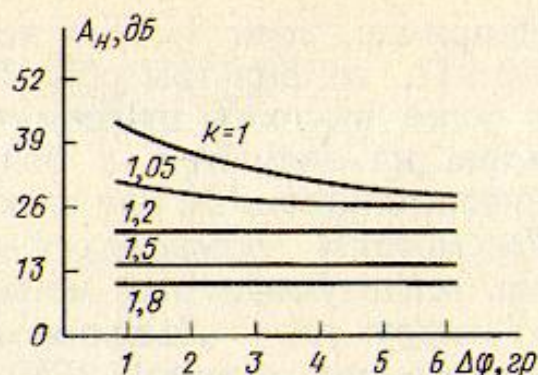


Рис. 2.9. Зависимость затухания в полосе не пропускания A_n от погрешности фазирования $\Delta\varphi$ и коэффициента асимметрии K

ров нижних боковых полос в обоих плечах схемы одинаковы и, следовательно, они складываются. Направления векторов верхних боковых полос противоположны, т. е. они взаимно компенсируются.

При несоблюдении равенства токов в плечах схемы ($I_1 \neq I_2$) и равенства разности фаз величине $\pi/2$ ток на выходе схемы будет содержать составляющие и нижней и верхней боковых полос. Составляющая верхней (подавляемой) боковой полосы

$$i_{\omega+\Omega} = I \cos (\omega + \Omega) t - kI \cos ((\omega + \Omega) t + \Delta \varphi) = \quad (2.5)$$

$$= I (1 - k \cos \Delta \varphi) \cos (\omega + \Omega) t + kI \sin (\omega + \Omega) t \sin \Delta \varphi,$$

составляющая нижней боковой полосы

$$i_{\omega-\Omega} = I \cos (\omega - \Omega) t + kI \cos ((\omega - \Omega) t - \Delta \varphi) = \quad (2.6)$$

$$= I (1 + k \cos \Delta \varphi) \cos (\omega - \Omega) t + kI \sin (\omega - \Omega) t \sin \Delta \varphi.$$

В этих выражениях $k = I_2 / I_1 = I_2 / I$ — коэффициент, определяющий асимметрию в плечах фазоразностной схемы; $\Delta\varphi$ — погрешность фазирования. Из (2.5) видно, что амплитуда тока подавляемой боковой полосы на выходе фазоразностной схемы

$$I_{\omega+\Omega} = I \sqrt{(1 - k \cos \Delta \varphi)^2 + (k \sin \Delta \varphi)^2} = I \sqrt{1 + k^2 - 2k \cos \Delta \varphi}.$$

Сравнивая эту амплитуду с амплитудой тока полезной боковой полосы на выходе идеальной фазоразностной схемы [см. (2.4)], можно определить степень подавления фазоразностной схемой неиспользуемой боковой полосы. Степень подавления оценивается величиной затухания $A_n = 20 \lg (2 I / I_{\omega+\Omega}) = 20 \lg (2 / \sqrt{1 + k^2 - 2k \cos \Delta \varphi})$, называемого затуханием в полосе не пропускания.

Зависимость затухания в полосе не пропускания от погрешности фазирования $\Delta\varphi$ при различном коэффициенте асиммет-

рии k приведена на рис. 2.9. Из этой зависимости видно, что степень подавления неиспользуемой боковой полосы сильно зависит от k . Следовательно, необходимо прежде всего стремиться к уменьшению асимметрии токов в плечах схемы. Сделать это относительно нетрудно. Если $k = 1$, то затухание в полосе непропускания $A_n = 20 \lg (1 / \sin(\Delta \varphi / 2))$.

Одинаковое с полосовыми фильтрами затухание в полосе непропускания в фазоразностной схеме можно получить при $\Delta \varphi < 1^\circ$. Столь высокая точность фазирования на всех частотах исходного сигнала обеспечивается при использовании достаточно сложных фазовых контуров с весьма точными значениями элементов их схем. Контуров эти сравнительно дорогие. Более дешевые и менее сложные фазовые контуры, например содержащие не более двух звеньев второго порядка, имеют погрешность фазирования около 6° . Такие контуры широко применяются в фазоразностных схемах СП на местных сетях.

Простая и экономичная схема формирования ОБП позволила значительно упростить и удешевить оконечные станции этих систем и, следовательно, повысить эффективность системы в целом. Однако из-за недостаточного значения A_n номинальная полоса частот канала в этих системах расширена в 2 раза. При расширении полосы частот канала до 8 кГц неиспользуемая боковая полоса не будет совпадать с полезной боковой полосой соседнего канала, поэтому требования к степени ее подавления могут быть значительно снижены. Затухание должно быть таким, чтобы на приеме не возникали биения при расхождении несущих частот на передающей и приемной станциях. Этим явлением можно пренебречь, если затухание в полосе непропускания будет не менее 26 дБ, что обеспечивается при $\Delta \varphi = 6^\circ$.

Асимметрия плеч фазоразностной схемы и погрешность фазирования приводят к некоторому дополнительному затуханию полезной боковой полосы, которое может быть оценено как $a_{\text{доп}} = 20 \lg (2I / I_{\omega - \Omega})$. Амплитуда тока полезной боковой полосы на выходе фазоразностной схемы при $k \neq 1$ и $\Delta \varphi \neq 0$, как видно из (2.6), будет $I_{\omega - \Omega} = I \sqrt{1 + k^2 + 2k \cos \Delta \varphi}$. Отсюда $a_{\text{доп}} = 20 \lg (2 / \sqrt{1 + k^2 + 2k \cos \Delta \varphi})$. Если $k = 1$, то $a_{\text{доп}} = 20 \lg (1 / \cos(\Delta \varphi / 2))$. При $\Delta \varphi = 6^\circ$ это затухание незначительно и им можно пренебречь.

Фазоразностный метод формирования ОБП обладает рядом достоинств по сравнению с фильтровым методом. Канальное оборудование всех каналов МСП практически одинаковое, так как фазоразностные схемы будут отличаться только контурами, настроенными на несущую частоту. Идентичность канального

оборудования упрощает и удешевляет аппаратуру оконечных станций. Фазоразностная схема позволяет формировать ОБП в любом диапазоне частот, поскольку значение несущей частоты не влияет на сложность реализации схемы, а степень подавления неиспользуемой боковой полосы определяется точностью фазирования в полосе частот исходного сигнала.

Наряду с перечисленными достоинствами схема имеет серьезный недостаток – невозможность обеспечения требуемого подавления неиспользуемой боковой полосы, что привело к необходимости расширения полосы частот, отводимой на канал, до 8 кГц.

2.3. МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

Общие сведения

В МСП с ЧРК, как отмечалось выше, исходным (первичным) сигналам разных каналов в линейных трактах отводятся определенные полосы частот. Для преобразования спектров первичных сигналов в отводимые для них полосы частот линейного тракта на передающей станции применяются модуляторы. На приемной станции разделение каналов выполняется канальными ПФ. Для восстановления исходных сигналов используются демодуляторы, включаемые на выходе канальных ПФ.

При модуляции и демодуляции помимо полезных частотных составляющих появляются побочные продукты преобразования, большая часть которых подавляется фильтрами, включаемыми на выходах модуляторов и демодуляторов. Таким образом, основой построения МСП с ЧРК является преобразование сигналов, осуществляемое с помощью нелинейных или параметрических устройств с применением электрических фильтров. Кроме того, для увеличения дальности связи в системах передачи используются усилители.

Возможны три метода построения МСП: индивидуальный, групповой и смешанный.

При *индивидуальном способе* перечисленные выше и другие устройства для каждого канала являются отдельными и повторяются в составе оконечной и промежуточной аппаратуры столько раз, на сколько каналов рассчитана система передачи.

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

При *смешанном методе* все устройства оконечной аппаратуры являются индивидуальными, а оборудование промежуточной аппаратуры – общим (групповым) для всех каналов системы.

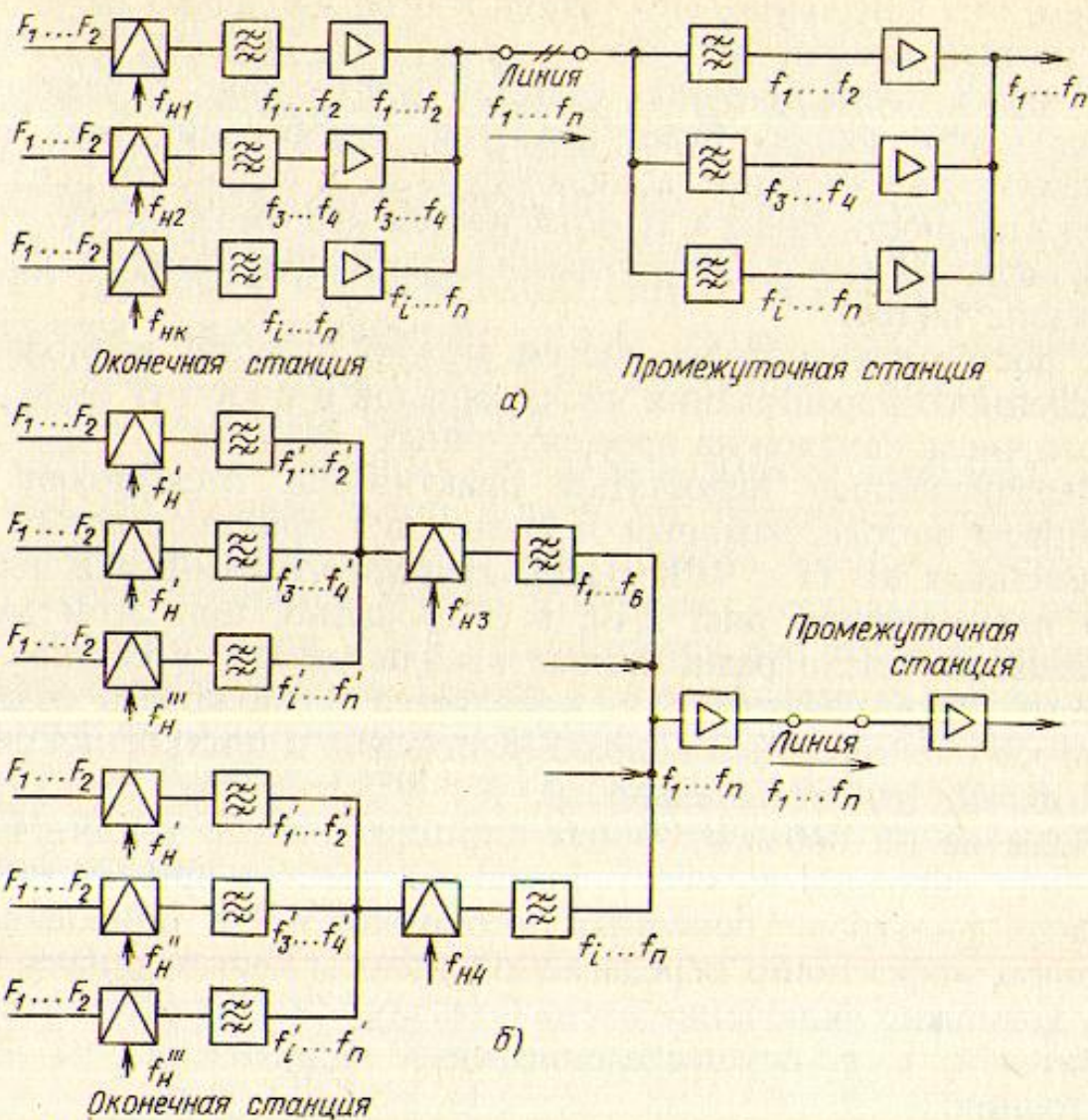


Рис. 2.10. Индивидуальный (а) и групповой (б) методы построения МСП

Сравним индивидуальный и групповой методы построения МСП. Упрощенная структурная схема МСП, построенная по индивидуальному методу, приведена на рис. 2.10, а. Как видно, на конечных и промежуточных станциях число различных устройств аппаратуры (преобразователи, фильтры, усилители, генераторы несущих частот и т. д.) равно числу каналов, на которое рассчитана данная система. Учитывая, что каналы в линейном тракте занимают строго определенные полосы частот, однотипные устройства разных каналов должны рассчитываться на разные частоты. Использование в составе оборудования конечных и промежуточных станций отдельных разнотипных для каждого канала элементов делает это оборудование громоздким. Разнотипность устройств каждого канала не позволяет стандартизировать аппаратуру, что затрудняет ее массовое производство и повышает стоимость.

При построении МСП по индивидуальному методу ограничиваются дальность действия и канальность системы. Объясняется

это тем, что каналные ПФ используются не только на конечных, но и на всех промежуточных станциях. Поэтому с увеличением числа промежуточных станций эффективно передаваемая полоса частот канала будет сужаться, что ограничивает число промежуточных станций, а следовательно, и дальность передачи. Малоканальность таких СП объясняется невозможностью создания каналных ПФ с идентичными характеристиками в широком диапазоне частот.

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

Перечисленные недостатки практически отсутствуют при групповом методе, который используется при построении всех современных МСП с ЧРК. Идею группового принципа построения иллюстрирует рис. 2.10, б. Как видно, при этом методе уменьшается число разнотипных каналных ПФ в составе оконечного оборудования, т. е. появляется возможность создания фильтров с однородными характеристиками и построения систем практически любой канальности.

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

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

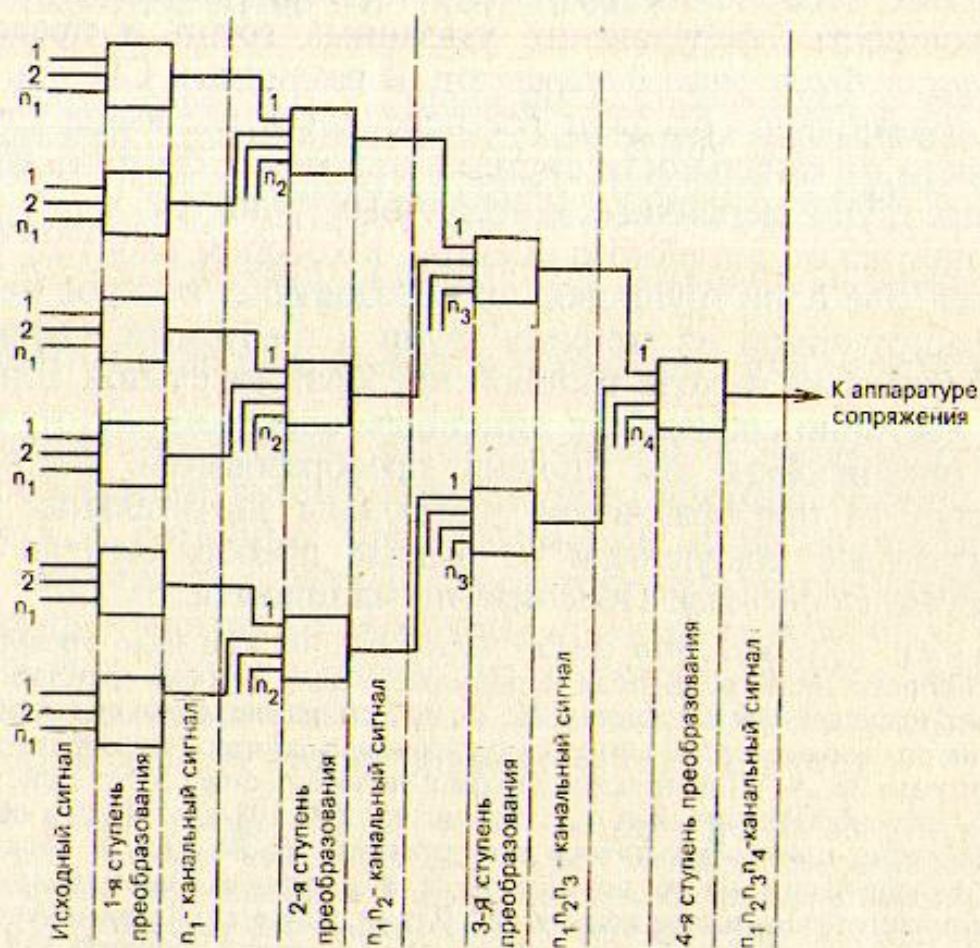
Существенным недостатком группового метода построения МСП является необходимость установки всего оборудования вне зависимости от требуемого числа каналов на текущий момент, а также специальной аппаратуры выделения в промежуточных усилительных пунктах для осуществления связи этого пункта с другими пунктами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

При построении МСП с ЧРК по групповому методу используется *многократное преобразование частоты*. Первичные сигналы несколько раз преобразуются по частоте, прежде чем передаются в линию. На приемной оконечной станции осуществляются аналогичные преобразования, но в обратном порядке. На рис. 2.11 приведена структурная схема, поясняющая принцип многократного преобразования.

В первой ступени, называемой ступенью *индивидуального пре-*

образования, n_1 одинаковых по занимаемой полосе частот первичных сигналов преобразуются в n_1 -канальный сигнал, размещенные в неперекрывающихся полосах частот, образуя n_1 -канальный групповой сигнал. Вторая и последующие ступени преобразования являются групповыми. Во второй ступени n_2 одинаковых частотных полос n_1 -канального сигнала преобразуются в общий групповой $n_1 n_2$ -канальный сигнал. В следующей ступени образуется $n_1 n_2 n_3$ -канальный сигнал путем преобразования n_3 одинаковых частотных полос $n_1 n_2$ -канального сигнала в неперекрывающиеся полосы частот и т. д.

Группу из n_1 -канальных сигналов называют *первичной группой каналов*. Необходимо иметь в виду, что первичная группа может быть сформирована двукратным преобразованием частоты. В этом случае первичная группа объединяет несколько так называемых предгрупп или в ней используются две ступени индивидуального преобразования. Группу из $n_1 n_2$ -канальных сигналов, полученную объединением n_2 первичных групп, называют *вторичной группой каналов*. Группа из $n_1 n_2 n_3$ -канальных сигналов, полученная объединением n_3 вторичных групп, именуется *третичной группой каналов*.



Типовая преобразовательная аппаратура

Рис. 2.11. Многократное преобразование частоты

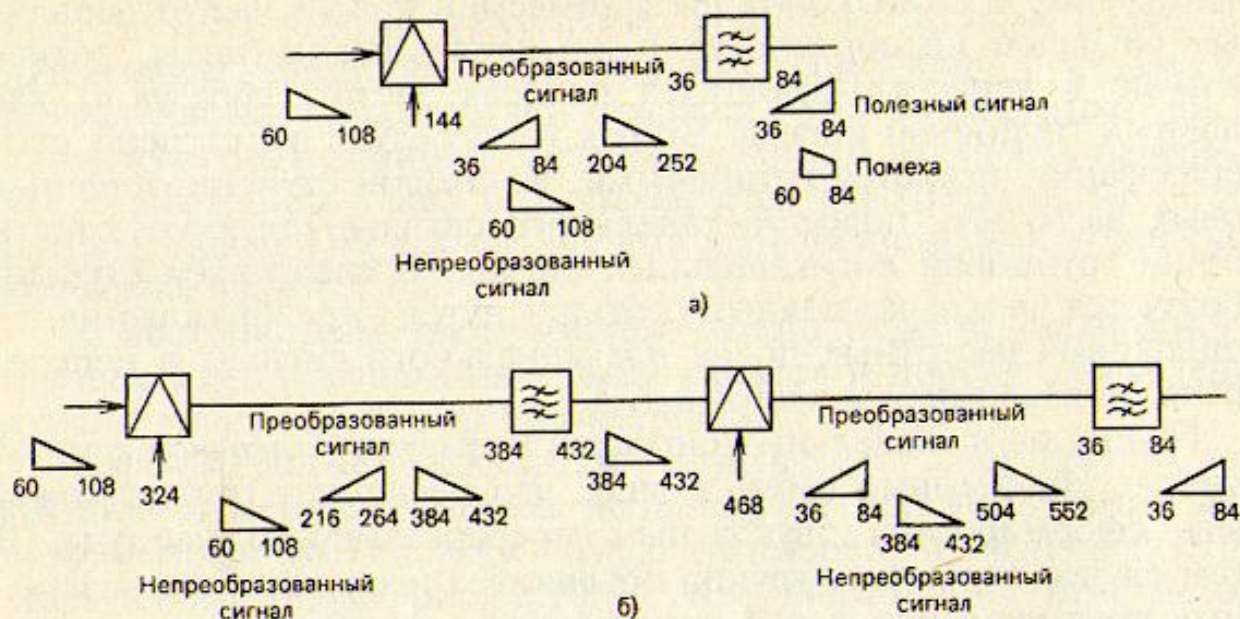


Рис. 2.12. К вопросу необходимости двух ступеней преобразования для получения линейного спектра

При построении оконечной аппаратуры МСП на большое число каналов можно использовать четверичные и пятиричные группы каналов, каждая из которых образуется объединением соответственно нескольких третичных и четверичных групп.

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

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

Пример. Положим, что спектр частот 60...108 кГц надо преобразовать в линейный спектр 36...84 кГц. Если использовать одну ступень группового преобразования с несущей 144 кГц (рис. 2.12, а), то вследствие неидеальности преобразователя на его выходе кроме интересующего нас полезного преобразованного по частоте сигнала 36...84 кГц (нижняя боковая полоса частот) будет присутствовать исходный непреобразованный по частоте сигнал 60...108 кГц. Таким образом, на выходе фильтра, имеющего полосу пропускания 36...84 кГц, в полосе частот 60...84 кГц будут иметь место два сигнала, т. е. в каналах, занимающих в линии этот спектр частот, возникнут искажения. Для их устранения применяется дополнительная ступень преобразования, например, с несущей частотой 324 кГц. Требуемая линейная полоса частот 36...84 кГц получается путем использования второй ступени преобразования с помощью несущей 468 кГц (рис. 2.12, б). В этом случае в обеих ступенях преобразования сигналы на входе и выходе преобразова-

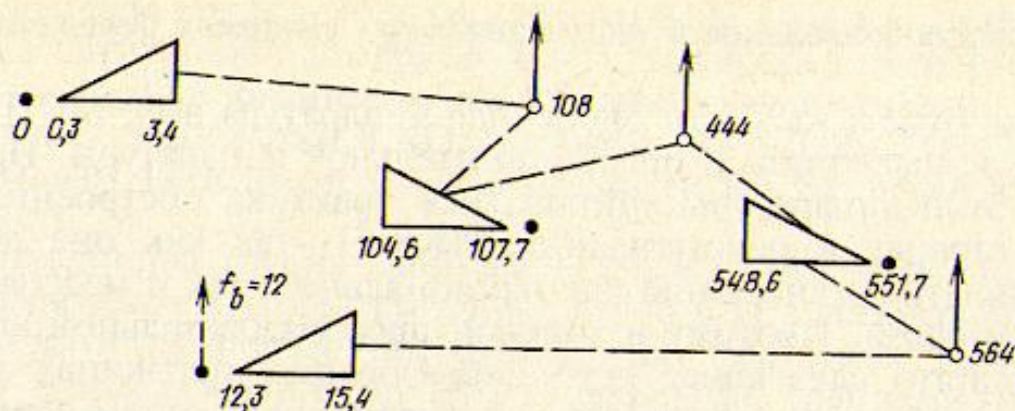


Рис. 2.13. К определению виртуальной частоты

телей значительно отличаются друг от друга по шкале частот и появляющиеся на выходе модуляторов непреобразованные исходные сигналы подавляются фильтрами, выделяющими полезные боковые полосы частот.

Применение группового преобразования позволило использовать практически во всех МСП типовую преобразовательную аппаратуру. С помощью этой аппаратуры можно образовывать помимо стандартных каналов ТЧ широкополосные каналы, предназначенные для высокоскоростной передачи дискретной информации, передачи газет и т. д.

Многократное групповое преобразование частоты в МСП позволяет:

- расположить каналы в линейной полосе частот с такими же промежутками, как в первичной группе, где ширина частотного промежутка, разделяющего спектры соседних каналов, сведена до минимума;

- организовать помимо каналов ТЧ широкополосные каналы (см. гл. 12);

- сократить число различных значений несущих частот, необходимых для формирования линейных спектров.

Расположение спектра каждого канала в линейном спектре частот, полученное путем многократного преобразования, удобно определять с помощью так называемой виртуальной несущей частоты. *Виртуальной несущей* частотой называется "воображаемая" несущая частота, с помощью которой можно было бы исходную полосу частот переместить в линейную путем однократного преобразования (минуя все промежуточные ступени преобразования). Поясним это на примере (рис. 2.13).

Первый канал системы передачи К-60 занимает в линейном спектре полосу 12,3...15,4 кГц, которая образуется после трех ступеней преобразования. Как видно из рисунка, виртуальной несущей частотой, с помощью которой исходный сигнал 0,3...3,4 кГц может быть перенесен в линейный спектр 12,3...15,4 кГц одной ступенью преобразования, является частота 12 кГц. Легко видеть, что виртуальная несущая частота занимает в линейном спектре канала то положение, которое занимала бы в нем нулевая частота, если бы она имела в исходном спектре.

Группообразование в многоканальных системах передачи

Выше отмечалось, что оконечная аппаратура всех МСП строится на основе типовой преобразовательной аппаратуры. При создании этой аппаратуры учитывались практика построения ее в других странах и рекомендации МККТТ, так как она должна обеспечивать организацию как национальной, так и международной сети связи. Поэтому в типовой преобразовательной аппаратуре принято следующее группообразование: первичная группа объединяет 12 каналов, вторичная формируется путем объединения пяти первичных групп, третичная – пяти вторичных групп и четверичная – трех третичных групп.

Полосы частот каждой из групп выбирались так, чтобы их абсолютная и относительная ширина была как можно уже. При этом учитывалась возможность изготовления фильтров, выделяющих полезную боковую полосу, а также выделения этих групп каналов в промежуточных усилительных пунктах.

Абсолютная ширина спектра частот первичной группы определяется полосой частот канала ТЧ, равной 0,3...3,4 кГц. Однако расстояние между несущими частотами соседних каналов берется равным 4 кГц. Интервал 0,9 кГц между полосами частот соседних каналов необходим для обеспечения требуемой крутизны нарастания затухания фильтров при переходе от полосы пропускания к полосе задержания. Таким образом, ширина спектра первичной 12-канальной группы составляет 48 кГц.

Полоса частот первичной группы выбиралась из следующих соображений. Относительная ширина спектра частот группы должна быть не только как можно уже, но и меньше двух. В этом случае вторые и более высокие гармоники всех составляющих спектра, а также комбинационные частоты второго порядка оказываются вне полосы группы. Для выполнения этого требования желательно выбирать спектр группы в области более высоких частот, однако в данном случае потребовалось бы использовать несущие частоты более высоких значений, что усложнило бы генераторное оборудование. Поэтому надо сместить спектр группы в области более низких частот. В качестве компромисса был выбран спектр 60...108 кГц, в котором достаточно хорошей однородностью и высокой стабильностью характеристик обладают кварцевые и магнитострикционные фильтры, которые применяются в ряде стран для подавления неиспользуемой боковой полосы при формировании спектра первичной группы.

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

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

Четверичная группа занимает полосу частот 8516...12388 кГц и формируется из трех третичных групп с использованием одноступенного группового преобразования. Частотные промежутки между преобразованными 300-канальными группами выбраны равными 88 кГц. Они нужны для тех же целей, что и в третичной группе.

Методы формирования спектров группы каналов

Известно несколько способов формирования спектра первичной группы (60...108 кГц): с одной ступенью преобразования; с двумя индивидуальными ступенями преобразования; с одной ступенью индивидуального и одной ступенью группового преобразования.

При формировании спектра первичной группы с использованием одной ступени преобразования получение 12 различных по частоте канальных сигналов осуществляется индивидуальным преобразованием с несущими частотами 108, 104...68,64 кГц. Выделение полезных (нижних боковых) полос и подавление побочных продуктов преобразования производится с помощью 12-канальных ПФ (рис. 2.14, а). Схема преобразования спектров показана на рис. 2.14, б. Таким образом, 12 первичных сигналов, каждый из которых занимает спектр 0,3...3,4 кГц, переносятся в спектр частот 60...108 кГц (точнее, 60,6...107,7 кГц).

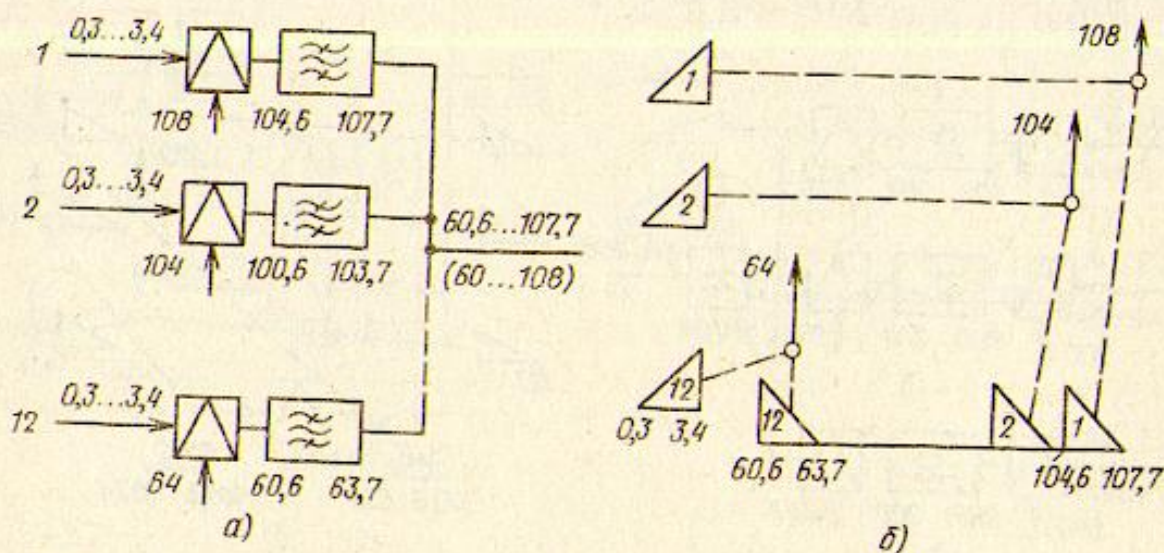


Рис. 2.14. Формирование спектра первичной группы с использованием одной ступени преобразования:

а - преобразовательное оборудование; б - схема образования спектра

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

Подавление неиспользуемой боковой полосы достаточное, т. е. влияние между каналами отсутствует, если крутизна нарастания затухания канального ПФ не менее 0,07 дБ/Гц. Такую крутизну затухания в полосе частот 60...108 кГц могут обеспечить только кварцевые, магнитострикционные или электромеханические фильтры. Относительно высокая стоимость этих фильтров является недостатком данного метода формирования спектра первичной группы.

При формировании спектра первичной группы с помощью двух ступеней индивидуального преобразования первое преобразование осуществляется во всех каналах с использованием одинаковой несущей частоты, например 200 кГц. После преобразования канальные ПФ выделяют одну и ту же полосу частот 200...204 кГц (точнее, 200,3...203,4 кГц). Требуемую крутизну нарастания затухания фильтра в этой полосе частот обеспечивают электромеханические фильтры. Второе преобразование выполняется в каждом канале с помощью различных несущих частот: 308, 304, 300...264 кГц. Так как в первой (предварительной) ступени преобразования сигналы были перенесены в область достаточно высоких частот, то после второй ступени преобразования полезная и подавляемая боковые полосы находятся друг от друга на значительном расстоянии. Это позволяет для выделения требуемой полосы частот 60...108 кГц применить один общий ФНЧ-108. Структурная схема преобразовательного оборудования и схема преобразования спектров для этого метода формирования спектра первичной группы приведены соответственно на рис. 2.15, а и б.

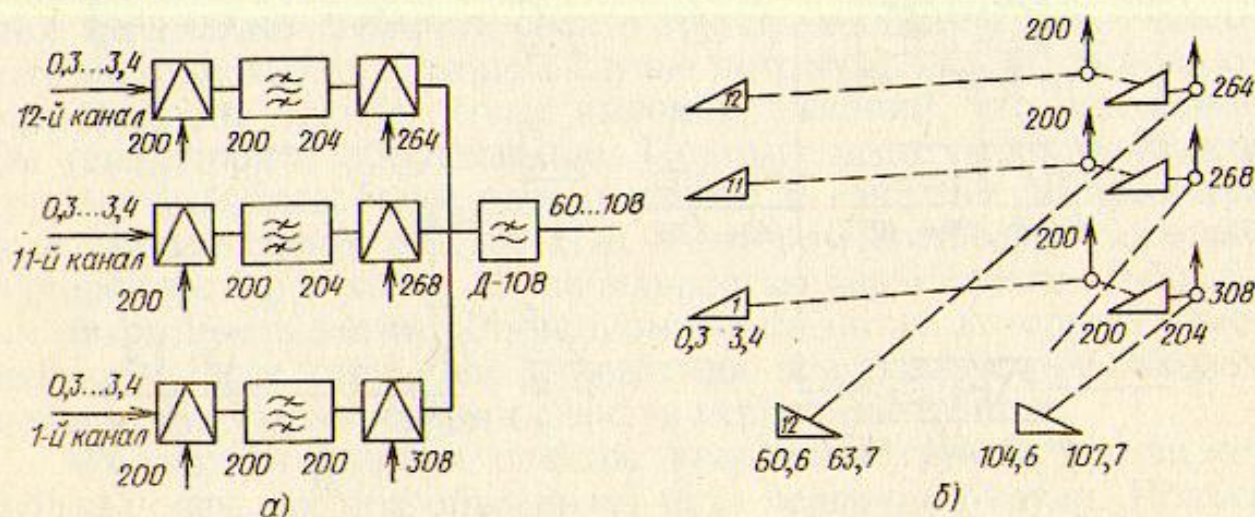


Рис. 2.15. Формирование спектра первичной группы с использованием двух индивидуальных ступеней преобразования:

а — преобразовательное оборудование; б — схема образования спектра

При формировании спектра первичной группы с помощью индивидуальной и групповой ступеней преобразования используются трехканальные предгруппы. Структурная схема преобразовательного оборудования и схема преобразования спектров для этого метода формирования приведены соответственно на рис. 2.16, а и б. Каждая трехканальная группа формируется путем индивидуального преобразования исходных сигналов. В качестве несущих частот используются частоты 12, 16 и 20 кГц. Выделение полезной боковой полосы (верхней) осуществляется ПФ. Таким образом, трехканальная группа занимает полосу 12...24 кГц. Для получения спектра частот первичной группы (60...108 кГц) каждая из четырех трехканальных предгрупп подается на групповые преобразователи с несущими 120, 108, 96 и 84 кГц. После преобразования ПФ выделяют нижнюю боковую полосу частот.

Введение трехканальных групп с предварительным преобразованием позволяет использовать для выделения полезных боковых полос относительно дешевые каналные фильтры типа *LC*. В диапазоне частот 12...24 кГц эти фильтры обеспечивают требуемую крутизну нарастания затухания при относительно небольших габаритах. В качестве групповых ПФ также используются фильтры типа *LC*. Применение здесь этих фильтров возможно

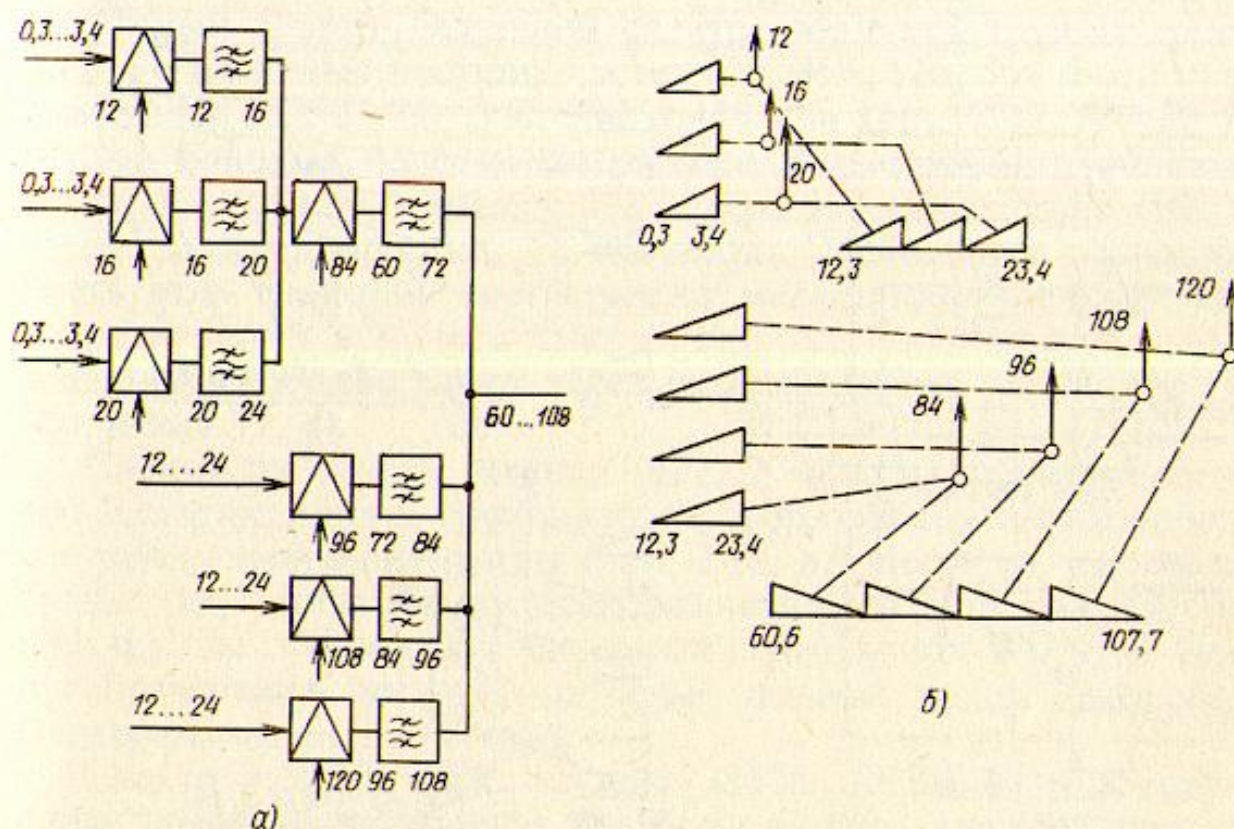


Рис. 2.16. Формирование спектра первичной группы с использованием индивидуальной и групповой ступеней:

а - преобразовательное оборудование; б - схема образования спектра

потому, что требования к крутизне нарастания затухания фильтра облегчены, так как значителен частотный промежуток между полезной и подавляемой боковыми полосами частот.

Каждый из рассмотренных методов формирования спектра первичной группы имеет свои достоинства и недостатки. Две ступени преобразования приводят к увеличению помех и искажений в каналах. Это же обстоятельство вызывает увеличение числа элементов оборудования группы и может привести к его удорожанию. Однако при двух ступенях преобразования можно использовать либо каналные фильтры одного типа, что обеспечивает однотипность характеристик каналов, удешевляет производство и упрощает эксплуатацию оборудования, либо простые в изготовлении и дешевые каналные фильтры всего трех различных типов. При одной ступени преобразования необходимо иметь 12 различных относительно дорогих каналных фильтров с высокой избирательностью.

Выбор метода формирования спектра первичной группы определяется многими факторами, и в первую очередь технологией изготовления и стоимостью отдельных узлов оборудования группы.

Как отмечалось выше, вторичная группа формируется из пяти первичных групп с использованием одной ступени группового преобразования (рис. 2.17, а). В зависимости от выбранных зна-

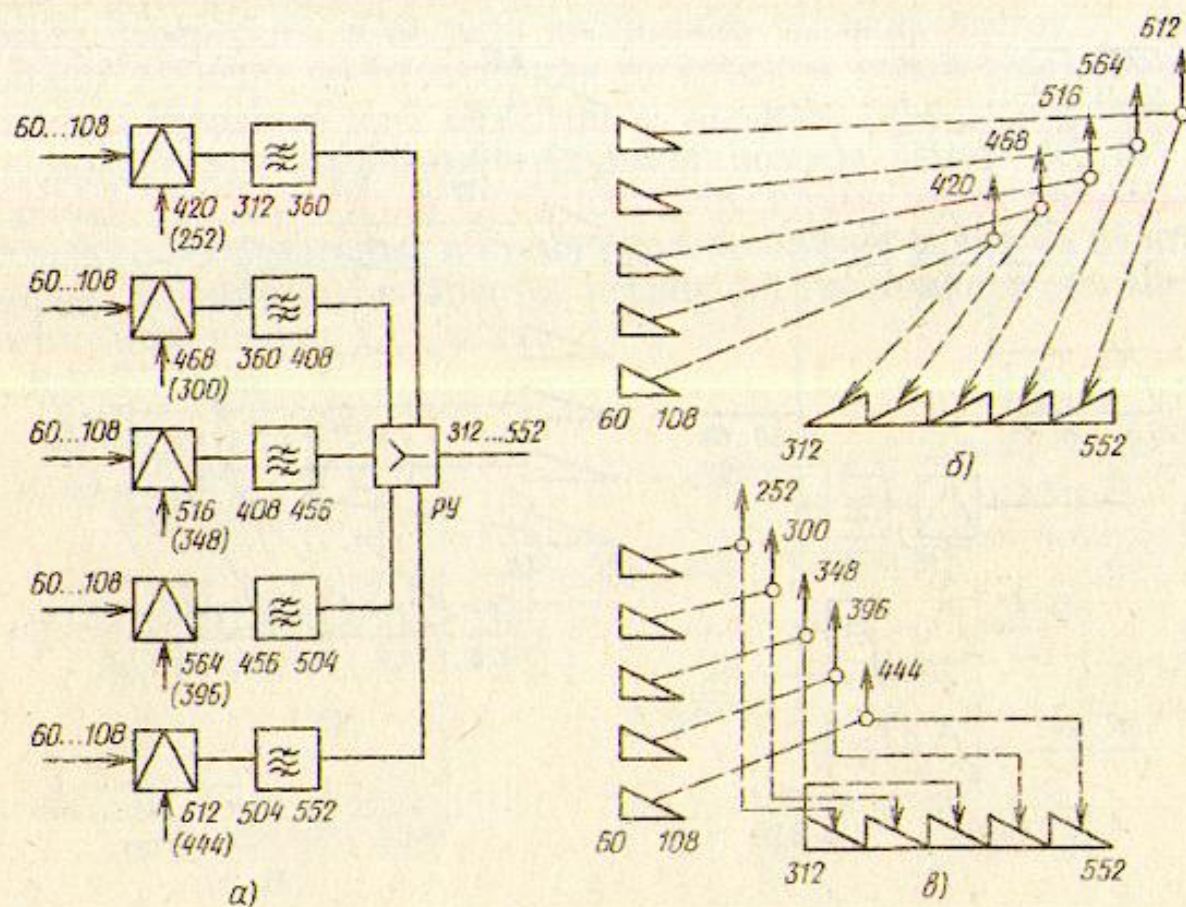


Рис. 2.17. Формирование спектра вторичной группы:

а — преобразовательное оборудование; б — схема образования основного спектра; в — схема образования инверсного спектра

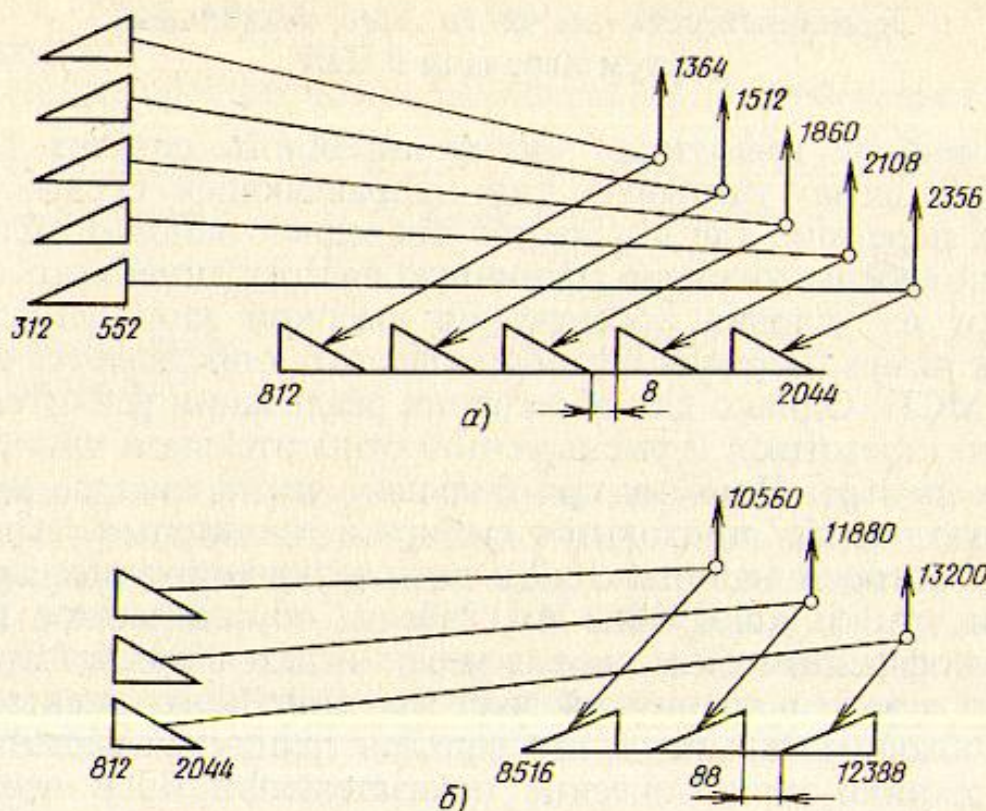


Рис. 2.18. Формирование спектров третичной (а) и четверичной (б) групп

чений несущих частот может быть сформирован основной или инверсный спектр. Основной спектр вторичной группы организуется с помощью несущих частот 420, 468, 516, 564 и 612 кГц, а инверсный – 252, 300, 348, 396 и 444 кГц (рис. 2.17, б и в). Полезные боковые полосы частот (при формировании основного спектра – нижние, а инверсного – верхние) выделяются ПФ, которые выполняются на *LC*-элементах. Небольшая избирательность этих фильтров соответствует медленному увеличению их сопротивлений в полосе задержания, поэтому их параллельное соединение осуществляют через развязывающее устройство (РУ) (см. рис. 2.17, а).

Спектр третичной группы (812...2044 кГц) формируется путем одноступенного группового преобразования пяти основных спектров вторичной группы (рис. 2.18, а). Несущие частоты выбраны так, чтобы между преобразованными спектрами вторичной группы образовался частотный промежуток в 8 кГц. После преобразования полезные боковые полосы частот выделяются фильтрами на *LC*-элементах.

Спектр четверичной группы (8516...12388 кГц) создается одноступенным групповым преобразованием спектров трех третичных групп с помощью несущих 10560, 11880 и 13200 кГц (рис. 2.18, б). Полезные боковые полосы выделяются ПФ на *LC*-элементах.

Линейные спектры частот многоканальных систем передачи с ЧРК

При выборе граничных частот линейного спектра МСП с ЧРК необходимо учитывать тип направляющей среды. Так, в системах передачи, где в качестве последней используется коаксиальный кабель, нижнюю граничную частоту линейного спектра выбирают из условия обеспечения высокой защищенности от внешних помех. Верхняя граничная частота определяется канальностью МСП. Однако для облегчения реализации усилителей необходимо стремиться к уменьшению относительной ширины линейного спектра. Поэтому при большом числе каналов нижнюю граничную частоту приходится выбирать значительно выше частоты, на которой начинает сказываться экранирующее действие внешней трубки коаксиального кабеля, обусловленное поверхностным эффектом. Тем самым увеличивается соответственно и значение верхней граничной частоты линейного спектра. При этом необходимо помнить, что верхняя граничная частота определяет технико-экономические показатели МСП. В частности, чем выше верхняя граничная частота, тем меньше допустимая длина усилительного участка.

Перечисленные факторы послужили основанием для выбора спектров МСП с использованием коаксиального кабеля. Значения граничных частот линейного спектра систем, работающих в настоящее время на первичной сети, приведены в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Система передачи	К-300	К-1920п	К-3600
Линейный спектр частот, кГц	60...1300	312...8544	812...17596

Системы передачи, в которых направляющей средой служит коаксиальный кабель, являются однополосными четырехпроводными. Исключение составляют система передачи К-120 и системы по подводным кабелям, которые строятся как двухполосные двухпроводные. Линейный спектр К-120 составляет 60...552 кГц в одном направлении и 812...1304 кГц – в обратном.

В настоящее время на магистралях коаксиального кабеля принято новое семейство СП, в котором базовой для последующих разработок и совершенствования принята система К-10800. На ее основе будут создаваться СП типов К-5400 и К-1800. Линейные спектры этих СП выбирались с учетом не только перечисленных выше соображений, но и возможности осуществления

транзита групп каналов без использования преобразовательной аппаратуры.

Линейные спектры нового семейства МСП приведены в табл. 2.2.

Таблица 2.2

Система передачи	К-1800	К-5400	К-10800
Линейный спектр частот, кГц	316...8204	4332...31084	4332...59684

Образование линейных спектров нового семейства осуществляется с использованием четверичных групп. Верхняя четверичная группа линейного спектра СП К-1800 совпадает с нижними группами линейного спектра СП К-5400 и К-10800, а линейный спектр СП К-5400 полностью совпадает с нижней половиной линейного спектра СП К-10800. Взаимозавязанное спектрообразование позволяет осуществлять транзит групп каналов непосредственно в линейном спектре.

Системы передачи, в которых направляющей средой служит симметричный кабель, являются однополосными четырехпроводными. Особенность конструкции симметричных кабелей – значительные переходные влияния между парами кабеля. Для обеспечения необходимой защищенности от влияний на ближнем конце для передачи сигналов в разных направлениях используются разные кабели, т. е. магистрали на симметричных кабелях строятся двухкабельными.

Взаимные влияния на дальний конец ограничивают выбор верхней частоты линейного спектра. Эти влияния возрастают с увеличением частоты. Уменьшить их можно путем симметрирования, но, как показала практика строительства магистралей, требуемые значения защищенностей на частотах выше 260 кГц обеспечить очень трудно, особенно на магистралях большой протяженности, из-за накопления переходных помех. Поэтому верхняя граничная частота линейного спектра отечественных СП с использованием симметричного кабеля принята равной 252 кГц.

Нижняя граничная частота линейного спектра выбирается равной 12 кГц. На частотах ниже 12 кГц становится заметной кривизна частотной характеристики затухания симметричного кабеля, резко изменяется частотная зависимость активной составляющей и возрастает по величине реактивная составляющая волнового сопротивления. Следовательно, при нижней граничной частоте 12 кГц облегчается решение проблемы коррекции АЧИ и согласования сопротивлений кабеля и аппаратуры. Следовательно, используется диапазон частот 12...252 кГц, в котором размещается 60 каналов и который является линейным спектром СП К-60.

Для организации большего числа каналов по уже проложенным симметричным кабелям разработана СП К-1020С, работающая в одной из четверок кабеля в спектре частот 312...4636 кГц. По другим четверкам этого кабеля работают СП К-60П. Использование системой К-1020С спектра частот, не перекрывающегося со спектром системы К-60П, снимает вопрос о линейных переходах между этими системами, а работа только одной системы К-1020С в четверке кабеля — о необходимости симметрирования кабеля для частот выше 252 кГц.

По воздушным цепям из цветного металла сигналы передаются в спектре до 150 кГц, поскольку выше этой частоты наблюдается сильное влияние длинноволновых радиостанций, а по воздушным стальным цепям — в спектре до 31 кГц, так как на более высоких частотах значительно увеличивается затухание. Исходя из этого в первом случае на одной цепи организуется 15 каналов, для чего одновременно используются СП типов В-12-3 и В-3-3; во втором — три канала (СП типа В-3-2 или В-3-3с). Применение двух СП позволяет создать более гибкую и удобную в эксплуатации схему связи. Строятся они как двухпроводные двухполосные. В системе В-12-3 сигналы передаются в прямом направлении в полосе частот 36...84 кГц, а в обратном — 92...143 кГц; в В-3-3 (В-3-3 с) — в прямом направлении в полосе частот 4...16 кГц, а в обратном — 18...31 кГц. В полосе частот 0,3...2,94 кГц организуется канал двухполосной служебной связи.

2.4. ПОСТРОЕНИЕ ЛИНЕЙНЫХ ТРАКТОВ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ С ЧРК

Выше было показано, что канал двухстороннего действия объединяет два самостоятельных усилительных направления. Для организации этих самостоятельных направлений линейные тракты МСП строятся либо четырехпроводными однополосными, либо двухпроводными двухполосными, либо двухпроводными однополосными.

При четырехпроводном однополосном построении используются две двухпроводные цепи для передачи сигналов в разных направлениях (рис. 2.19). По каждой из цепей сигналы передаются в одном и том же диапазоне частот ($f_1...f_2$). Этот метод построения является основным для кабельных СП.

При двухпроводном двухполосном построении используется одна двухпроводная цепь, по которой передача сигналов в двух направлениях осуществляется в разных диапазонах частот $f_1...f_2$ и $f_3...f_4$ (рис. 2.20). Разделение этих диапазонов на оконечных и промежуточных станциях осуществляется направляющими фильтрами (НФ), которые являются фильтрами нижних и высоких частот с одной и той же частотой среза. Такой принцип по-

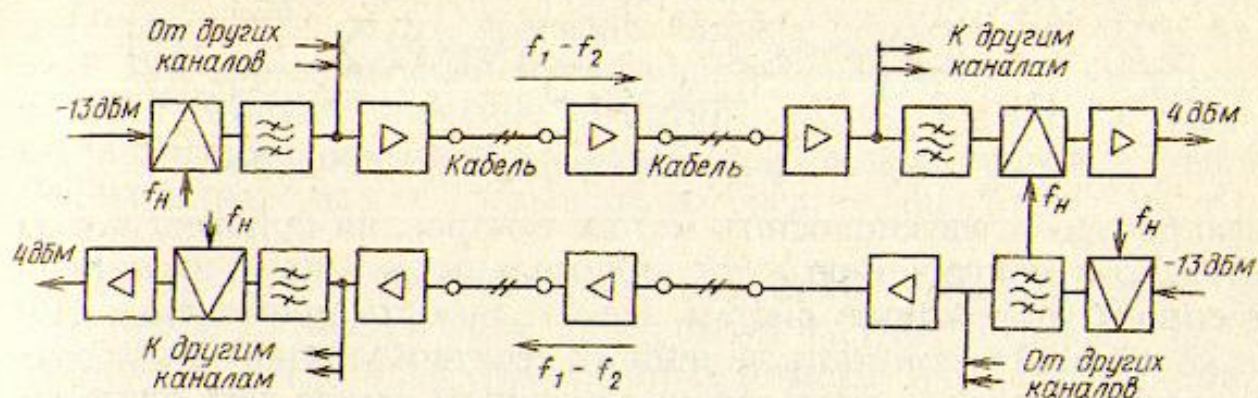


Рис. 2.19. Четырехпроводный однополосный линейный тракт

строения линейного тракта применяется, когда направляющей средой является воздушная линия или однокоаксиальный кабель (ВКПП и ВКПА).

В одноканальных СП линейный тракт строится как двухпроводный однополосный. Передача сигналов в обоих направлениях осуществляется по двухпроводной цепи в одной и той же полосе частот 300...3400 Гц. Для разделения направлений передачи на оконечных и промежуточных станциях предусмотрены дифсистемы (рис. 2.21). Более одного канала организовать в этом случае не удастся из-за трудностей балансировки дифсистем в широкой полосе частот. Кроме того, дальность действия СП при таком построении линейного тракта ограничена, так как обратная связь (рис. 2.22) возникает не только внутри каждого усилителя двухстороннего действия, но и в результате взаимодействия их друг с другом. За счет этого токи ОС в каждом из усилителей двухстороннего действия увеличиваются, снижая устойчивость канала. Для увеличения устойчивости канала приходится уменьшать усиление усилителей. Как показывают расчеты и опыт эксплуатации, число включаемых в тракт усилителей двухстороннего действия не может превышать пяти. В силу отмеченных недостатков такое построение линейного тракта в настоящее время применяется крайне редко.

Четырехпроводный однополосный метод построения линейных трактов кабельных СП является основным потому, что увеличение передаваемой полосы частот более чем в 2 раза при

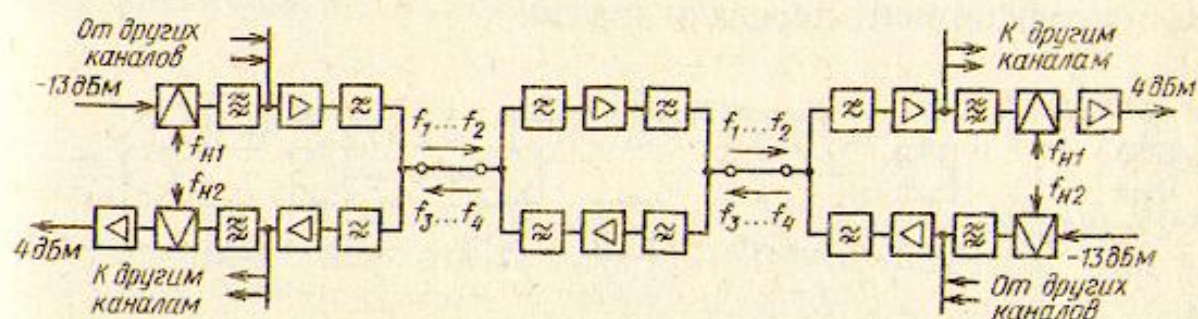


Рис. 2.20. Двухпроводный двухполосный линейный тракт

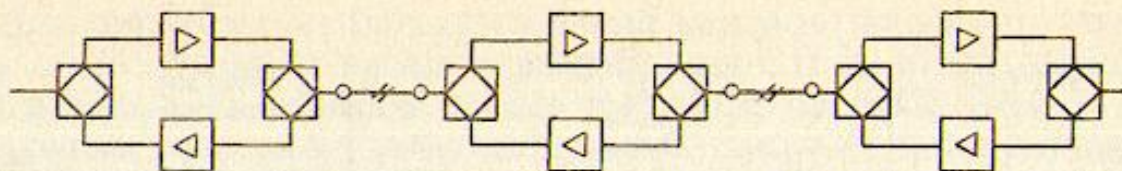


Рис. 2.21. Двухпроводный однополосный линейный тракт

двухпроводном двухполосном методе построения приведет к значительному сокращению длин усилительных участков и соответственно к удорожанию систем. Необходимость применения НФ также увеличит стоимость линейного тракта и ухудшит его характеристики. Однако использование в данном случае двух двухпроводных цепей приводит к увеличению расхода цветных металлов, что нежелательно. Но если учесть, что кабельные СП являются многоканальными, то стоимость линейного тракта, отнесенная к одному каналу, оказывается небольшой.

ГЛАВА 3. ПОМЕХИ В ЛИНЕЙНЫХ ТРАКТАХ И КАНАЛАХ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ С ЧРК

3.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ПОМЕХ

Помеха – постороннее электрическое колебание, мешающее приему передаваемых сигналов. В зависимости от характера воздействия на сигнал различают аддитивные и мультипликативные помехи. *Аддитивной помехой* называют случайные ЭДС, возникающие в каналах и трактах. Они суммируются с полезным сигналом $U_c(t)$, и в точку приема (выход канала передачи или тракта) поступает сигнал с напряжением

$$U_{\text{пр}}(t) = U_c(t) + U_n(t).$$

Мультипликативными помехами называют случайные изменения коэффициента передачи канала (тракта) во времени. В этом случае в точке приема напряжение сигнала

$$U_{\text{пр}}(t) = U_c(t)k_n(t),$$

где k_n – коэффициент передачи тракта.

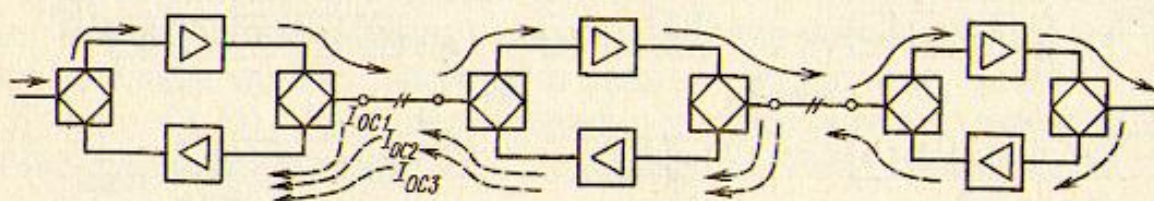


Рис. 2.22. Токи ОС при двухпроводном однополосном линейном тракте