

новое сопротивление кабеля резко изменяются с частотой и зависят от температуры, в схеме усилителей используются устройства для согласования сопротивлений усилителя и кабеля, а для коррекции АЧХ и ФЧХ помимо основных корректоров применяются дополнительные, корректирующие температурные изменения характеристик кабеля. Чтобы решение этих задач не вызывало больших затруднений, спектр сигналов ЗВ ограничивается частотой 8 кГц.

Сравнивая между собой ВЧ и НЧ каналы вещания, можно отметить следующее: оборудование ВЧ каналов дешевле, требует меньших эксплуатационных расходов, позволяет организовать необходимое число каналов в любой МСП, однако при организации этих каналов трудно осуществить выделение программ вещания в промежуточных усилительных пунктах и уровень помех в них более высокий.

Организация НЧ каналов обходится дорого и по этой причине имеет ограниченное применение.

## **ГЛАВА 6. ОСНОВНЫЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УЗЛЫ АППАРАТУРЫ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ С ЧРК**

### **6.1. УСИЛИТЕЛИ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ**

#### **Назначение и типы усилителей**

Передача электрических сигналов по различным направляющим средам сопровождается их ослаблением, т. е. рассеянием их энергии. При этом часто оказывается, что энергия сигнала недостаточна для его приема или что мощность сигнала сравнима с мощностью помех. В данных случаях возникает задача усиления сигналов, т. е. увеличения их мощности. Усиление электрических сигналов осуществляется усилителями, которые удобно представлять в виде четырехполюсников (рис. 6.1), т. е. устройств, имеющих пару входных клемм 1 – 1 для подключения источника сигнала и пару выходных клемм 2 – 2 для подключения нагрузки (приемника усиленного сигнала). Очевидно, что эти четырехполюсники являются активными, т. е. содержат источники энергии, поскольку мощность сигнала в нагрузке значительно больше мощности входного сигнала.

Каждый конкретный усилитель должен обладать вполне определенными параметрами и характеристиками, зависящими от свойств усиливаемых сигналов и особенностей аппаратуры, в состав которой он входит.

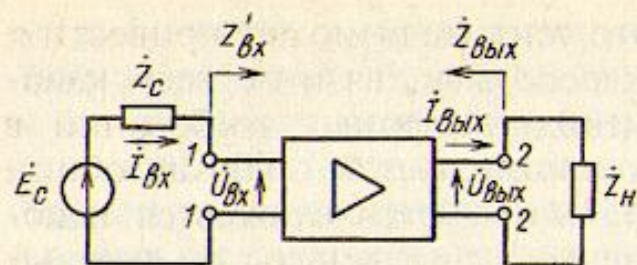


Рис. 6.1. Усилитель как четырехполюсник

Принцип работы усилителя заключается в том, что слабый сигнал, который подлежит усилению, управляет потоком энергии, поступающим от источника питания в нагрузку, подключенную к усилителю. В усилителях электрических сигналов энергия от источника питания (аккумулятора, выпрямителя и т. д.) передается в нагрузку по электрической цепи, а следовательно, усиливаемый сигнал должен соответствующим образом изменять параметры какого-либо элемента этой цепи. Следует отметить, что часть энергии, потребляемой от источника питания, рассеивается в усилителе, вызывая нагрев его элементов.

По своему назначению усилители МСП можно разделить на следующие основные группы:

*индивидуальные*, усиливающие одиночные каналные сигналы или первичные информационные сигналы;

*групповые*, усиливающие групповые сигналы, которые представляют собой совокупность либо каналных, либо групповых сигналов более низкой ступени иерархии;

*линейные*, усиливающие сигналы, передаваемые по линейным трактам;

*вспомогательного назначения*, усиливающие сигналы несущих и контрольных частот, а также сигналы систем телеконтроля, телесигнализации, служебной связи и т. д.

Наиболее сложными и одновременно наиболее массовыми являются линейные и групповые усилители. Одни из них предназначаются для обеспечения заданных измерительных уровней на выходе оконечных станций и носят название *усилителей передачи*, другие компенсируют затухание участков линии передачи и являются *промежуточными* (линейные усилители), а третьи, устанавливаемые на входе оконечных станций, называются *усилителями приема*. Сложность реализации групповых усилителей, и прежде всего линейных промежуточных, определяется следующими предъявляемыми к ним требованиями: малые нелинейные искажения и собственные помехи, высокие стабильность коэффициента усиления и надежность, малая мощность, потребляемая от источников питания, и др.

Комплекс перечисленных требований определяется в основном требованиями к линейному тракту СП, в состав которого могут входить тысячи линейных усилителей. В этих условиях

плохая работа хотя бы одного такого усилителя может привести к снижению качества передачи или к перерыву связи по всем каналам данной системы. Для достижения указанных требований в групповых усилителях, как правило, применяется глубокая общая ОС комбинированного типа (см. § 6.4) и устанавливаются некоторые специальные устройства, например, для защиты от опасных напряжений в линиях передачи, устройства телеконтроля и др.

Основная часть индивидуальных усилителей аппаратуры СП представляет собой усилители ТЧ, которые включаются на выходах приемных частей каналов ТЧ для обеспечения необходимой мощности принимаемого сигнала и коррекции частотной характеристики остаточного затухания (усиления) канала. В этих усилителях также применяется общая ОС, однако менее глубокая, чем в групповых. Особенностью индивидуальных усилителей каналов ТЧ является наличие в их составе ПАК с широкими пределами изменения параметров усилителей.

Как уже отмечалось, назначение вспомогательных усилителей весьма разнообразно. Измерительные усилители, предназначенные для усиления тест-сигналов или передаваемых информационных сигналов, приближаются по своим параметрам к групповым усилителям. В отличие от последних они часто выполняются с высокоомным входом, что позволяет подключать их параллельно тракту передачи без перерыва связи. Другие требования к этим усилителям, особенно требования по надежности и мощности источников питания, менее жесткие, чем требования к линейным усилителям.

Вспомогательные усилители, применяемые в генераторном оборудовании и устройствах автоматической регулировки уровней, как правило, усиливают одночастотные сигналы, поэтому они часто реализовывались в виде избирательных ( $RC$ ) и резонансных ( $LC$ ) усилителей. Однако в современной аппаратуре данные усилители выполняются широкополосными, а их другие параметры приближаются к соответствующим параметрам групповых усилителей. Эта особенность объясняется тем, что, во-первых, широкополосные усилители более технологичны при массовом производстве и практически целиком могут выполняться на интегральных микросхемах, а во-вторых, избыточность по рабочей полосе частот позволяет повысить универсальность данного усилителя, т. е. применять его для усиления различных одночастотных сигналов, если их частоты находятся в пределах рабочей полосы частот усилителя.

Таким образом, хотя в аппаратуре СП применяются усилители различного типа, наиболее характерным их представителем является линейный, технико-экономические показатели которого в значительной мере определяют эффективность СП в целом.

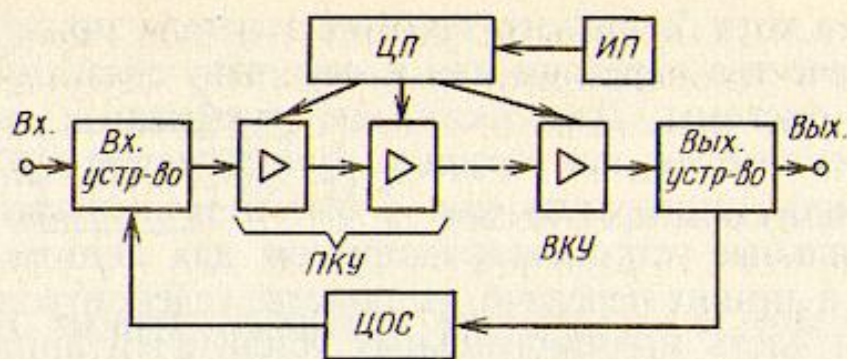


Рис. 6.2. Структурная схема усилителя

В большинстве случаев усилитель содержит следующие узлы (рис. 6.2): входное и выходное устройства, предварительные каскады усиления (ПКУ), выходной каскад усиления (ВКУ), цепи ООС (ЦОС) и цепи (ЦП).

Входное и выходное устройства осуществляют сопряжение каскадов усиления с внешними цепями (трансформируют сопротивления, осуществляют переход от симметричной относительно земли схемы внешних цепей к несимметричной схеме усилителя, защищают усилитель от опасных напряжений во внешних цепях и т. п.) и обеспечивают подключение цепи общей ОС. В качестве этих устройств часто используют трансформаторы. Основное усиление многокаскадного усилителя обеспечивается ПКУ, а ВКУ предназначен главным образом для создания в нагрузке заданной неискаженной мощности сигнала. Обычно все каскады получают энергию от общего источника питания (ИП) через ЦП, которые, во-первых, осуществляют развязку каскадов между собой (исключают попадание усиленных сигналов последующих каскадов в предыдущие) и, во-вторых, подавляют помеху, которая может поступать в каскады усиления от ИП (например, пульсации выпрямленного напряжения). В свою очередь, ЦОС обеспечивает необходимую глубину ОС, АЧХ усилителя, регулировку коэффициента усиления и др.

### Основные показатели усилителей

Усилитель характеризуется целым рядом технических показателей, по которым можно судить о его усилительных, энергетических, эксплуатационных и других свойствах, а также об искажениях, вносимых им в усиливаемый сигнал. Достаточно полные сведения о технических показателях усилителей позволяют выяснить степень их пригодности для работы в конкретных условиях, быстро и правильно выбрать подходящий усилитель или спроектировать его с учетом определенных условий эксплуатации. Технические показатели усилителей, как правило, определяются соответствующим техническим заданием на разработку, а усилите-

лей, выпускаемых крупными сериями, — ГОСТами, ОСТАми и специальными руководящими техническими материалами.

Важнейшими параметрами усилителей, характеризующими их усилительную способность, являются *коэффициенты передачи*. Наиболее полную информацию несет *коэффициент передачи по ЭДС* (см. рис. 6.1), определяемый как  $\dot{K}_e = \dot{U}_{\text{вых}} / \dot{E}_c$ . Поскольку  $\dot{E}_c$  и  $\dot{U}_{\text{вых}}$  — комплексные величины, то, представив их в показательной форме, получим

$$\dot{K}_e = U_{\text{вых}} e^{j\varphi_{\text{вых}}} / E_c e^{j\varphi_c} = K_e e^{j\varphi_e},$$

где  $\varphi_{\text{вых}}$ ,  $\varphi_c$  — значения фазы выходного напряжения и ЭДС источника сигнала соответственно.

Для сокращения записи указание на функциональную зависимость величин от частоты будет сохраняться лишь там, где это имеет принципиальное значение. В остальных случаях оно будет опускаться, например вместо  $K(\omega)$  будет записываться  $K$ .

Действительная величина  $K_e = U_{\text{вых}} / E_c = |\dot{K}_e|$  называется *коэффициентом усиления по ЭДС*, а разность  $\varphi_e = \varphi_{\text{вых}} - \varphi_c$  — *фазовым сдвигом ЭДС* в усилителе.

Коэффициенты передачи и усиления по ЭДС используются тогда, когда к входному сопротивлению усилителей не предъявляются какие-либо особые требования (например, при исследовании отдельных каскадов усиления). Если же входное сопротивление усилителя должно быть согласовано с сопротивлением источника сигнала или является высокоомным, вместо коэффициента передачи по ЭДС используют *коэффициент передачи по напряжению*

$$\dot{K} = U_{\text{вых}} / \dot{U}_{\text{вх}} = K e^{j\varphi},$$

где  $K$  — *коэффициент усиления по напряжению*;  $\varphi_{\text{вх}}$  — фаза входного напряжения;  $\varphi = \varphi_{\text{вых}} - \varphi_{\text{вх}}$  — фазовый сдвиг напряжения.

Кроме того, усилительные способности усилителей характеризуются *коэффициентом усиления по току*  $K_T = I_{\text{вых}} / I_{\text{вх}}$ , *коэффициентом усиления по мощности*  $K_M = U_{\text{вых}} I_{\text{вых}} / U_{\text{вх}} I_{\text{вх}}$  и *проводимостью передачи*  $\dot{D} = \dot{I}_{\text{вых}} / \dot{U}_{\text{вх}}$ .

Модуль проводимости передачи  $D$  обычно называют *крутизной*. В отличие от ранее приведенных коэффициентов усиления, являющихся безразмерными величинами, крутизна измеряется в сименсах (См).

Коэффициенты усиления и крутизна связаны между собой следующими соотношениями:

$$K = K_e |1 + \dot{Z}_c / \dot{Z}_{\text{вх}}| = K_T |\dot{Z}_H / \dot{Z}_{\text{вх}}| = K_M / K_T = g |\dot{Z}_H|.$$

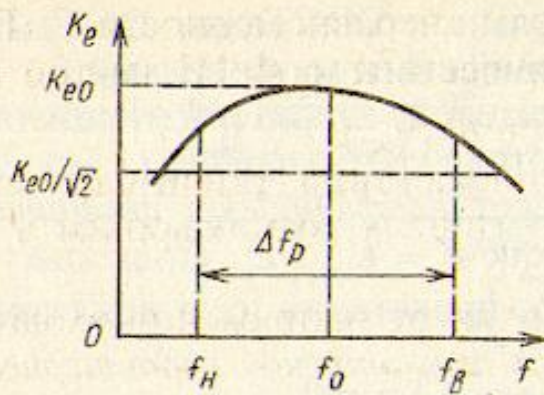


Рис. 6.3. Амплитудно-частотная характеристика усилителя

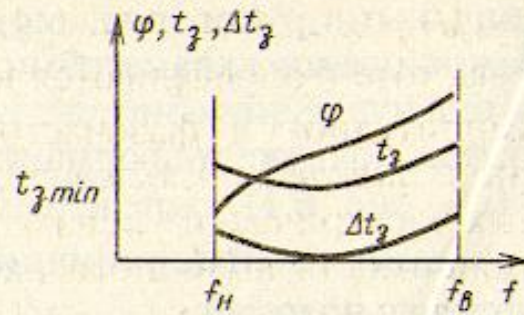


Рис. 6.4. Фазочастотная характеристика усилителя

Кроме того, коэффициенты усиления можно выразить в децибелах:

$$S_e = 20 \lg K_e, \quad K_e = 10^{0,05 S_e};$$

$$S = 20 \lg K, \quad K = 10^{0,05 S};$$

$$S_m = 10 \lg K_m, \quad K_m = 10^{0,1 S_m}.$$

Зависимость коэффициента усиления от частоты называется *амплитудно-частотной* характеристикой (АЧХ) усилителя. В простейшем случае, например в одиночном каскаде усиления, АЧХ напоминает резонансную кривую (рис. 6.3). Поэтому среднюю частоту, на которой коэффициент усиления достигает своего максимального значения  $K_{e0}$ , иногда называют *квазирезонансной*. Диапазон частот, на краях которого коэффициент усиления снижается по отношению к  $K_{e0}$  в  $\sqrt{2}$  раз, называется *полосой пропускания усилителя*. Рабочий диапазон частот  $\Delta f_p$  обычно расположен внутри полосы пропускания. Если в этом диапазоне АЧХ имеет вид горизонтальной прямой, т. е. коэффициент усиления не зависит от частоты, то считается, что усилитель не вносит АЧИ. Количественно искажения на той или иной частоте рабочего диапазона  $f_i$  определяются коэффициентом АЧИ  $M = K_{e0} / K_e(f_i)$ . При квазирезонансной форме АЧХ (см. рис. 6.3) обычно нормируют максимально допустимые значения  $M$  на верхней  $f_B$  и нижней  $f_H$  частотах рабочего диапазона ( $M_B$  и  $M_H$ ). При любой другой форме АЧХ величина АЧИ оценивается разностью реального и требуемого коэффициентов усиления на заданной частоте.

Зависимость фазового сдвига от частоты называется *фазочастотной характеристикой* (ФЧХ) усилителя (рис. 6.4). Часто в качестве ФЧХ используют частотную характеристику ГВП

$$t_{пр}(f) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(f)}{df}$$

или частотную характеристику неравномерности ГВП  $\Delta t_{\text{пр}} = t_{\text{пр}}(f) - t_{\text{пр min}}$  (см. рис. 6.4). Количественно ФЧИ на той или иной частоте  $f_i$  определяются величиной  $\Delta t_{\text{пр}}(f)$ .

Амплитудно- и фазочастотные искажения усилителя носят название *линейных искажений*, аналогичных возникающим в линейных электрических цепях.

Зависимость выходного напряжения от напряжения входного синусоидального сигнала называется *амплитудной характеристикой* (АХ) усилителя. При этом частота синусоидального сигнала обычно выбирается в середине рабочего диапазона. В идеальном случае (рис. 6.5, штриховая линия) АХ прямолинейна и проходит через начало координат, а ее наклон (крутизна) определяется коэффициентом усиления  $\text{tg}\alpha = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}} = K$ . В реальном усилителе АХ (рис. 6.5, сплошная линия), во-первых, может быть определена только выше некоторого напряжения  $U_{\text{вых min}}$  существенно превышающего эффективное напряжение собственной помехи на выходе усилителя, а во-вторых, эта характеристика в силу нелинейности вольт-амперных характеристик элементов усилителя также нелинейна.

На рис. 6.6 изображена другая форма АХ усилителя – в виде зависимости коэффициента усиления по напряжению в децибелах от выходного уровня усилителя  $\rho_{\text{вых}} = 10 \lg (|U_{\text{вых}} I_{\text{вых}}| / 1\text{мВт})$ .

К усилителю обычно предъявляют требование, чтобы до достижения в его нагрузке выходного уровня, равного  $\rho_{\text{вых max}}$ , АХ отклонялась бы от прямой линии не более чем на допустимую величину  $\pm \Delta S$ . Отличие АХ от идеальной свидетельствует о наличии в усилителе *нелинейных искажений* (НИ).

Величина НИ является одним из важнейших параметров усилителя, поскольку в значительной степени определяет качество

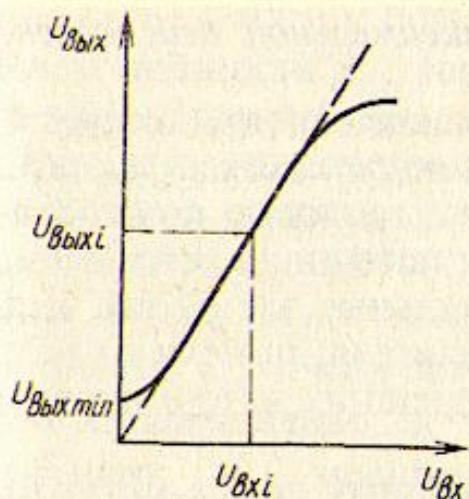


Рис. 6.5. Амплитудная характеристика усилителя  $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$

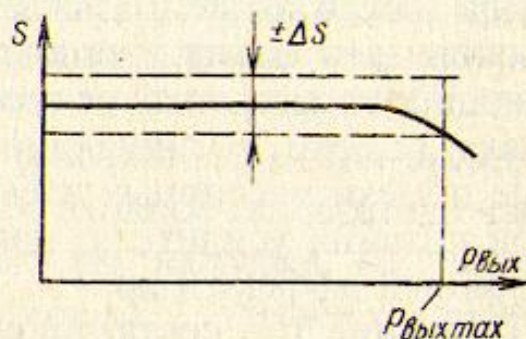


Рис. 6.6. Амплитудная характеристика усилителя  $S = f(\rho_{\text{вых}})$

передачи информации по каналам СП. Для количественной оценки НИ в усилителях с относительно большими нелинейными искажениями используется коэффициент нелинейных искажений (коэффициент гармоник)

$$K_r = \sqrt{U_{2r \text{ вых}}^2 + U_{3r \text{ вых}}^2 + \dots} / U_{1r \text{ вых}},$$

где  $U_{nr \text{ вых}}$  — напряжение  $n$ -й гармоники на нагрузке усилителя. В таких усилителях обычно задается мощность первой гармоники сигнала в нагрузке  $P_{\text{вых ном}} = U_{1r \text{ вых}}^2 / |Z_n|$ , при которой и определяется значение  $K_r$ .

В аппаратуре СП, как правило, используются усилители с весьма малыми НИ. В этом случае для оценки величины НИ чаще используют параметры, называемые *затуханиями нелинейности*  $A_{nr0}$  по второй и третьей гармоникам и определяемые при мощности первой гармоники в нагрузке усилителя, равной 1 мВт, т. е. при нулевом абсолютном уровне:

$$A_{2r0} = 20 \lg (U_{1r \text{ вых}} / U_{2r \text{ вых}});$$

$$A_{3r0} = 20 \lg (U_{1r \text{ вых}} / U_{3r \text{ вых}}),$$

где  $U_{1r \text{ вых}} = \sqrt{|Z_n| \cdot 1 \text{ мВт}}$ .

Для усилителей с малыми нелинейными искажениями ( $K_r \leq 0,03$ ) справедливо следующее приближенное равенство:

$$A_{nr} = A_{nr0} - p_{\text{вых}} (n - 1),$$

где  $A_{nr}$  — затухание нелинейности по  $n$ -гармонике при выходном уровне  $p_{\text{вых}} = 10 \lg (P_{\text{вых}} / 1 \text{ мВт})$ .

Наибольший выходной уровень сигнала, при котором затухание нелинейности снижается до минимально допустимых значений, соответствует так называемой *максимальной неискаженной мощности усилителя*.

Сигнал, наблюдаемый в нагрузке усилителя при отсутствии сигнала на его входе, называется *собственной помехой* усилителя. Ее основными составляющими являются: тепловые помехи, возникающие на активных сопротивлениях источника усиливаемого сигнала; помехи, возникающие в усилительных элементах, и тепловые помехи пассивных элементов усилителя; помехи от источников питания усилителя; наводки от внешних источников; микрофонный эффект и др.

Последние три составляющие собственных помех могут быть снижены до пренебрежимо малых значений инженерными методами (например, за счет применения фильтров питания, экранирования усилителя и т. п.), а первые две составляющие прин-



ципиально неустранимы и должны учитываться при разработке и эксплуатации усилителя.

Среднеквадратическое напряжение, возникающее в источнике сигнала тепловой помехи, может быть рассчитано по упрощенной формуле Найквиста, В:

$$U_T = \sqrt{4kTR\Delta f},$$

где  $k$  — постоянная Больцмана, равная  $1,37 \cdot 10^{-23}$  Дж/град;  $T$  — абсолютная температура, К;  $R$  — активное сопротивление проводника, Ом;  $\Delta f$  — полоса частот, Гц.

В аппаратуре СП обычно источник сигнала согласован с входом усилителя, а поэтому мощность тепловой помехи, создаваемой этим источником во входной цепи усилителя,

$$P_{T\text{ вх}} = k T \Delta f.$$

Помехи от элементов усилителя учитываются с помощью коэффициента шума  $F_{ш}$ , показывающего, во сколько раз мощность собственной помехи в нагрузке реального усилителя больше мощности помех в нагрузке идеального усилителя, не имеющего внутренних источников помех. Он может быть определен по формуле, дБ:

$$F_{ш} = 10 \lg (P_{сп\text{ вых}} / P_{T\text{ вх}} K_M).$$

Собственные помехи усилителей СП характеризуются обычно величиной мощности помех, приведенных ко входу усилителя:

$$P_{сп\text{ вх}} = P_{сп\text{ вых}} / K_M = P_{T\text{ вх}} \cdot 10^{0,1 F_{ш}}$$

или уровнем помехи, приведенной к его входу:

$$P_{сп\text{ вх}} = 10 \lg (P_{сп\text{ вх}} / 1 \text{ мВт}),$$

причем мощность  $P_{T\text{ вх}}$  рассчитывается для полосы частот  $\Delta f$ , равной эффективно передаваемой полосе частот канала или тракта.

Важными параметрами усилителей являются их входные и выходные сопротивления. *Входным сопротивлением* усилителя  $Z_{вх}$  называется отношение установившихся значений напряжения и тока на его входе  $\dot{U}_{вх} / \dot{I}_{вх}$  (см. рис. 6.1). Для эксплуатации знание  $Z_{вх}$  очень важно, так как входное напряжение сигнала, а следовательно, и напряжение на нагрузке  $\dot{U}_{вых}$  зависят от него в значительной степени. Можно записать  $\dot{U}_{вх} = \dot{I}_{вх} Z_{вх} = \dot{E}_c Z_{вх} / (Z_c + Z_{вх})$ , т. е.  $\dot{U}_{вх}$  приближается к  $\dot{E}_c$  при  $|Z_{вх}| \gg |Z_c|$  и существенно меньше  $\dot{E}_c$ , если  $|Z_{вх}| \ll |Z_c|$ .

Выходным сопротивлением усилителя  $Z_{\text{вых}}$  называется отношение  $\dot{U}_{\text{вых}}(\infty)/\dot{I}_{\text{вых}}(0)$ , где символы  $\infty$  и  $0$  обозначают условия холостого хода и короткого замыкания соответственно на выходных зажимах усилителя.

Главной особенностью входного и выходного сопротивлений усилителей СП является то, что они должны быть согласованы с сопротивлениями внешних цепей во избежание нежелательного эффекта отражения сигналов от входных и выходных контактов усилителя. Степень согласования сопротивлений оценивается коэффициентом несогласованности  $\delta = |(\dot{Z}_{\text{yc}} - R_{\text{в}})/(\dot{Z}_{\text{yc}} + R_{\text{в}})|$  или затуханием несогласованности  $A_{\delta} = -20 \lg \delta$ , где  $\dot{Z}_{\text{yc}}$  — полное входное или выходное сопротивление усилителя, а  $R_{\text{в}}$  — номинальное действительное сопротивление внешней цепи (источника сигнала или нагрузки соответственно).

В некоторых случаях требуется применять усилители с высокоомным входным сопротивлением (например, усилители сигналов звукового вещания).

Следует иметь в виду, что каждый из параметров усилителя должен обладать определенной стабильностью, т. е. постоянством во времени. Нестабильность параметров усилителя может быть связана с производственным разбросом параметров деталей, из которых изготавливается усилитель, изменением температуры окружающей среды, изменением напряжения источников питания, старением элементов и т. п. Количественно нестабильность того или иного параметра усилителя определяется отношением  $d\alpha/\alpha$ , где  $\alpha$  — номинальное значение данного параметра, а  $d\alpha$  — его максимальное изменение, вызванное влиянием некоторого (или всех) дестабилизирующего фактора. Для обеспечения заданной стабильности параметров усилителей применяются специальные меры (о некоторых из них будет говориться ниже).

## Общие принципы построения усилительных схем

При разработке и эксплуатации многокаскадных усилителей (см. рис. 6.2) следует иметь в виду следующие их свойства:

1. Коэффициенты усиления по напряжению, току и мощности, а также коэффициент АЧИ многокаскадного усилителя равны произведениям соответствующих коэффициентов отдельных каскадов (или суммам, если коэффициенты взяты в децибелах). Фазовый сдвиг напряжения или тока также образуется суммированием фазовых сдвигов отдельных каскадов.

2. Мощность собственных помех на выходе многокаскадного усилителя  $P_{\text{сп}}^{\text{вых}}$  является суммой помех, поступающих от каждого каскада. Однако, поскольку усиление каскадов достаточно ве-

лико, т. е. справедливо неравенство  $K_{mi} \gg 1$ , можно считать, что  $P_{\text{сп вых}} \approx P_{\text{сп вх}} K_M$ . Другими словами, собственные помехи в многокаскадном усилителе практически определяются только собственными помехами первого (входного) каскада усиления, который по возможности необходимо выполнять малошумящим.

3. Нелинейные искажения многокаскадного усилителя, строго говоря, определяются нелинейными искажениями, возникающими во всех его каскадах. Однако, если учесть, что нелинейные искажения экспоненциально возрастают с ростом мощности сигнала и то, что выходной каскад, как и другие, имеет коэффициент усиления по мощности много больше единицы (и, следовательно, мощность сигнала на его выходе много больше мощности сигнала на выходах других каскадов), можно считать, что нелинейные искажения усилителя возникают только в выходном каскаде усиления.

В усилителях СП в качестве усилительного элемента наиболее часто используются биполярные транзисторы. Исходя из известных принципов работы биполярного транзистора в усилительном каскаде, отметим, что эффект усиления (когда выделенная в нагрузке мощность переменной составляющей тока превышает мощность, отдаваемую источником сигнала) возможен лишь при установке требуемого режима работы транзистора по постоянному току. Режим работы определяется значениями напряжений между электродами транзистора и токов, протекающих через эти электроды. Установка режима по постоянному току осуществляется выбором напряжения источника питания, конфигурации схемы каскада и сопротивлений, входящих в нее резисторов. При этом выбор режима работы в том или ином каскаде усиления преследует различные цели:

в предварительных каскадах — максимизацию усиления по ЭДС;

во входном каскаде — минимизацию собственной помехи;

в выходном каскаде — максимизацию неискаженной отдаваемой мощности;

во всех каскадах — минимизацию мощности, потребляемой от источников питания, и т. д.

Методика выбора режима по постоянному току в предварительных каскадах заключается в следующем.

Вначале выбирается напряжение между эмиттером и коллектором из условия  $U_{\text{ЭК}0} \approx (0,2 \dots 0,5) U_{\text{ЭК} \text{ max}}$ , где  $U_{\text{ЭК} \text{ max}}$  — максимально допустимое напряжение, указываемое в справочной литературе. При этом чем выше  $U_{\text{ЭК}0}$ , тем больше усиление каскада и лучше частотные свойства, но больше и потребление энергии от источника питания. Затем выбирается величина тока коллектора  $I_{\text{К}0}$ .

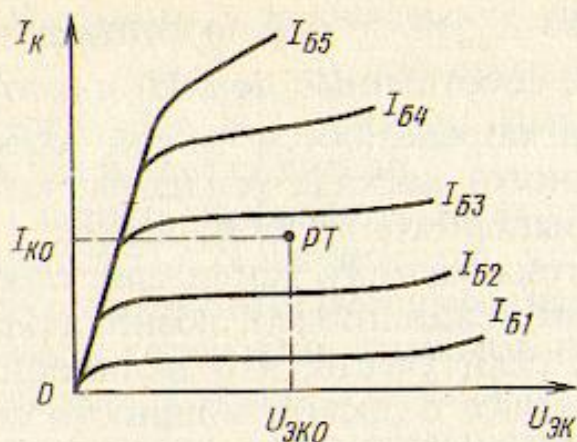


Рис. 6.7. Семейство выходных характеристик транзистора

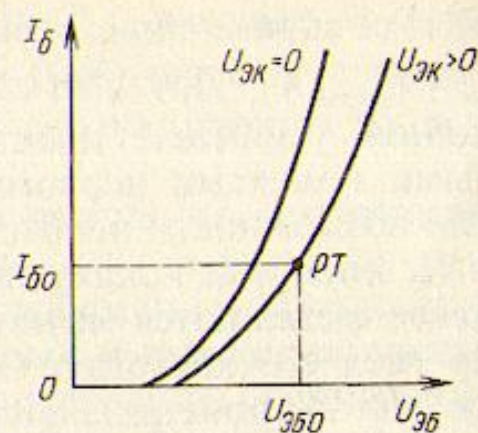


Рис. 6.8. Входные характеристики транзистора

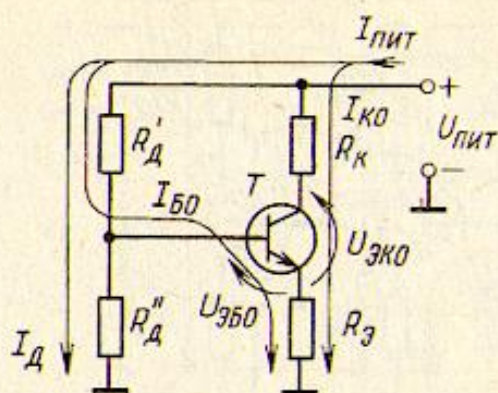
Чем больше  $I_{К0}$ , тем выше усиление каскада, но тем больше и затраты энергии, а в некоторых случаях и собственные помехи каскада. Поэтому  $I_{К0}$  принимают равным или несколько меньшим того значения тока, при котором определено большинство справочных параметров транзистора. Точка на семействе выходных характеристик транзистора (рис. 6.7) с координатами  $U_{ЭК0}$ ,  $I_{К0}$  называется *рабочей (РТ) или точкой покоя*. Для РТ находят значение постоянной составляющей тока базы  $I_{Б0}$ , после чего отмечают РТ на входных характеристиках (рис. 6.8). В результате определяется значение напряжения между базой и эмиттером  $U_{ЭБ0}$ .

Режим работы по постоянному току характеризует усилительную способность транзистора. Действительно, приращение напряжения  $\Delta U_{ЭБ}$  на эмиттерном переходе, которое создает источник усиливаемого сигнала, вызывает некоторое приращение входного тока  $\Delta I_{Б}$ . Отношение достаточно малых приращений  $\Delta U_{ЭБ} / \Delta I_{Б}$  называется *входным сопротивлением* транзистора и обозначается как  $h_{11}$ . В свою очередь, приращение входного тока  $\Delta I_{Б}$  вызывает приращение выходного  $\Delta I_{К}$ . Отношение  $\Delta I_{К} / \Delta I_{Б}$  называется *коэффициентом усиления транзистора по току* и обозначается как  $h_{21}$ .

Приведенные  $h$ -параметры являются характеристическими параметрами транзистора, работающего в *режиме малого сигнала*, т. е. при таких изменениях токов и напряжений на нем, которые не превышают 10 % соответствующих напряжений и токов, определяющих координаты РТ. Если эти изменения больше, то считают, что имеет место *режим большого сигнала* (это характерно для работы транзистора в выходном каскаде). В этом режиме анализ работы каскада с помощью  $h$ -параметров невозможен.

Поскольку параметры каскада должны быть стабильны, при выборе схемы и ее расчете необходимо предусматривать меры по

Рис. 6.9. Усилительный каскад с фиксированным напряжением на базе и эмиттерной стабилизацией



стабилизации режима работы усилительного элемента по постоянному току. В большинстве случаев допускается отклонение величины  $I_{к0}$  от своего номинального значения под воздействием дестабилизирующих факторов не более чем на 10 %.

На рис. 6.9 в качестве примера приведена распространенная схема усилительного каскада с *фиксированным напряжением на базе и эмиттерной стабилизацией*. Анализ схемы начинается с выбора режима транзистора по постоянному току, т. е. величин  $U_{эк0}$ ,  $I_{эк0}$ ,  $U_{эб0}$  и  $I_{б0}$  (см. рис. 6.7 и 6.8). Током  $I_{д}$ , протекающим через так называемый базовый делитель напряжения ( $R_{д'}$ ,  $R_{д''}$ ), и падениями напряжения  $U_{R_к}$  и  $U_{R_э}$  на резисторах  $R_к$  и  $R_э$  обычно задаются следующим образом:  $I_{д} = (5...20)I_{б0}$ ,  $U_{R_к} = (0,5...1,0) U_{эк0}$  и  $U_{R_э} = (5...20) \times 2,5 \times 10^{-3} \Delta t$ , где  $2,5 \cdot 10^{-3}$  В/град — примерное значение изменения напряжения  $U_{эб0}$  при изменении температуры окружающей среды на  $1^\circ$ , а  $\Delta t$  — допустимые изменения температуры окружающей среды, град. Большие значения  $I_{д}$  и  $U_{R_э}$  соответствуют большей стабильности, но и большему расходу энергии источника питания.

В соответствии со схемой, приведенной на рис. 6.9, требуемое напряжение источника питания

$$U_{\text{пит}} = U_{R_к} + U_{эк0} + U_{R_э},$$

а сопротивления резисторов могут быть рассчитаны по формулам

$$R_к = U_{R_к} / I_{к0}; \quad R_э = U_{R_э} / (I_{к0} + I_{б0});$$

$$R_{д''} = (U_{эб0}) + U_{R_э} / I_{д}; \quad R_{д'} = (U_{\text{пит}} - U_{эб0} - U_{R_э}) / (I_{д} + I_{б0}).$$

Ток источника питания  $I_{\text{пит}} = I_{к0} + I_{б0} + I_{д}$ .

При расчете и анализе данной схемы стабилизации постоянного коллекторного тока следует исходить из того, что при его изменении под воздействием каких-либо внешних факторов (например, температуры) происходит соответствующее изменение

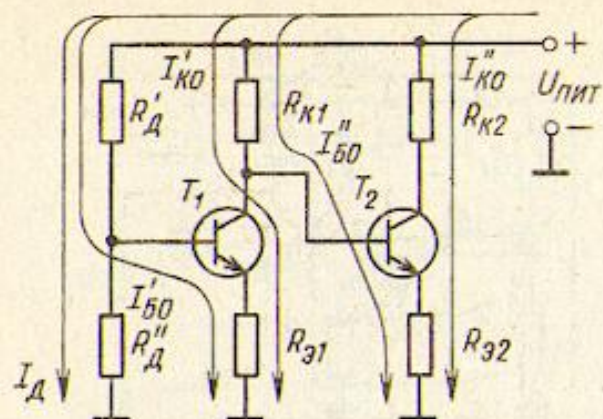


Рис. 6.10. Двухкаскадный усилитель с непосредственной связью между каскадами

падения напряжения на резисторе  $R_э$  и, следовательно, напряжения смещения  $U_{ЭБ0}$ . Уменьшение, например,  $I_{к0}$  приводит к увеличению  $U_{ЭБ0}$  и наоборот. Таким образом, схема как бы пытается удерживать значение  $I_{к0}$  неизменным и выполняет это тем лучше, чем больше сопротивление  $R_э$ . Это свойство схемы проявляется наиболее ярко, если за счет выбора достаточно большого значения тока  $I_д$  потенциал базы оказывается практически независимым от тока  $I_{Б0}$  (в этом случае он будет определяться падением напряжения на резисторе  $R_д''$ ). Надо отметить, что относительное увеличение падения напряжения на резисторе  $R_э$  улучшает стабилизацию больше, чем такое же увеличение тока  $I_д$ .

В многокаскадных усилителях наиболее часто используется непосредственное соединение каскадов друг с другом (*непосредственная межкаскадная связь*), показанное на рис. 6.10. Схема при этом существенно упрощается, но приращение постоянного коллекторного тока некоторого каскада определяется не только воздействием на него внешних факторов, но и приращением коллекторных токов предыдущих каскадов, поскольку каскады связаны между собой по постоянному току (см. рис. 6.10). Устранить указанный недостаток можно за счет применения схем с межкаскадной обратной связью по постоянному току или путем использования в межкаскадных цепях разделительных конденсаторов (рис. 6.11). В последнем случае нестабильность режима работы каждого каскада определяется только собственной нестабильностью, поскольку по постоянному току каскады оказываются развязанными. Однако в этом случае схема усложняется и ухудшаются ее частотные свойства, о чем будет сказано ниже.

На рис. 6.12 представлена полная принципиальная схема наиболее распространенного *предварительного каскада усиления*. Источник сигнала ( $E_c, R_c$ ), подлежащий усилению, подключается одним полюсом к общему проводу, а другим — через разделительный конденсатор  $C_{р1}$  к базе транзистора. С помощью  $C_{р1}$  исключается ответвление постоянного тока, протекающего через

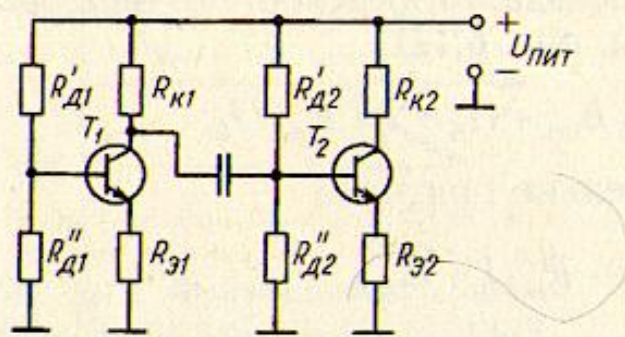


Рис. 6.11. Двухкаскадный усилитель с  $RC$ -связью между каскадами

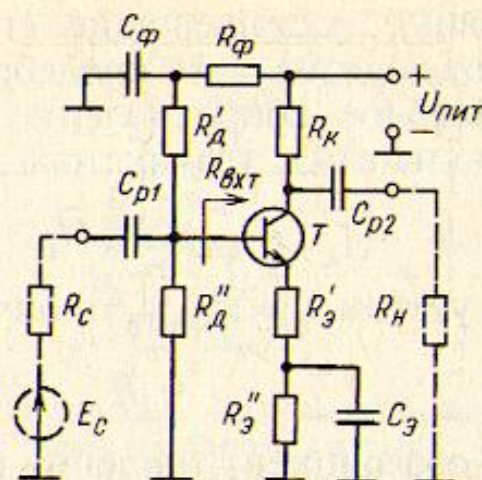


Рис. 6.12. Полная принципиальная схема предварительного каскада усиления

базовый делитель ( $R'_д$ ,  $R''_д$ ), в цепь источника усиливаемого сигнала. Это предотвращает возможность изменения режима работы по постоянному току при подключении к каскаду источника сигнала.

Последовательно с резистором  $R'_д$  включен резистор  $R_ф$ , который совместно с конденсатором  $C_ф$  является цепью фильтрации, уменьшающей проникновение помех от источника питания на базу транзистора. Обычно принимают  $R_ф = (0,25 \dots 0,5) R'_д$ . Усиленный сигнал выделяется на резисторе  $R_к$  и в общем случае может быть передан во внешнюю нагрузку  $R_н$  через разделительный конденсатор  $C_{р2}$ , исключающий шунтирование ею транзистора по постоянному току во избежание изменения режима работы по постоянному току при подключении к каскаду нагрузки.

Резисторы в цепи эмиттера ( $R'_э$ ,  $R''_э$ ), как уже отмечалось, предназначены главным образом для стабилизации режима работы по постоянному току, но одновременно с этим они играют роль сопротивлений местной обратной связи по переменному току, в результате чего может существенно снизиться коэффициент усиления каскада по напряжению. Во избежание этого резисторы в цепи эмиттера полностью (или частично, как показано на рис. 6.12) шунтируются (блокируются) конденсатором  $C_э$ . Данный конденсатор, емкостное сопротивление которого на частотах усиливаемого сигнала много меньше сопротивления  $R''_э$ , часто называют *блокировочным*.

Емкости всех конденсаторов каскада следует выбирать достаточно большими, позволяющими считать их сопротивления на средних и высоких частотах диапазона усиливаемого сигнала близкими к нулю. Близким к нулю должно быть и внутреннее сопротивление источника питания каскада. Применяемый в каскаде транзистор должен быть достаточно высокочастотным (ре-

активные составляющие его параметров в рабочем диапазоне частот должны быть пренебрежимо малы).

Входное сопротивление каскада, определенное непосредственно на входе транзистора (см. рис. 6.12),

$$R_{\text{вх Т}} = U_{\text{вх}} / I_{\text{Б}} = [I_{\text{Б}} h_{11э} + (I_{\text{Б}} + I_{\text{К}}) R'_{э}] / I_{\text{Б}},$$

но с учетом  $I_{\text{К}} = h_{21э} I_{\text{Б}}$  окончательно получаем

$$R_{\text{вх Т}} = h_{11э} + R'_{э} (1 + h_{21э}).$$

Коэффициент усиления каскада по напряжению

$$K_0 = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}} = I_{\text{К}} R_{\text{нΣ}} / I_{\text{Б}} R_{\text{вх Т}} = h_{21э} R_{\text{нΣ}} / [h_{11э} + R'_{э} (1 + h_{21э})].$$

Максимально достижимое значение коэффициента усиления по напряжению оказывается равным  $h_{21э} R_{\text{к}} / h_{11э}$  (при  $R'_{э} = 0$  и  $R_{\text{н}} = \infty$ ); оно ограничено допустимым сопротивлением резистора  $R_{\text{к}}$ , которое определяется выбранным режимом работы транзистора по постоянному току и напряжением имеющегося источника питания. Приведенные соотношения показывают, что для увеличения усиления каскада следует выбирать транзистор с возможно большими значениями параметра  $h_{21э}$  и возможно меньшими значениями параметра  $h_{11э}$ .

Рассматривая АЧХ и ФЧХ каскада усиления, следует иметь в виду, что на средних частотах рабочего диапазона параметры элементов схемы можно считать действительными величинами и потому не делать различия между значениями их коэффициентов передачи и усиления. На краях же рабочего диапазона частот реактивные составляющие параметров элементов схем становятся заметными, что вынуждает анализировать на этих частотах не только модуль коэффициента передачи (коэффициент усиления), но и фазовые сдвиги каскада. В области нижних частот следует учитывать снижение усиления из-за увеличения емкостных сопротивлений разделительных и блокирующих конденсаторов, а в области высоких частот усиление снижается из-за шунтирующего действия выходной емкости усилительного элемента, монтажных емкостей между электродами усилительного элемента, а также из-за инерционности носителей зарядов в этом элементе. В результате АЧХ приобретает вид, показанный на рис. 6.3. В области средних частот фаза напряжения усиленного сигнала противоположна фазе напряжения входного сигнала, а на краях рабочего диапазона дополнительный фазовый сдвиг достигает значения  $\pm \pi/2$  (рис. 6.13).

В рассмотренном каскаде транзистор был включен по схеме с общим эмиттером (ОЭ), т. е. через его эмиттер замыкалась как



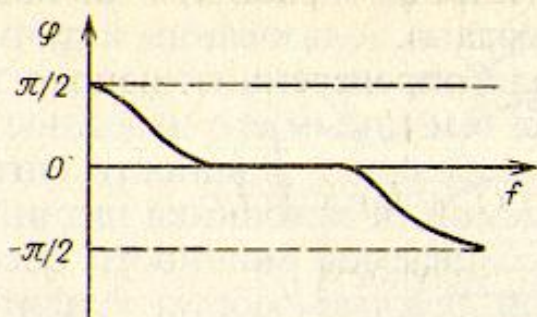


Рис. 6.13. Фазочастотная характеристика однокаскадного усилителя

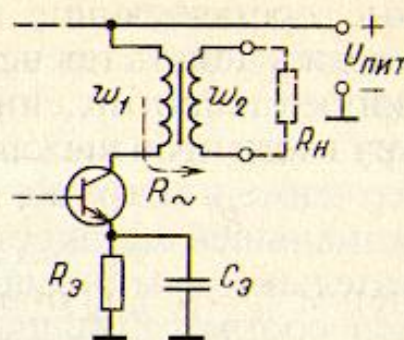


Рис. 6.14. Принципиальная схема выходного каскада

входная, так и выходная цепь каскада. Такая схема используется наиболее часто, поскольку обладает наибольшим коэффициентом усиления по мощности. Однако встречаются и другие схемы включения транзистора в каскаде — с общим коллектором (ОК) и общей базой (ОБ).

Каскад с ОК следует применять в тех случаях, когда требуется высокое входное или низкое выходное сопротивление. При этом нужно помнить, что такой каскад имеет относительно небольшое усиление по мощности и не изменяет фазу усиливаемого сигнала, т. е. каскад как бы "повторяет" напряжение источника сигнала на своей нагрузке, включенной в цепь эмиттера. По этой причине каскад с ОК часто называют *эмиттерным повторителем*.

Каскад, в котором транзистор включен с ОБ, применяется относительно редко, поскольку он имеет малый (менее единицы) коэффициент усиления по току и малое входное сопротивление. Основное назначение этого каскада — работа в составе сложных каскадов (например, дифференциальных). Заметим, что у каскадов с ОК и ОБ существенно меньшие АЧИ (по сравнению с каскадом с ОЭ).

Работа *выходных каскадов* усиления имеет следующие особенности.

Мощность сигнала, которая может быть получена в нагрузке каскада, выполненного на конкретном усилительном элементе, ограничена. При этом более мощные усилительные элементы или дороже, или обладают худшими частотными свойствами и имеют большие габаритные размеры и массу. Поэтому для выходного каскада выбирают по возможности менее мощный усилительный элемент, но создают для него такие условия работы, при которых в нагрузке каскада выделяется максимум мощности, т. е. пытаются максимально использовать усилительный элемент. Это предопределяет работу усилительного элемента в режиме большого сигнала по переменному току.

В выходных каскадах стремятся также уменьшить рассеиваемую энергию и не только потому, что она значительно больше

энергии, рассеиваемой в предварительных каскадах, и ее снижение заметно повышает эффективность использования источника питания, но и потому, что рассеиваемая энергия повышает температуру элементов каскада, снижая тем самым его надежность.

Получение в нагрузке каскада наибольшей мощности сигнала при наименьшей мощности, отбираемой от источника питания, а следовательно, и минимальной рассеиваемой мощности обеспечивается соответствующим выбором режима работы усилительного элемента по постоянному току, обеспечением определенной величины сопротивления нагрузки по переменному току и использованием в выходной цепи элементов, имеющих возможно меньшее сопротивление постоянному току.

Принципиальная схема выходного каскада представлена на рис. 6.14. Наиболее часто выходной каскад связан с нагрузкой с помощью трансформатора, несмотря на то, что он является достаточно дорогостоящим и громоздким элементом. Применение трансформатора оказывается вполне оправданным, так как, во-первых, при прохождении через него постоянной составляющей коллекторного тока  $I_{к0}$  практически не выделяется энергия; во-вторых, с его помощью заданное сопротивление нагрузки усилителя  $R_n$  преобразуется (за счет выбора соответствующего коэффициента трансформации) в необходимое для получения максимальной мощности усиленного сигнала сопротивление нагрузки  $R_L$  усилительного элемента; в-третьих, схема усилителя и внешняя цепь оказываются развязанными по постоянному току, что защищает усилитель от опасных напряжений, возникающих в линии, и, наконец, в-четвертых, трансформатор позволяет подключать нагрузку, уравновешенную относительно общего провода усилителя.

Пересчет сопротивлений в трансформаторе осуществляется по формуле  $n = w_1/w_2 \approx \sqrt{R_L/R_n}$ , где  $w_1$  и  $w_2$  — число витков в обмотках;  $n$  — коэффициент трансформации трансформатора.

При использовании трансформаторов следует иметь в виду, что в области низких частот индуктивные сопротивления обмоток снижаются и могут заметно шунтировать нагрузку, а в области высоких частот становится заметным влияние так называемой индуктивности рассеяния, которое проявляется в увеличении выходного сопротивления трансформатора.

Суть выбора режима по постоянному току и сопротивления нагрузки  $R_L$  усилительного элемента заключается в обеспечении максимально возможных изменений тока и напряжения в выходной цепи каскада. При этом используется так называемый *графоаналитический метод*.

На рис. 6.15 изображено семейство выходных характеристик транзистора, на котором отмечено максимально допустимое на-

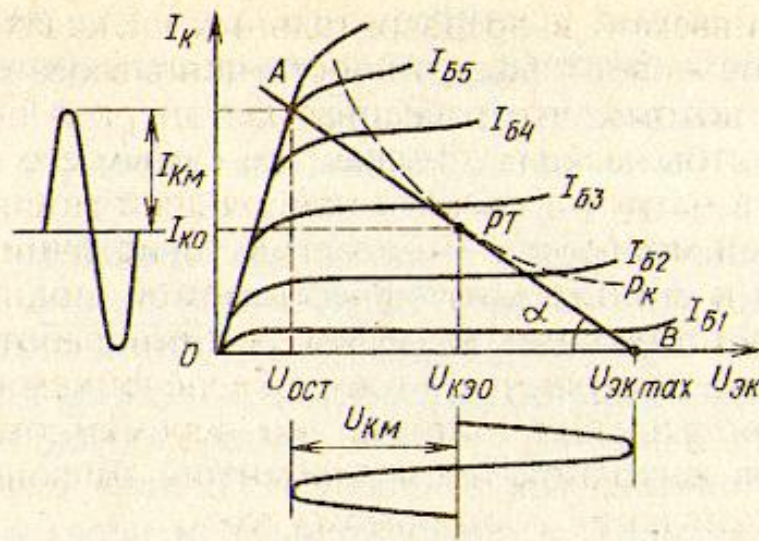


Рис. 6.15. Семейство выходных характеристик транзистора

напряжение между коллектором и эмиттером  $U_{ЭК\max}$ , показана гиперболой максимально допустимой мощности рассеяния на коллекторе  $P_K = I_K U_{ЭК} = \text{const}$ , а также отмечено остаточное напряжение  $U_{ост}$ , выше которого характеристики становятся относительно прямолинейными. Очевидно, что максимальная амплитуда переменной составляющей коллекторного тока  $I_K$  будет равна  $I_{КМ}$ , а максимальная амплитуда переменной составляющей напряжения между коллектором и эмиттером  $U_{ЭК}$  — значению  $U_{КМ}$ . Мгновенные значения  $I_K$  и  $U_{ЭК}$  определяются отрезком прямой  $AB$ , проходящим через точку покоя  $PT$  и носящим название *нагрузочной линии*. В этом случае сопротивление нагрузки транзистора по переменному току  $P_- = U_{КМ}/I_{КМ}$ , т. е. численно равно котангенсу  $\alpha$  — угла наклона нагрузочной линии, мощность усиленного синусоидального сигнала  $P_- = I_{КМ} U_{КМ}/2$ , а мощность, потребляемая транзистором от источника питания,  $P_0 = I_{К0} U_{КЭ0}$ . При этом коэффициент полезного действия (КПД) транзистора  $\eta_T = P_-/P_0 \approx 0,5 \theta_n$ , где  $\theta_n = U_{КМ}/U_{ЭК0}$  — коэффициент использования коллекторного напряжения.

Очевидно, что КПД транзистора в подобных каскадах, называемых *однотактными*, всегда будет менее 0,5. Для каскада КПД определяется соотношением  $\eta = P_-/(P_0 + P_{пс}) \eta_{тр}$ , где  $P_{пс}$  — мощность постоянного тока, рассеиваемая на резисторе  $R_3$  (и на других резисторах схемы, если таковые имеются);  $\eta_{тр}$  — КПД трансформатора. Очевидно, что всегда выполняется неравенство  $\eta < \eta_T$ .

Таким образом, условиями, при которых в нагрузке каскада выделяется максимальная мощность усиленного сигнала, являются следующие (см. рис. 6.15):

нагрузочная линия усилительного элемента должна пересекать ось абсцисс в точке  $U_{ЭКmax}$  и касаться гиперболы максимальной допустимой мощности рассеяния;

$PT$  должна быть расположена на середине нагрузочной линии;

сопротивление нагрузки транзистора численно должно быть равно котангенсу угла наклона нагрузочной линии.

Выбор  $PT$  на середине нагрузочной линии соответствует использованию усилительного элемента в классе А. Если же  $PT$  поместить в точку  $B$  на нагрузочной линии, то усилительный элемент будет использоваться в классе Б. В этом случае ток через усилительный элемент, а следовательно, и через нагрузку будет протекать только в течение половины периода усиливаемого сигнала, что приведет к большим нелинейным искажениям. Нелинейные искажения при работе в классе Б могут быть существенно подавлены, если использовать двухтактную схему выходного каскада. При этом выходной каскад практически не потребляет энергии от источника питания при отсутствии сигнала, а кроме того, примерно в 1,5 раза повышается КПД усилительного элемента. Количественную оценку нелинейных искажений можно производить известными методами трех или пяти ординат, используя так называемую сквозную характеристику  $I_K = f(E_c)$ .

### Применение обратной связи в усилителях

Комплекс весьма жестких требований к параметрам и характеристикам усилителей СП может быть реализован лишь при использовании в усилителе достаточно глубокой общей ОС (см. рис. 6.2). Применение ОС позволяет существенно снизить нелинейные и амплитудно-частотные искажения, повысить стабильность коэффициентов усиления, входного и выходного сопротивлений. Помимо этого ОС обеспечивает регулирование коэффициентов усиления и согласования входного и выходного сопротивлений с сопротивлениями внешних цепей с минимальными потерями мощности усиленного сигнала и защищенности сигнала от собственных помех усилителя.

*Обратной связью* в усилителях называют передачу части энергии усиленного сигнала вновь во входные цепи. Усилитель с ОС образует замкнутую систему – петлю ОС (рис. 6.16), в которой можно выделить активную часть ( $D$ -цепь), где происходит усиление сигнала, и пассивную часть ( $\beta$ -цепь). Если  $\beta$ -цепь охватывает все каскады усиления, ОС называется *общей*, если же лишь часть каскадов (или один каскад), то – *местной*. Пассивная часть ( $\beta$ -цепь) местной ОС, особенно охватывающей один каскад уси-

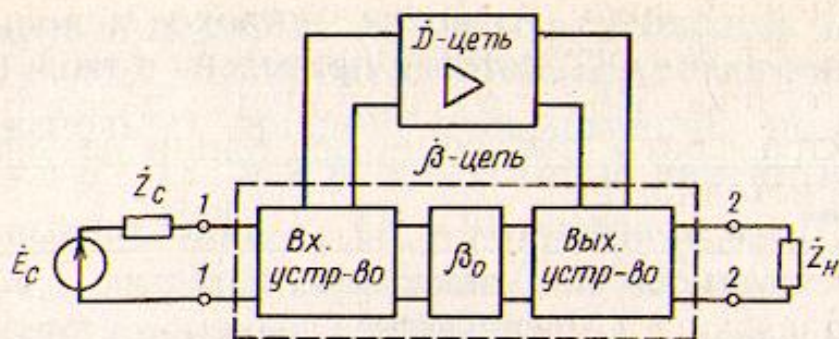


Рис. 6.16. Структурная схема усилителя с ОС

ления, может быть очень простой (например, резистор  $R'$ , на рис. 6.12).

Для количественной оценки величины ОС вводится ряд параметров.

1. Коэффициентом петлевой передачи по ЭДС называется  $\dot{K}_n = \dot{U}_в / \dot{E}_н$ , где  $\dot{U}_в$  — так называемое возвратное напряжение (рис. 6.17), определенное в точках разрыва петли ОС;  $\dot{E}_н$  — ЭДС пробного источника сигнала, включенного в точки разрыва. При этом ЭДС источника усиливаемого сигнала  $\dot{E}_c$  принимается равной нулю.

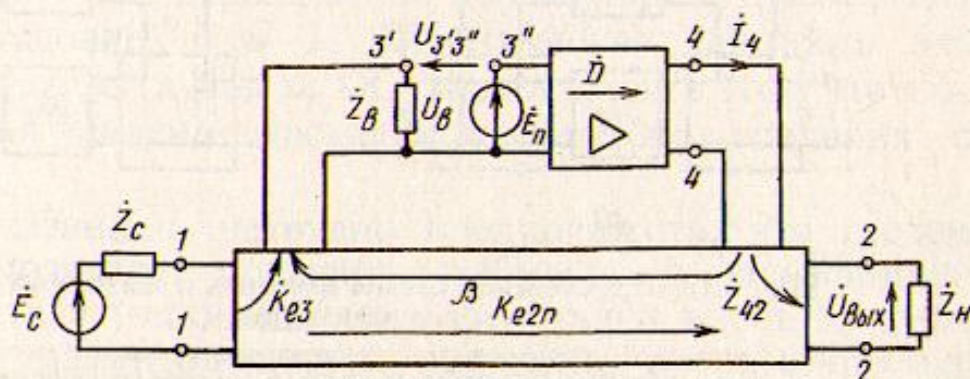
Величина  $D = \dot{I}_ч / \dot{E}_н$  является проводимостью передачи  $D$ -цепи (модуль  $D$  называется крутизной  $D$ -цепи), а  $\beta = \dot{U}_в / \dot{I}_ч$  — сопротивлением передачи  $\beta$ -цепи. При определении  $\dot{K}_n$  точки разрыва  $3' - 3''$  следует нагрузить на сопротивление  $\dot{Z}_в$ , равное входному сопротивлению отсоединенной части петли.

Величина  $\dot{T} = -\dot{K}_n = -\beta \dot{D}$  называется возвратным отношением, а  $\dot{F} = 1 + \dot{T}$  — возвратной разностью. Очевидно, что отмеченные параметры связаны между собой следующим образом:

$$\dot{F} = \dot{U}_{3'3''} / \dot{E}_н = (\dot{E}_н - \dot{U}_в) / \dot{E}_н = 1 + \dot{T} = 1 - \dot{K}_n = 1 - \beta \dot{D}.$$

Часто величину ОС оценивают в децибелах с помощью параметра  $A_{OC} = 20 \lg |\dot{F}|$ , обычно называемого глубиной обратной связи.

Рис. 6.17. К определению глубины обратной связи  $A_{OC}$ , возвратной разности  $\dot{F}$  и возвратного отношения  $\dot{T}$



Величина возвратной разности широко используется для классификации видов ОС, которая приведена в табл. 6.1.

Таблица 6.1

Значение	Вид ОС
$F > 1$	Отрицательная
$F < 1$	Положительная (в усилителях не используется)
$F = 0$	Критическая (усилитель самовозбуждается)
$F = 1$	Отсутствует ( $K_{\Pi} = 0$ )
$F(0) = 1; F(\infty) \neq 1$	Параллельная
$F(0) \neq 1; F(\infty) = 1$	Последовательная
$F(0) \neq 1; F(\infty) \neq 1$	Комбинированная

На рис. 6.18 в качестве примера показаны простейшие схемы входных и выходных устройств, обеспечивающих относительно входных зажимов последовательную, а относительно выходных зажимов параллельную ОС (рис. 6.18, а), а также комбинированную ОС относительно входных и выходных зажимов (рис. 6.18, б).

В табл. 6.1 индексы (0) и ( $\infty$ ) обозначают условия, при которых определяется величина  $F$  — короткое замыкание и холостой ход соответственно на тех контактах, относительно которых определяется вид ОС. Например, запись  $F_2(\infty)$  означает, что величина  $F$  определяется при холостом ходе на выходных зажимах 2 — 2 усилителя.

Рассмотрим влияние ОС на параметры усилителя.

Предположим, что ЭДС пробного источника сигнала  $\dot{E}_{\Pi}$  (см. рис. 6.17) равна рабочему напряжению  $\dot{U}_{зр}$  между контактами 3 —

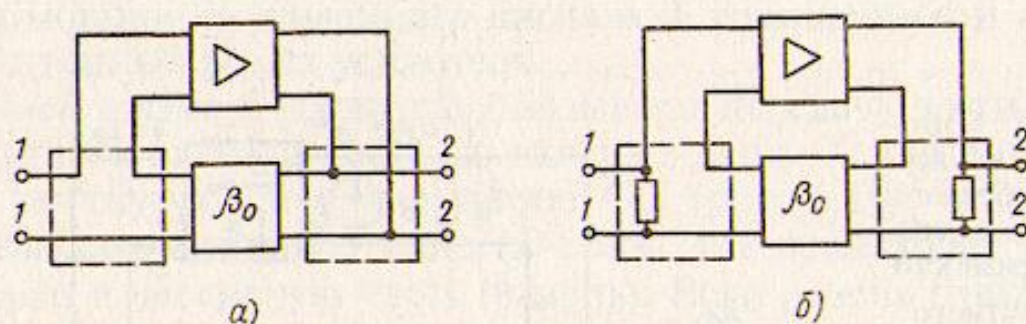


Рис. 6.18. Простейшие схемы входных и выходных устройств, обеспечивающих ОС:

а — относительно входных зажимов последовательную, а выходных — параллельную;  
б — относительно входных и выходных зажимов комбинированную

$3'$  при замкнутой петле ОС (замкнутых контактах  $3' - 3''$ ) и отключенных  $E_{\text{п}}$  и  $Z_{\text{в}}$ . Если считать элементы схемы усилителя линейными, используя принцип суперпозиции, можно записать  $\dot{U}_{\text{вых}} = a \dot{E}_{\text{с}} + b \dot{E}_{\text{п}}$ , где  $a$  и  $b$  — некоторые линейные коэффициенты. При выключении  $E_{\text{п}}$  ( $\dot{E}_{\text{п}} = 0$ ) получаем  $a = \dot{U}_{\text{вых}} / \dot{E}_{\text{с}} = K_{e2\text{п}}$ . Очевидно,  $K_{e2\text{п}}$  является коэффициентом пассивной передачи усилителя по ЭДС (передачи по ЭДС через  $\beta$ -цепь, минуя усиленные каскады). При выключении  $E_{\text{с}}$  ( $\dot{E}_{\text{с}} = 0$ ) получаем  $b = \dot{U}_{\text{вых}} / \dot{E}_{\text{п}} = \dot{D} \dot{Z}_{42}$ , где  $\dot{Z}_{42} = \dot{U}_{\text{вых}} / \dot{I}_4$  — сопротивление передачи от выхода  $D$ -цепи в нагрузку усилителя.

В процессе обычной работы усилителя напряжение  $\dot{U}_{3\text{р}}$  определяется сигналами, поступившими от источника усиливаемого сигнала ( $\dot{U}_{3\text{с}} = K_{e3} \dot{E}_{\text{с}}$ , где  $K_{e3}$  — коэффициент передачи от генератора ЭДС  $E_{\text{с}}$  к контактам  $3 - 3'$ ) и вернувшимися по петле ОС ( $\dot{U}_{3\text{в}} = \beta \dot{D} \dot{U}_{3\text{р}}$ ). Таким образом,  $\dot{U}_{3\text{р}} = \dot{U}_{3\text{с}} + \dot{U}_{3\text{в}} = \dot{U}_{3\text{с}} + \beta \dot{D} \dot{U}_{3\text{р}}$ , откуда  $\dot{U}_{3\text{р}} = \dot{U}_{3\text{с}} / (1 - \beta \dot{D}) = \dot{U}_{3\text{с}} / F$ . Это выражение носит название *основной теоремы ОС* и говорит о том, что при включении ОС на напряжения, действующие в петлевой схеме, уменьшаются в  $F$  раз.

Возвращаясь к выражению для  $\dot{U}_{\text{вых}}$ , получаем следующее выражение для коэффициента передачи усилителя с ОС:

$$K_{e\text{ос}} = \dot{U}_{\text{вых}} / \dot{E}_{\text{с}} = (K_{e3} \dot{D} \dot{Z}_{42} / F) + K_{e2\text{п}}$$

Поскольку для большинства усилителей справедливо неравенство  $K_{e\text{ос}} \gg K_{e2\text{п}}$ , то можно записать  $K_{e\text{ос}} \approx K_{e\text{бос}} / F$ , т. е. коэффициент передачи по ЭДС системы с ОС в  $F$  раз меньше коэффициента передачи этой системы с выключенной ОС (без ОС). Отсюда следует, что отрицательная ОС ( $F > 1$ ) уменьшает коэффициент усиления усилителя.

При глубокой ОС ( $F \gg 1$ ) можно полагать  $F = 1 - \beta \dot{D} \approx -\beta \dot{D}$  и, следовательно,  $K_{e\text{ос}} \approx K_{e3} \dot{D} \dot{Z}_{42} / (-\beta \dot{D}) = -K_{e3} \dot{Z}_{42} / \beta$ . Таким образом, коэффициент передачи усилителя по ЭДС фактически не зависит от усилительной способности его каскадов. Конечно, усиление каскадов при этом должно быть выбрано таким, чтобы выполнялось условие  $F \gg 1$ . Практическая ценность этого свойства усилителя с глубокой ОС заключается в том, что некоторые изменения усиления каскадов не изменяют усиления усилителя в целом.

Учитывая сказанное, нетрудно предположить, что введение глубокой ОС позволяет повысить стабильность коэффициента передачи усилителя (он мало зависит от таких внешних факторов, как замена элементов каскада, изменение температуры окру-

жающей среды и напряжения источников питания, старение элементов и др.) и уменьшить линейные и нелинейные искажения.

Нетрудно получить следующие соотношения для количественной оценки влияния ОС на *стабильность коэффициента передачи*:

$$\Delta K_{eOC} / K_{eOC} \leq (\Delta K_{eбOC} / K_{eбOC}) / F,$$

*коэффициента амплитудно-частотных искажений*:

$$M_{OC} \cong 1 + (M_{бOC} - 1) / F,$$

*и на затухание нелинейности по  $n$ -й гармонике*:

$$A_{nOC} \approx A_{nбOC} + 20 \lg F.$$

Таким образом, введение ОС позволяет не менее чем в  $F$  раз улучшить ряд важных параметров усилителя.

Отмеченные результаты в принципе относятся как к общей, так и к местной (МОС) обратной связи. Однако использование общей ОС в большинстве случаев более эффективно, чем МОС. Это можно показать, например, если оценить влияние ОС на неустойчивость коэффициента усиления, которая в принципе определяется неустойчивостью всех каскадов. Предположим, что в  $n$ -каскадном усилителе усиление  $i$ -го каскада по напряжению равно  $K_{ki}$  и все каскады обладают одинаковой относительной неустойчивостью усиления по напряжению, т. е.

$$\Delta K_{ki} / K_{ki} = \Delta K_{kj} / K_{kj} = \vartheta, \quad i, j = \overline{1, n}.$$

Тогда максимально увеличенное из-за неустойчивости значение коэффициента усиления по напряжению усилителя в целом равно

$$K_y (1 + \vartheta_y) = \prod_{i=1}^n K_{ki} (1 + \vartheta)^n \Big|_{\vartheta_k \ll 1} \approx \left( \prod_{i=1}^n K_{ki} \right) (1 + n \vartheta_k).$$

Неравенство  $\vartheta_k \ll 1$  является условием относительно небольшой неустойчивости отдельных каскадов, которое выполняется в реальных усилителях. В этом случае неустойчивость коэффициента усиления усилителя определится как  $\vartheta_y \approx n \vartheta_k$ , поскольку

$K_y = \prod_{i=1}^n K_{ki}$ . Предположим теперь, что в усилитель вводится общая

ОС с возвратной разностью  $F_{оОС}$ . Это приведет к снижению относительной неустойчивости коэффициента усиления по крайней мере в  $F_{оОС}$  раз ( $\vartheta_{yoOC} = \vartheta_y / F_{оОС}$ ), так и самого усиления ( $K_{yoOC} = K_y / F_{оОС}$ ). Попытаемся достигнуть такого же снижения не-



стабильности введением в каждый каскад МОС с возвратной разностью  $F_{\text{МОС}}$ . Тогда  $\vartheta_{\text{кМОС}} = \vartheta_{\text{к}}/F_{\text{МОС}}$  и  $\theta_{\text{уМОС}} = n \vartheta_{\text{к}}/F_{\text{МОС}} = \theta_{\text{у}}/F_{\text{МОС}}$ . Однако при этом коэффициент усиления усилителя снизится до значения  $K_{\text{уМОС}} = \frac{1}{F_{\text{МОС}}} \prod_{i=1}^n \frac{K_{\text{ки}}}{F_{\text{МОС}}} = K_{\text{у}}/F_{\text{МОС}}^n$ , т. е. в  $F^n$  раз.

Положим, что относительные нестабильности коэффициента усиления усилителя одинаковы как при использовании ООС, так и при использовании МОС. Тогда  $\theta_{\text{уООС}} = \theta_{\text{уМОС}} = \theta_{\text{у}}/F_{\text{ООС}} = \theta_{\text{у}}/F_{\text{МОС}}$  и  $F_{\text{ООС}} = F_{\text{МОС}} = F$ . Очевидно, что при этих условиях усиление усилителя с МОС будет существенно меньше, чем с оОС. Проигрыш в усилении составит

$$K_{\text{уООС}}/K_{\text{уМОС}} = (K_{\text{у}}/F_{\text{ООС}})/(K_{\text{у}}/F_{\text{МОС}}^n) = F^{n-1}.$$

Например, в трехкаскадном усилителе ( $n=3$ ) снижение нестабильности коэффициента усиления только в 10 раз ( $F=10$ ) с помощью МОС заставит дополнительно увеличить усиление каскадов в  $10^{3-1}=100$  раз или усиление каждого каскада в  $\sqrt[3]{100} \approx 4,7$  раза.

*Входное сопротивление усилителя с обратной связью  $\dot{Z}_{\text{нОС}}$ , т. е. сопротивление, измеренное на некоторой паре клемм  $n-n$  в сторону схемы, может быть определено по так называемой формуле Блекмана:*

$$\dot{Z}_{\text{нОС}} = \dot{Z}_{\text{н0}} \dot{F}_n(0)/\dot{F}_n(\infty),$$

где  $\dot{Z}_{\text{н0}}$  — входное сопротивление на тех же клеммах, но при выключенной ОС (пассивное входное сопротивление),  $\dot{F}_n(0)$  и  $\dot{F}_n(\infty)$  — возвратные разности, характеризующие ОС в данной схеме при коротком замыкании (КЗ) и холостом ходе (ХХ) клемм  $n-n$ , на которых определяется входное сопротивление.

Из формулы Блекмана следует, что входное  $\dot{Z}_{\text{1ОС}}$  и выходное  $\dot{Z}_{\text{2ОС}}$  сопротивления усилителя с глубокой ( $F \gg 1$ ) комбинированной относительно входных и выходных зажимов ОС ( $F_1(0) \neq 1$ ,  $F_1(\infty) \neq 1$ ;  $F_2(0) \neq 1$ ,  $F_2(\infty) \neq 1$ ) определяются следующими соотношениями:

$$\dot{Z}_{\text{1ОС}} \approx \dot{Z}_{\text{10}} \dot{\beta}_1(0)/\dot{\beta}_1(\infty); \quad \dot{Z}_{\text{2ОС}} \approx \dot{Z}_{\text{20}} \dot{\beta}_2(0)/\dot{\beta}_2(\infty).$$

Таким образом, входное и выходное сопротивления такого усилителя оказываются фактически независимыми от проводимости передачи усилителя  $D$ . Это обстоятельство оказывается весьма ценным, поскольку параметр  $D$  характеризуется в первую очередь параметрами усилительных элементов усилителя, кото-

рые, как уже отмечалось, гораздо сильнее пассивных элементов подвержены воздействию дестабилизирующих факторов (изменение температуры окружающей среды, напряжения питания и др.). Следовательно, можно говорить о стабилизации входного и выходного сопротивлений усилителя, что позволяет сохранять в процессе его эксплуатации хорошее согласование с сопротивлениями источника сигнала и нагрузки.

Из формулы Блекмана с учетом сведений, приведенных в табл. 6.1, также следует, что параллельная ОС приводит к уменьшению пассивного сопротивления усилителя, а последовательная ОС — к его увеличению.

Таким образом, с помощью ОС можно управлять входным и выходным сопротивлениями усилителя, не расходуя мощности усиливаемого сигнала, что всегда имеет место при управлении этими сопротивлениями с помощью шунтов и последовательно включаемых резисторов, причем чем глубже ОС, тем меньше потери мощности усиливаемого сигнала. При этом обеспечиваются незначительное снижение защищенности сигнала от собственных помех усилителя и почти полная отдача усиленного сигнала в нагрузку. Последнее при прочих равных условиях позволяет или увеличить выходную неискаженную мощность, или снизить нелинейные искажения в усилителе, или, наконец, уменьшить мощность, потребляемую усилителем от источника питания.

Как следует из отмеченного выше, наилучшие показатели усилителей удается получить при введении комбинированной общей ОС. Чаще всего последняя реализуется при использовании в качестве входных и выходных устройств трансформаторных дифференциальных систем (рис. 6.19).

Усилитель с комбинированной относительно входных и выходных зажимов ОС часто называют усилителем с *общей мостовой ОС*. Такое название связано с тем, что входное и выходное устройства являются мостовыми схемами. Плечами входной мостовой схемы служат рабочая  $w_{p1}$  и балансная  $w_{b1}$  обмотки трансформатора  $Tr_1$ , а также входное сопротивление  $Z_{вх D}$   $D$ -цепи и балансное сопротивление  $R_{b1}$ . В диагонали этой схемы включены источник сигнала с сопротивлением  $R_c$  и выход четырехполюсника общей ОС с сопротивлением  $Z_{b6}$ . Плечами выходной мостовой схемы являются рабочая  $w_{p2}$  и балансная  $w_{b2}$  обмотки трансформатора  $Tr_2$ , а также выходное сопротивление  $Z_{вых D}$ -цепи и балансное сопротивление  $R_{b2}$ . В диагонали этой схемы включены сопротивление нагрузки  $R_n$  и вход четырехполюсника общей ОС с сопротивлением  $Z_{b5}$ .

Анализ дифференциальных систем в условиях действия глубокой ОС показывает, что их можно полагать сбалансированными,

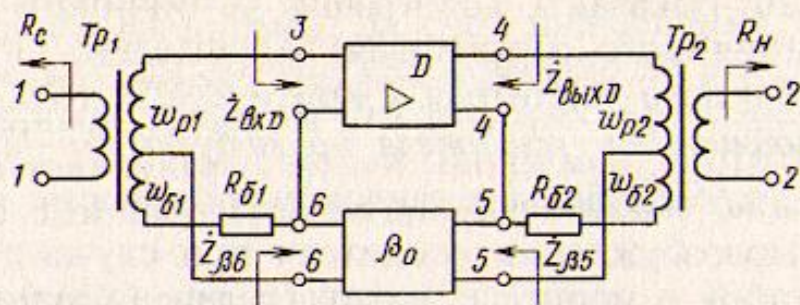


Рис. 6.19. Усилитель с общей ОС мостового типа

т. е. считать, что в них энергия не передается от внешних цепей в пассивную цепь ОС (отсутствует электрическая связь между парами контактов  $1-1$  и  $6-6$ , а также  $2-2$  и  $5-5$ ), а кроме того, согласованными с сопротивлениями, подключаемыми к любой паре контактов трансформатора. Как правило, число витков в рабочих обмотках на порядок больше числа витков в балансных обмотках, что обеспечивает минимум затухания в направлении передачи усиленного сигнала в нагрузку.

Следует также отметить, что если сделать четырехполюсник общей ОС  $\beta_0$  частотно-зависимым, то это позволит получить необходимую частотную зависимость коэффициента усиления без ухудшения согласования с внешними цепями и увеличения потерь энергии усиливаемого сигнала. Очевидно, что изменение  $\beta_0$  позволит осуществить регулировку коэффициента усиления при сохранении отмеченных выше свойств. Это широко используется в усилителях, работающих на проводных линиях связи, параметры которых, как известно, частотно-зависимы и изменяются во времени.

Завершая анализ схем усилителей с ОС, необходимо обратить внимание на следующее обстоятельство.

Усилители с ОС представляют собой активную замкнутую систему (см. рис. 6.16), в которой при определенных условиях могут возникать автоколебания. В этом случае говорят о *самовозбуждении* усилителя или о потере им устойчивости, что крайне нежелательно, поскольку приводит к потере связи.

Как правило, усилители СП можно считать квазилинейными системами, для которых выявление условий самовозбуждения наиболее просто и наглядно осуществлять с помощью *критерия Найквиста*. Этот критерий формулируется следующим образом: усилитель, устойчивый при разомкнутой петле ОС, сохранит свою устойчивость и при ее замыкании, если годограф коэффициента передачи напряжения по петле  $K_{\text{н}}$  данной ОС не охватывает точку с координатами  $1,0$  (критическую точку). Под *годографом* понимается траектория конца вектора  $K_{\text{н}}$  при изменении частоты в общем случае от  $-\infty$  до  $+\infty$ .

На рис. 6.20 показаны годографы устойчивого (сплошная линия) и неустойчивого (штриховая) усилителей. Степень приближения устойчивого усилителя к критической точке определяют запасы устойчивости усилителя по модулю  $x = -20 \lg |K_{ny}|$  и фазе  $y = \arg K_{ny} / \pi$ . Чем больше запасы устойчивости, тем меньше вероятность самовозбуждения усилителя при случайном изменении его параметров в процессе эксплуатации. Обычно в групповых усилителях принимают  $x = 5 \dots 15$  дБ, а  $y = (1/12) - (1/6)$ . При этом опасность самовозбуждения усилителя возрастает с увеличением глубины ОС.

Если учесть АЧХ (см. рис. 6.3) и ФЧХ (см. рис. 6.13) одиночного каскада с ОЭ, охваченного МОС (см. рис. 6.12), то его годограф примет вид, показанный на рис. 6.21. Действительно, в области средних частот фаза коэффициента передачи по напряжению равна  $\pi$ , а усиление максимально; при понижении частоты петлевое усиление упадет до нуля, а фаза изменится на  $\pi + \pi/2 = -\pi/2$ ; при повышении частоты петлевое усиление также в конечном счете снизится до нуля, а фаза изменится на  $\pi - \pi/2 = \pi/2$ . Таким образом, одиночный каскад с ОЭ, охваченный ОС, всегда будет устойчив.

Многокаскадный же усилитель с общей ОС в большинстве практических случаев окажется неустойчивым, если не будут приняты специальные меры по обеспечению его устойчивости. Эти меры сводятся к формированию медленно (плавно) спадающих частотных характеристик петлевого усиления за пределами рабочего диапазона частот (при этом часто говорят о формировании НЧ- и ВЧ-среза).

Формирование НЧ-среза обеспечивается:

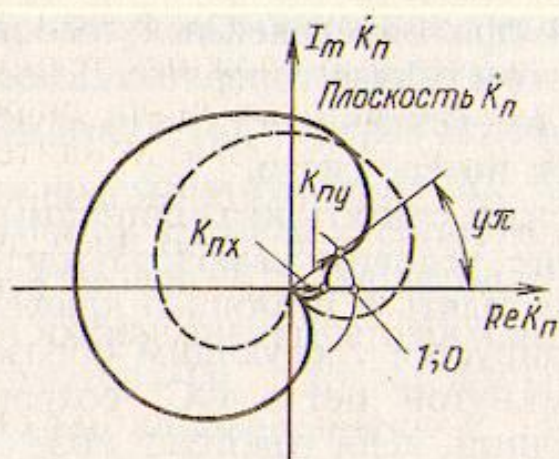


Рис. 6.20. Годографы устойчивого (сплошная линия) и неустойчивого (штриховая линия) усилителей

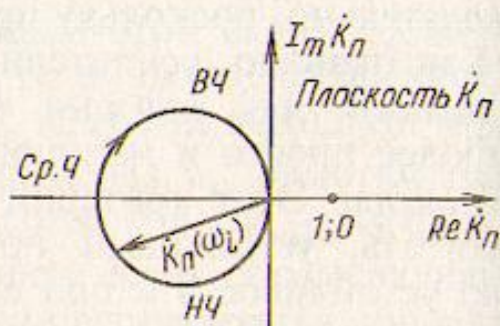


Рис. 6.21. Годограф однокаскадного усилителя, охваченного ОС

минимизацией в схеме усилителя разделительных и блокирующих емкостей (например, за счет применения непосредственной связи между каскадами, как показано на рис. 6.10);

оптимальным выбором постоянных времени всех разделительных и блокирующих цепей (например, соответствующим выбором значений емкостей разделительных и блокирующих конденсаторов).

ВЧ-срез формируется путем:

выбора более высокочастотных усилительных элементов;

обеспечения прохождения высокочастотных сигналов по петле ОС с наименьшим затуханием и по наикратчайшему пути (например, за счет блокирования продольных ветвей  $\beta$ -цепи конденсаторами малой емкости);

рационального монтажа усилителя, при котором минимизируются паразитные реактивности;

использования в межкаскадных цепях и цепях МОС частотно-зависимых корректирующих двухполюсников, обеспечивающих устранение избыточного усиления  $D$ -цепи, и др.

В результате указанных мероприятий удастся реализовать усилитель с глубиной общей ОС до 35...40 дБ.

### Особенности построения усилителей на интегральных схемах

Усилители на интегральных схемах (ИС) обладают рядом известных достоинств: высокой надежностью, небольшими габаритными размерами, малым потреблением энергии, хорошей повторяемостью параметров от образца к образцу и др. Однако их широкое применение в СП сдерживается рядом причин (недостаточно высокие частотные свойства каскадов усиления, относительно высокая стоимость и др.).

При изготовлении активных (транзисторы, диоды, стабилитроны и пр.) и пассивных (резисторы, конденсаторы и пр.) элементов ИС используют целый ряд достаточно сложных технологических операций: литографию, травление, окисление, диффузию, эпитаксию, нанесение пленок и др. В качестве усилительных элементов в ИС наиболее часто используют биполярный транзистор структуры  $n-p-n$  и МДП-транзистор. В последнем случае достигается более высокая степень интеграции, но существенно меньше предельная рабочая частота (до нескольких десятков мегагерц).

При разработке ИС общее число пассивных элементов стремятся по возможности уменьшить, заменив их транзисторными структурами, технология изготовления которых проще и лучше отработана. Так, в ИС часто применяют специальные схемные решения, позволяющие благодаря использованию дополнитель-

ных транзисторов решить ряд задач, например: уменьшить сопротивления реальных резисторов, избавиться от фильтрующих и развязывающих конденсаторов, обеспечить малую температурную зависимость постоянных токов и т. д. В качестве примера можно назвать следующие базовые структуры ИС, подробно рассмотренные в [5]: схемы стабилизации режима по постоянному току, схемы – источники опорного напряжения, активные нагрузки, схемы сдвига уровня постоянного напряжения и др.

При разработке принципиальных схем интегральных усилителей стремятся исключить согласующие и выходные трансформаторы и минимизировать число конденсаторов, поскольку их реализация в интегральном исполнении крайне затруднена, а также использовать непосредственную связь между каскадами (см. рис. 6.10). Условные обозначения различных типов усилителей в интегральном исполнении (помимо номера серии и порядкового номера разработки) имеют вид: УВ – высокой частоты, УН – низкой частоты, УР – промежуточной частоты, УИ – импульсных сигналов, УК – широкополосные, включая видеоусилители, УД – операционные и дифференциальные, УТ – постоянного тока, УЕ – повторители, УП – прочие.

Наиболее высокую степень интеграции из усилительных ИС имеют так называемые схемы *операционных усилителей (ОУ)*, которые благодаря высоким качественным показателям превратились в универсальные устройства для построения разнообразных узлов радиоэлектронной аппаратуры. Отметим некоторые параметры ОУ: коэффициент усиления по напряжению более 100 дБ; рабочая полоса частот от нуля до сотен мегагерц; входное сопротивление от десятков килоом до десятков мегом; выходное сопротивление порядка сотен ом; неискаженная мощность от десятков милливольт до единиц ватт.

Обычно ОУ состоят из нескольких дифференциальных каскадов и относительно мощного бестрансформаторного двухтактного выходного каскада. Иногда между дифференциальным усилителем (ДУ) и усилителем мощности (УМ) включается устройство, осуществляющее переход от двухфазного сигнала к однофазному (УП). На рис. 6.22 показана структурная схема ОУ и знаками "+" и "-" отмечены фазы напряжений усиливаемых сигналов. Видно, что фазы сигналов на входе 1 и выходе совпали. В этом случае вход называют *прямым* относительно выхода. Фазы сигналов на выходе и входе 2 противоположны, вследствие чего такой вход называют *инверсным*.

*Дифференциальный каскад* является наиболее распространенным каскадом предварительного усиления. Упрощенная схема дифференциального каскада, который может использоваться в качестве ДУ в схеме ОУ (см. рис. 6.22), представлена на рис. 6.23.

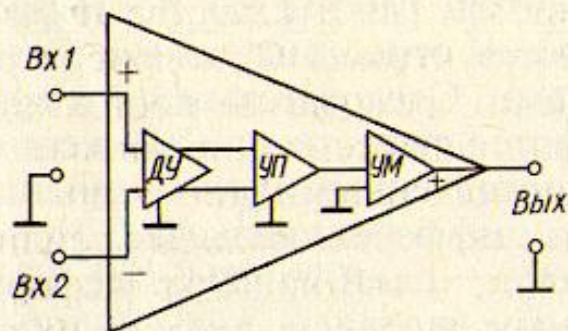


Рис. 6.22. Операционный усилитель

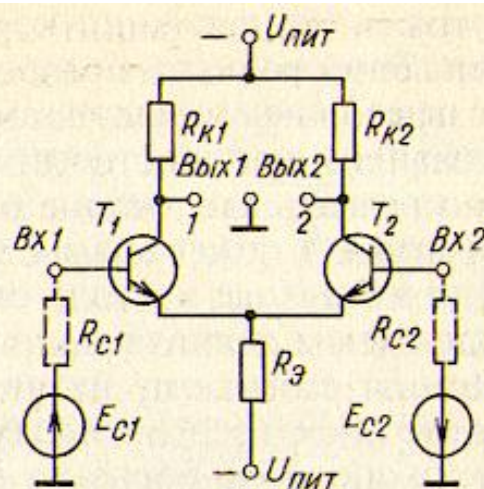


Рис. 6.23. Упрощенная схема дифференциального каскада (ДУ)

Каскад питается от двухполярного источника постоянного напряжения (источника питания), имеющего среднюю точку, подсоединенную к базам транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  через источники усиливаемых сигналов ( $E_{c1}$ ,  $R_{c1}$  и  $E_{c2}$ ,  $R_{c2}$ ), т. е. эти источники должны пропускать постоянный ток. Идеальный каскад симметричен относительно вертикальной оси, т. е. параметры транзистора  $T_1$  равны соответствующим параметрам транзистора  $T_2$ , сопротивления резисторов  $R_{к1}$  и  $R_{к2}$  равны между собой, а к обоим входам (Вх 1 и Вх 2) должны подключаться одинаковые источники усиливаемых сигналов, ЭДС которых, однако, должны быть в противофазе. Если имеется только один источник усиливаемого сигнала, второй вход каскада по постоянному току соединяется со средней точкой источника питания.

Для обеспечения высокой стабильности режима по постоянному току двухполюсник  $R_E$  выполняется в виде специальной схемы, называемой *генератором стабильного тока* (ГСТ), сопротивление которого постоянному току стремится к нулю, а переменному току — к бесконечности.

Входное сопротивление каскада со стороны входа 1 (или входа 2)  $R_{вх} = 2h_{11э} + R_c$ . Коэффициент передачи по ЭДС от входа 1 к выходу 1  $K_{e11} = h_{21э} R_k / 2 (h_{11э} + R_c)$ , а от входа 1 к выходу 2  $K_{e12} = -K_{e11}$ .

Очевидно, дифференциальный коэффициент передачи каскада по ЭДС, определяемый как  $K_{елиф} = U_{12} / E_c$  ( $U_{12}$  — выходное напряжение между коллекторами транзисторов, т. е. между точками 1 и 2 на рис. 6.23), будет равен  $K_{елиф} = h_{21э} R_k / (h_{11э} + R_c)$ .

Замечательной особенностью дифференциального каскада является способность усиливать *дифференциальные сигналы* (напряжения которых на входах каскада равны по величине и противоположны по фазе, как показано на рис. 6.23) и подавлять

*синфазные* (напряжения которых на входах равны по величине и фазе). Это свойство позволяет широко использовать межкаскадные цепи с непосредственной связью, так как возмущения, обусловленные нестабильностью режимов работы по постоянному току предыдущих каскадов, являются относительно входов данного каскада синфазными сигналами. Следовательно, эти возмущения на выходе каскада оказываются существенно сниженными (в идеальном каскаде полностью подавленными) по сравнению с полезным сигналом, являющимся дифференциальным. Использование дифференциальных каскадов — один из наиболее эффективных способов борьбы с известным явлением, получившим название "дрейфа нуля" усилителя.

В *двухтактных выходных каскадах*, т. е. в УМ (см. рис. 6.22), применяются транзисторы как с одинаковыми, так и с противоположными типами проводимости. В последнем случае транзисторы образуют так называемые *комплементарные пары* (все параметры транзисторов пары, кроме типа проводимости, одинаковы), использование которых позволяет снизить нелинейные искажения. На рис. 6.24 показана упрощенная схема УМ на комплементарной паре.

Освоен выпуск различных типов ОУ специального назначения, например:

прецизионные, обладающие очень большим коэффициентом усиления, малым уровнем дрейфа нуля и шумов;

быстродействующие, позволяющие усиливать широкополосные и импульсные сигналы со скоростью нарастания выходного напряжения 50 В/мкс и более;

микромощные, потребляющие от источников питания ток менее 0,1 мА;

мощные и высоковольтные, имеющие выходные токи до 1 А и способные работать от "высоковольтных" источников (до  $\pm 27$  В), и др.

Следует иметь в виду, что усилитель на ИС содержит собственно интегральную схему (или схемы), источник питания и внешние цепи, которые в основном используются для введения ОС и коррекции частотных характеристик усилителя. В качестве примера на рис. 6.25 приведены структурные схемы ОУ с различными видами ОС. На рис. 6.25, *а* показана схема усилителя напряжения с ОС, последовательной по входу и параллельной по выходу. Схема имеет высокое входное сопротивление и низкое выходное, а коэффициент передачи по напряжению  $K = U_2/U_1 \approx 1 + Z_2/Z_1$ . На рис. 6.25, *б* представлена схема усилителя тока с ОС, параллельной по входу и последовательной по выходу. Эта схема имеет низкое входное сопротивление и высокое выходное, а коэффициент передачи по току



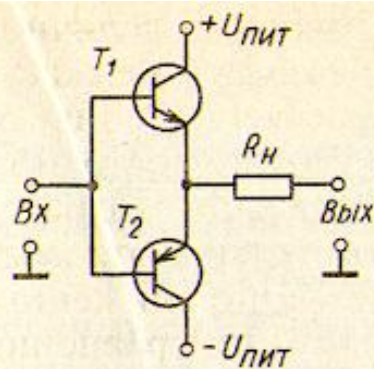


Рис. 6.24. Схема двухтактного выходного каскада (УМ) на комплементарной паре

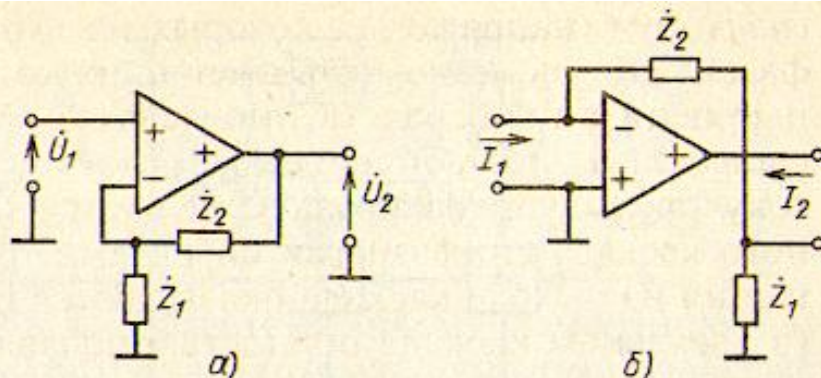


Рис. 6.25. Схемы операционных усилителей: а – усилитель напряжения с последовательной по входу и параллельной по выходу ОС; б – усилитель тока с параллельной по входу и последовательной по выходу ОС

$\dot{K}_r = \dot{I}_2 / \dot{I}_1 \approx \dot{Z}_2 / \dot{Z}_1$ . Корректирующие цепи вводятся в основном для обеспечения устойчивости усилителя в области высоких частот. На других частотах в коррекции нет особой необходимости, так как коэффициент передачи усилителей на ИС в рабочем диапазоне частот и ниже его (вплоть до нулевой частоты) практически неизменен, что гарантирует отсутствие возможности захвата критической точки низкочастотной частью годографа.

### Специальные типы усилителей

В различных узлах оборудования СП требуется применение усилителей, имеющих ряд существенных особенностей по сравнению с групповыми усилителями, на которые обращалось основное внимание выше. Рассмотрим принципы построения некоторых типов специальных усилителей.

*Усилители постоянного тока (УПТ)* используются для усиления медленно изменяющихся сигналов в устройствах электропитания, автоматического регулирования, измерения и т. д. Благодаря непосредственным связям между каскадами коэффициент усиления УПТ практически равен номинальному даже при  $f_n = 0$ . Под влиянием температуры и колебаний напряжения питания происходит медленное самопроизвольное изменение (дрейф) исходного (нулевого) выходного напряжения.

По способу компенсации дрейфа различают усилители с непосредственными связями (УПТ-НС), усилители с преобразованием сигнала (УПТ-Пр) и усилители с периодической компенсацией дрейфа нуля (УПТ-К). В УПТ-НС уровень дрейфа снижается за счет использования балансных и дифференциальных каскадов. В УПТ-К для компенсации дрейфа нуля используется некоторый запоминающий элемент (например, конденсатор), на котором запоминается напряжение, соответствующее сдвигу нуля в момент компенсации, а затем этот элемент периодически под-

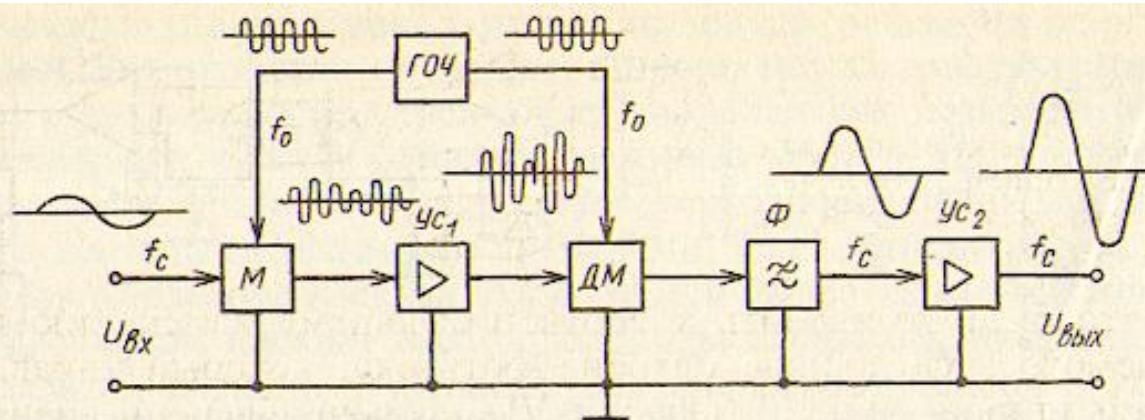


Рис. 6.26. Структурная схема усилителя постоянного тока с преобразованием сигнала УПТ-Пр

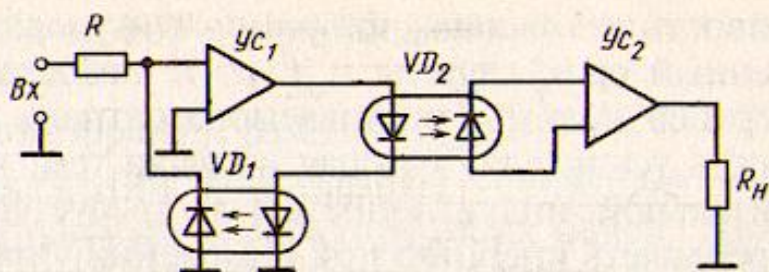
ключается ко входному каскаду со знаком, противоположным сдвигу. При повышенных требованиях к стабильности выходного напряжения используются усилители УПТ-Пр, преобразующие сигналы постоянного тока или медленно меняющиеся сигналы в напряжение сравнительно высокой частоты (до десятков килогерц), которые достаточно просто усилить без внесения дополнительных искажений.

Структурная схема усилителя УПТ-Пр с использованием модулятора (М) и демодулятора (ДМ) балансного типа приведена на рис. 6.26. Усиливаемый сигнал и сигнал опорной частоты  $f_0$  от генератора опорной частоты (ГОЧ) поступают на модулятор, на выходе которого формируется амплитудно-модулированный сигнал, содержащий частоты  $f_0 \pm f_c$ . Модулированный сигнал усиливается усилителем  $Ус_1$  с коэффициентом усиления  $K_1$ . После демодуляции с помощью фильтра (Ф) выделяется усиленный исходный сигнал. Если на выходе фильтра не обеспечивается необходимая мощность сигнала, то включают дополнительный усилитель  $Ус_2$  с коэффициентом усиления  $K_2$  (обычно УПТ-НС).

Таким образом, в УПТ-Пр усиление на постоянном токе заменяется бездрейфовым усилением на переменном токе. Если выбрать  $K_1 \gg K_2$ , то величиной дрейфа, вносимой усилителем  $Ус_2$ , можно пренебречь. Дрейф будет в основном определяться нестабильностью параметров модулятора и демодулятора и в современных схемах может быть доведен до десятых и сотых долей микровольт на градус.

В УПТ для гальванической развязки каскадов и вспомогательных цепей (например, цепей внешней ОС) могут использоваться оптронные пары, содержащие пару "светодиод - фотодиод". Возможный вариант применения оптронов для межкаскадной связи и в цепи внешней ОС в усилителе, выполненном на ОУ, показан на рис. 6.27. Оptron является элементом связи между ступенями усиления  $Ус_1$  и  $Ус_2$ . Ток, протекающий через светодиод оптрона  $VD_2$ , вызывает изменение яркости его свече-

Рис. 6.27. Схема усилителя с использованием оптронов для межкаскадной связи и в цепи внешней ОС



ния, что будет приводить к соответствующему изменению возбуждаемого в фотодиоде оптрона фототока, который управляет работой второй ступени. Оптрон  $VD_1$  включен в цепь внешней ОС первой ступени усиления, которая в силу нелинейных свойств оптрона также является нелинейной. Наличие такой ОС, глубина которой определяется параметрами оптрона и других пассивных элементов этой цепи, позволяет линеаризировать амплитудную характеристику, повысить динамический диапазон и уменьшить дрейф нуля.

Для усиления сигналов в узкой полосе частот используются *избирательные усилители*, которые часто называют *резонансными*. В таких усилителях в цепи ОС или межкаскадные цепи включают индуктивно-емкостные  $LC$ -контуры или (в области относительно НЧ) резистивно-емкостные  $RC$ -цепи. Если, например, в цепь ОС усилителя (см. рис. 6.16) включить мостовую схему Скотта (рис. 6.28), то на частоте баланса моста ( $f_0$ ) глубина ОС будет стремиться к нулю, и усиление усилителя возрастет до максимально возможного значения. Изменяя сопротивления в схеме моста, легко изменять  $f_0$ , а путем выбора добротности моста и коэффициента передачи усилителя можно добиться требуемой полосы пропускания.

Для усиления НЧ и получения значительной выходной мощности (до десятков и сотен ватт) применяются *магнитные усилители* (МУ). В таких усилителях используется нелинейная зависимость индуктивного сопротивления ферромагнитного сердечника от напряженности магнитного поля при дополнительном подмагничивании сердечника постоянным током. Основой МУ является так называемый дроссель насыщения — ферромагнитный сердечник с одной или несколькими обмотками. Простота конструкции определяет высокие эксплуатационные качества: устой-

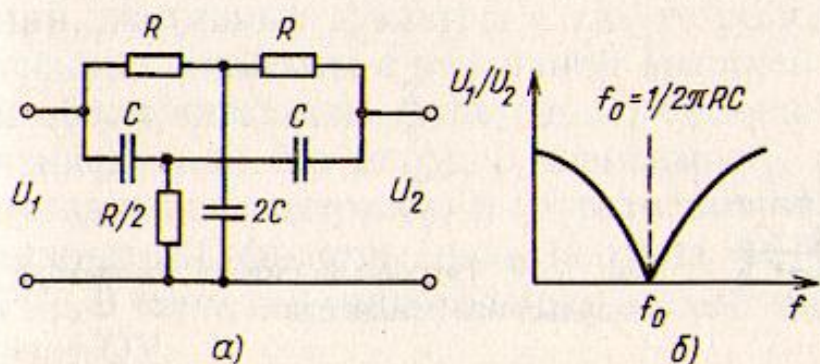


Рис. 6.28. Мостовая схема Скотта (а) и ее частотная характеристика (б)

чивость к тряскам, вибрациям и ударам, практически неограниченный срок службы и т. п. К недостаткам помимо ограничения верхней частоты усиливаемого сигнала можно отнести инерционность усилителя, которая вызвана тем, что обмотки обладают значительной индуктивностью и требуется некоторое время, чтобы преодолеть инерцию при изменении управляющего сигнала.

Линейные усилители импульсных сигналов должны в процессе усиления воспроизводить форму импульсного сигнала с минимальными искажениями. Спектр импульсных сигналов может простираться от единиц герц до сотен мегагерц. Поэтому усилители импульсных сигналов должны быть широкополосными. Типичный сигнал на выходе такого усилителя, когда на вход подан сигнал прямоугольной формы, приведен на рис. 6.29. Для оценки возможности применения усилителя для передачи импульсов заданной формы и длительности пользуются понятиями искажений в области малых (искажения фронтов) и больших (искажения вершины импульса) времен. Для нормирования искажений установлены следующие определения:

$t_3$  — длительность фронта импульса, равная отрезку времени (в области малых времен), в течение которого выходной сигнал изменяется от 0,1 до 0,9 своей нормированной величины (ей соответствует  $y = U_{\text{вых}} / U_{\text{норм}} = 1$ ), т. е.  $t_{\phi} = t_{(0,9)} - t_{(0,1)}$ ;

$t$  — время задержки, равное отрезку времени от момента появления сигнала на входе усилителя до момента достижения половины выходного нормированного значения;

$\delta_{\phi}$  — выброс на переднем фронте, определяемый как разность между максимальным значением выходного сигнала в области малых времен и его нормированным значением, т. е.  $\delta_{\phi} = (y_{\text{max}} - 1) \cdot 100\%$ ;

$\Delta$  — спад (подъем) импульса, определяемый как относительная разность между нормированным значением выходного сиг-

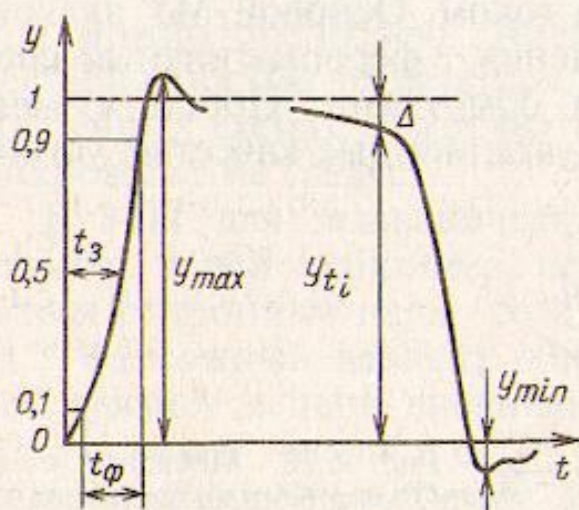


Рис. 6.29. Типичный сигнал на выходе импульсного усилителя

нала и его текущим значением в области больших времен, т. е.  
 $\Delta = (1 - y_n) \cdot 100\%$ ;

$\delta_{\text{обр}}$  – выброс на обратном фронте, равный  $y_{\text{min}} \cdot 100\%$ .

Обеспечение малых искажений в указанных усилителях достигается включением специальных корректирующих цепей. При этом следует иметь в виду, что характеристики усилителя в области НЧ отражают его поведение в области больших времен, т. е. определяют форму плоской вершины импульса, а характеристики в области ВЧ – поведение усилителя в области малых времен, т. е. определяют длительность фронтов импульсов. Таким образом, при расширении полосы пропускания усилителя в сторону НЧ уменьшаются искажения вершины импульса, а при расширении полосы пропускания в сторону ВЧ уменьшаются искажения фронтов импульса.

*Усилители для волоконно-оптических систем передачи* (ВОСП) входят в состав передающих и приемных модулей, а также регенераторов, устанавливаемых в линии для компенсации потерь энергии света в волоконно-оптическом кабеле (ВОК). На современном этапе в указанных узлах аппаратуры применяются электронные усилители. В модуле передатчика, состоящего из модулятора, электронного усилителя, полупроводникового лазера или светодиода (СД), входной электрический сигнал преобразуется в световой поток, поступающий в линию. Электронный усилитель в данном случае обеспечивает усиление сигнала до уровня, необходимого для эффективного и неискаженного преобразования лазером (или СД) электрической энергии усиливаемого сигнала в световую энергию. В модуле приемника оптический (световой) сигнал с помощью фотодиода (ФД) преобразуется в электрический сигнал, который поступает на вход предварительного малошумящего электронного усилителя, создающего оптимальные условия работы детектора. После детектирования сигнал поступает на усилитель НЧ, с выхода которого – на окончательное устройство.

В принципе к усилителям специального назначения можно отнести и так называемые *активные фильтры*, находящие все более широкое распространение в радиоэлектронном оборудовании. Активные фильтры – это устройства, содержащие усилительные элементы с различной внешней частотно-зависимой ОС и обеспечивающие фильтрацию сигналов с одновременным усилением (или без него). В зависимости от полос пропускания и подавления (задержки) и их размещения в частотной области активные RC-фильтры разделяют на ФНЧ, ФВЧ, а также ПФ и РФ. В качестве усилительных элементов наиболее часто используют ОУ.

## Требования и классификация

В многоканальных СП с ЧРК перенос первичных сигналов в соответствующие частотные области линейного сигнала на передаче и обратный — на приеме осуществляется посредством преобразователей частот. В большинстве случаев это амплитудные модуляторы, нелинейными элементами которых являются полупроводниковые диоды, транзисторы, а также микросборки этих элементов. В качестве переносчика обычно используется синусоидальный сигнал (сигнал несущей частоты  $\omega$ ), полезным выходным сигналом преобразователя считаются верхняя и нижняя боковые полосы (частотные составляющие вида  $\omega \pm \Omega_i$ , где  $\Omega_i$  — составляющая преобразуемого сигнала). Другие составляющие выходного сигнала должны отсутствовать или быть по возможности меньше, так как их проникновение в групповой тракт вызывает возрастание нелинейных помех в каналах СП.

Рабочее затухание преобразователя  $A_p$  характеризует потерю мощности преобразуемого сигнала и определяется по формуле

$$A_p = 10 \lg (P_\Omega / P_{\omega \pm \Omega}), \quad (6.1)$$

где  $P_\Omega$  — мощность, которую источник преобразуемого сигнала может отдать в согласованную с ним нагрузку;  $P_{\omega \pm \Omega}$  — мощность сигнала боковой частоты (верхней или нижней), выделяемая в нагрузку преобразователя. *Частотной характеристикой* (ЧХ) преобразователя называют зависимость  $A_p$  от частоты преобразуемого сигнала; *амплитудной характеристикой* (АХ) — зависимость  $A_p$  от уровня преобразуемого сигнала.

Преобразователь не вносит нелинейных искажений, если на его выходе присутствуют только полезные составляющие (вида  $\omega \pm \Omega_i$ ). Однако в реальных случаях на выходе преобразователя всегда есть ряд паразитных составляющих, наиболее опасными из которых считаются те, которые близки по частоте к составляющим полезного сигнала. Это обычно остаток сигнала несущей частоты  $\omega$ , составляющие исходного (непреобразованного) сигнала  $\Omega_i$ , комбинационные частоты IV порядка  $\omega \pm 3\Omega_i$ , а также продукты паразитной модуляции полезных составляющих пульсацией питающего напряжения. Наличие каких-либо из указанных продуктов на выходе преобразователя указывает на его нелинейные искажения, количественная оценка которых осуществляется по величине затухания нелинейности соответствующего паразитного продукта, например:  $A_{\text{нп}(\omega \pm 3\Omega)} = 10 \lg (P_{\omega \pm \Omega} / P_{\omega \pm 3\Omega})$ ,

где  $P_{\omega \pm \Omega}$  — номинальная мощность полезной составляющей в нагрузке преобразователя (соответствующая измерительному уровню в данной точке тракта), а  $P_{\omega \pm 3\Omega}$  — мощность в нагрузке данного паразитного продукта.

К преобразователям предъявляются требования по коэффициенту несогласованности входного и выходного сопротивлений  $Z_{\text{пр}}$  с номинальным сопротивлением тракта  $R_0$   $\delta = |Z_{\text{пр}} - R_0| / |Z_{\text{пр}} + R_0|$ . Параметры преобразователя должны обладать определенной стабильностью. Прежде всего это относится к его рабочему затуханию, которое должно достаточно мало изменяться под воздействием таких факторов, как изменения уровня несущего сигнала и температуры окружающей среды.

Преобразователи частот классифицируют по ряду признаков:

1. По месту включения в аппаратуру различают *индивидуальные* преобразователи, используемые для переноса спектров сигналов от отдельных источников сообщений, и *групповые* — для преобразования спектров групповых сигналов. К последним предъявляются более жесткие требования, чем к индивидуальным, особенно в части нелинейных искажений и стабильности рабочего затухания.

2. По характеру процесса преобразования различают *пассивные преобразователи*, к которым подключаются только источники преобразуемого сигнала и сигнала несущей частоты, и *активные*, к которым помимо названных подключаются также источники питающих напряжений. Пассивные преобразователи выполняются на диодах или транзисторах, работающих в ключевом режиме, активные — на транзисторах, работающих в режиме усиления. Активные преобразователи по ряду параметров могут превосходить пассивные.

3. По конфигурации соединения нелинейных элементов различают *однотактные, балансные, двойные балансные* преобразователи. Балансные преобразователи, выполненные на диодах, подразделяют на *последовательные, параллельные и мостовые*. Иногда двойные балансные диодные преобразователи называют *кольцевыми*. Часто вместо термина "балансный" употребляют термин "двухтактный". В нагрузке балансных преобразователей должен отсутствовать сигнал несущей частоты, а в нагрузке двойных балансных — и исходный (непреобразованный) сигнал.

### Балансные диодные преобразователи

Рассмотрим вначале работу последовательного балансного диодного преобразователя (рис. 6.30). На приведенной схеме источник преобразуемого сигнала имеет ЭДС  $e_{\Omega}(t) = E_{\Omega} \sin \Omega t$  и внут-

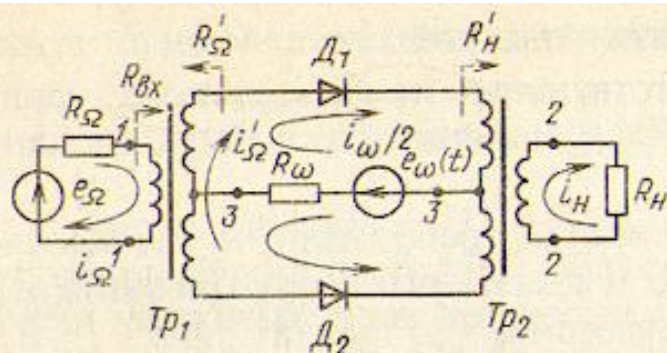


Рис. 6.30. Последовательный балансный диодный преобразователь

реннее сопротивление  $R_{\Omega}$ . ЭДС источника сигнала несущей частоты  $e_{\omega}(t) = E_{\omega} \sin \omega t$ , а внутреннее сопротивление —  $R_{\omega}$ . Нагрузкой преобразователя является резистор  $R_H$ . Входной  $Tr_1$  и выходной  $Tr_2$  трансформаторы имеют вторичные обмотки со средними точками и характеризуются коэффициентами трансформации (отношениями чисел витков вторичных и первичных обмоток)  $n_1$  и  $n_2$  соответственно. Будем считать трансформаторы преобразователя идеальными. Будем считать также, что диоды преобразователя имеют бесконечно малое сопротивление в открытом состоянии и бесконечно большое в закрытом. Кроме того, предположим, что преобразователь работает при условии малой глубины модуляции, т. е. что выполняется неравенство

$$E_{\omega} \gg E_{\Omega}. \quad (6.2)$$

Сделанные допущения позволяют достаточно просто получить соотношения, пригодные для ориентировочных расчетов. Погрешности, вызванные этими допущениями, будут проанализированы далее.

Обратимся вновь к рис. 6.30. Можно видеть, что при продольной симметрии схемы ток сигнала несущей частоты в нагрузке преобразователя, как, впрочем, и во входной цепи, будет отсутствовать. Таким образом, с учетом неравенства (6.2) последовательный балансный преобразователь может быть представлен эквивалентной схемой, показанной на рис. 6.31, где диоды заменены ключом  $K$ , замкнутым при положительных и разомкнутым при отрицательных значениях ЭДС  $e_{\omega}(t)$ . В этом случае ток в нагрузке

$$i_H(t) = e_{\Omega}(t) n_1 G' H_{\omega}(t) n_2, \quad (6.3)$$

где  $G' = 1/(R'_{\Omega} + R'_H)$ , причем  $R'_{\Omega} = R_{\Omega} n_1^2$ ,  $R'_H = R_H n_2^2$ . Функция  $H_{\omega}(t)$  является функцией включения, имеющей вид последовательности положительных прямоугольных импульсов со скважностью  $T_{\omega}/\tau_{\omega} = 2$ , единичной амплитудой и частотой  $\omega$ . На рис. 6.32 показаны временные зависимости преобразуемого сигнала (а), сигнала несущей частоты (б), функции включения (в) и тока в нагрузке (г).



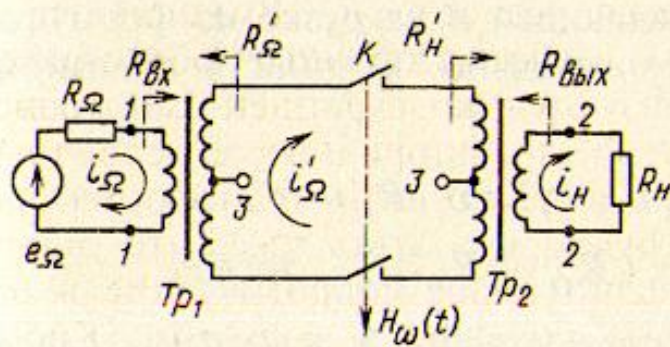


Рис. 6.31. Эквивалентная схема последовательного балансного преобразователя

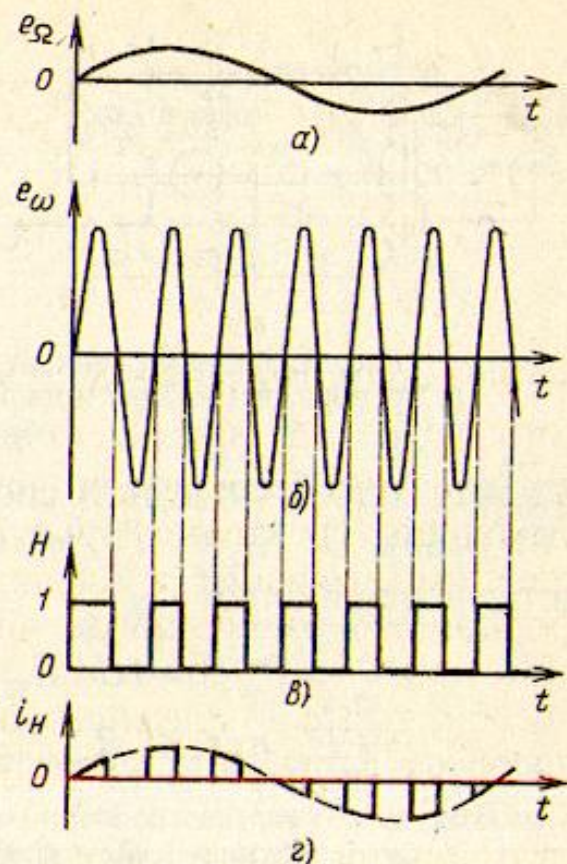


Рис. 6.32. Временные зависимости преобразуемого сигнала (а), сигнала несущей частоты (б), функции включения (в) и тока в нагрузке (г)

Разлагая функцию  $H_{\omega}(t)$  в ряд Фурье:

$$H_{\omega}(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} (\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3 \omega t + \frac{1}{5} \sin 5 \omega t + \dots), \quad (6.4)$$

перепишем выражение (6.3):

$$i_H(t) = G' n_1 n_2 E_{\Omega} \left( \frac{1}{2} \sin \Omega t + \frac{1}{\pi} \cos(\omega - \Omega) t - \cos(\omega + \Omega) t + \right. \\ \left. + \frac{1}{3\pi} (\cos(3\omega - \Omega) t - \cos(3\omega + \Omega) t) + \frac{1}{5\pi} (\cos(5\omega - \Omega) t - \cos(5\omega + \Omega) t) + \dots \right). \quad (6.5)$$

На рис. 6.33, а показан спектральный состав тока в нагрузке балансного преобразователя в соответствии с выражением (6.5). Видно, что в спектре отсутствует несущая частота, но есть относительно большая составляющая исходного сигнала. Найдем рабочее затухание последовательного балансного преобразователя. В соответствии с определением рабочего затухания (6.1) подсчитаем мощности  $P_{\Omega}$  и  $P_{\omega \pm \Omega}$ . Мощность, которую источник сигнала развивает в согласованной с ним нагрузке, может быть найдена по формуле

$$P_{\Omega} = (E_{\Omega} / 2\sqrt{2})^2 \frac{1}{R_{\Omega}} = E_{\Omega}^2 / 8 R_{\Omega} \quad (6.6)$$

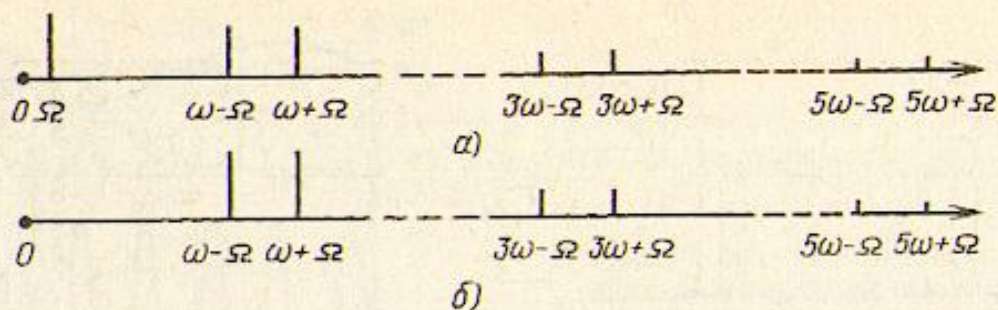


Рис. 6.33. Спектральный состав тока в нагрузке балансного преобразователя (а) и двойного балансного (кольцевого) преобразователя (б)

Амплитуда тока полезной составляющей в нагрузке из формулы (6.5) равна  $G' E_{\Omega} n_1 n_2 / \pi$ , следовательно, мощность полезной составляющей будет

$$\begin{aligned}
 P_{\omega \pm \Omega} &= (G' E_{\Omega} n_1 n_2 / (\sqrt{2} \pi))^2 R_{н} = \\
 &= (E_{\Omega} n_1 n_2)^2 R_{н} / (2 (\pi (R_{\Omega}' + R_{н}'))^2), \text{ тогда} \\
 A_p &= 10 \lg (\pi (R_{\Omega}' + R_{н}') / (2 n_1 n_2 \sqrt{R_{\Omega}' R_{н}'}))^2 = \\
 &= 20 \lg \pi + 20 \lg ((R_{\Omega}' + R_{н}') / (2 \sqrt{R_{\Omega}' R_{н}'})). \quad (6.7)
 \end{aligned}$$

Рабочее затухание будет минимально при  $R_{\Omega}' = R_{н}'$ :

$$A_{pmin} = 20 \lg \pi \approx 10 \text{ дБ.} \quad (6.8)$$

Помимо последовательного балансного преобразователя находят применение параллельные балансные и мостовые балансные преобразователи (рис. 6.34). В первом из них (рис. 6.34, а) используется только один трансформатор со средней точкой, а во втором (рис. 6.34, б) — трансформаторы вообще не имеют обмоток со средними точками, что существенно упрощает их конструкцию. Очевидно, что в этих преобразователях открытие диодов вызывает короткое замыкание источника преобразуемого сигнала, т. е. обе эти схемы могут быть представлены эквивалентной, показанной на рис. 6.34, в. Очевидно также, что график выходного тока этих преобразователей с точностью до фазы будет соответствовать графику выходного тока последовательного

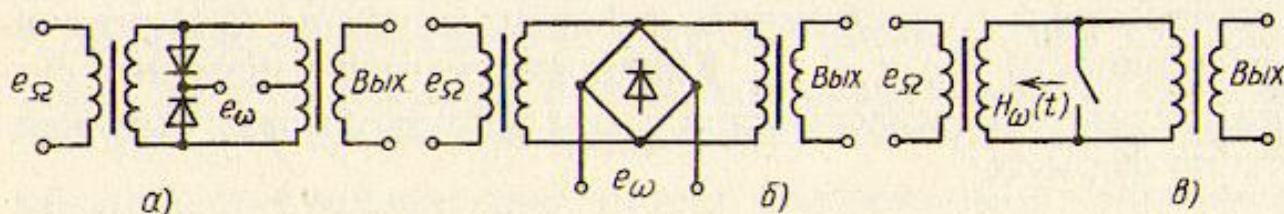


Рис. 6.34. Схемы параллельного (а) и мостового (б) балансных преобразователей; их эквивалентная схема (в)

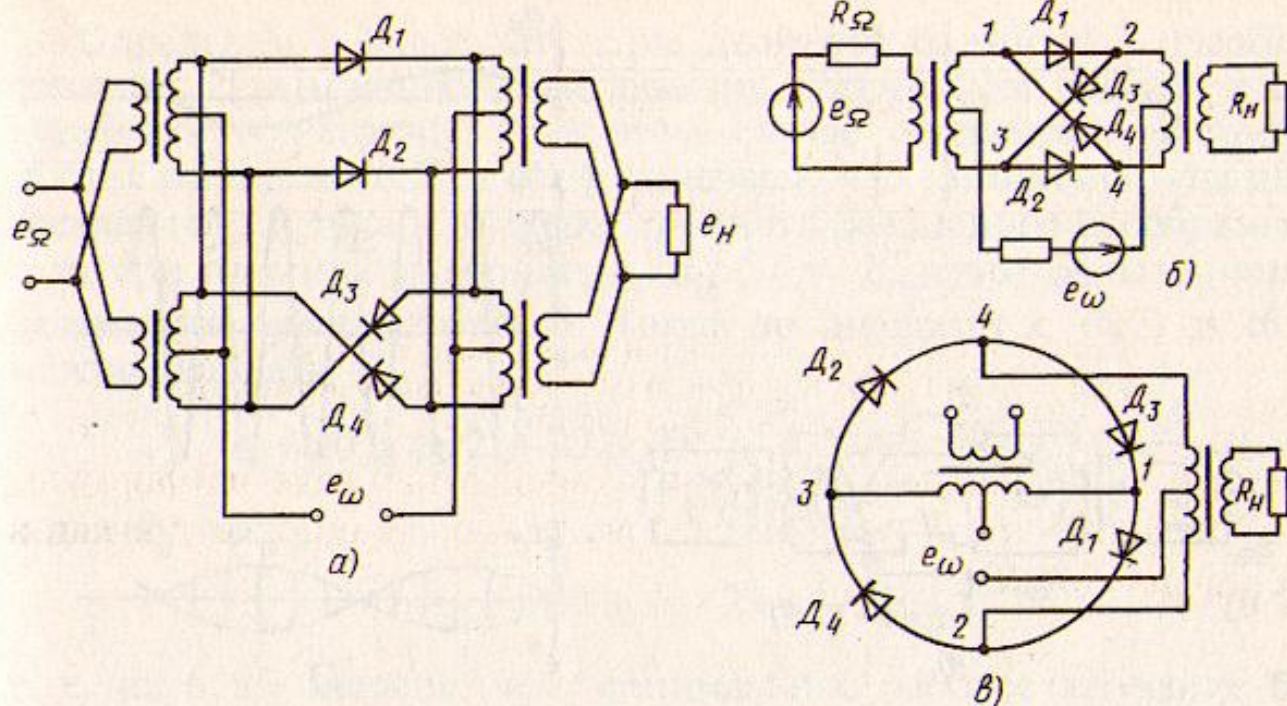


Рис. 6.35. Объединение двух последовательных балансных преобразователей (а) для создания схемы двойного балансного преобразователя (б); представление балансного преобразователя в виде моста (в)

балансного преобразователя, и, следовательно, для них будут справедливы ранее полученные формулы (6.5), (6.7) и (6.8).

Объединяя два последовательных балансных преобразователя так, как это показано на рис. 6.35, а, получаем двойной балансный преобразователь (рис. 6.35, б). В нем, как и в балансном, при продольной симметрии ток несущей частоты и всех ее гармоник будет отсутствовать во входной и выходной цепях. Кроме того, в отличие от балансного в данном преобразователе при одинаковых параметрах всех диодов выходной цепи будут отсутствовать все составляющие тока преобразуемого сигнала, так как двойной балансный преобразователь при выполнении вышеназванного условия представляет собой мост (рис. 6.35, в), в котором источник преобразуемого сигнала и нагрузка включены в противоположные диагонали. На этом рисунке видно, что соединение диодов образует кольцо, поэтому данный преобразователь иногда называют *кольцевым*.

Принимая те же допущения, что и при рассмотрении балансных преобразователей, можно представить двойной балансный преобразователь в виде устройства с переключателем П (рис. 6.36, а), управление которым осуществляется сигналом несущей частоты (рис. 6.36, б). Действительно, если положительный полупериод ЭДС несущей частоты открывает диоды  $D_1$  и  $D_2$  (см. рис. 6.35, б), то отрицательный — их закрывает и открывает диоды  $D_3$  и  $D_4$ . Таким образом, можно считать, что переключатель П (рис. 6.36, а) оказывается в верхнем положении при появлении импульса

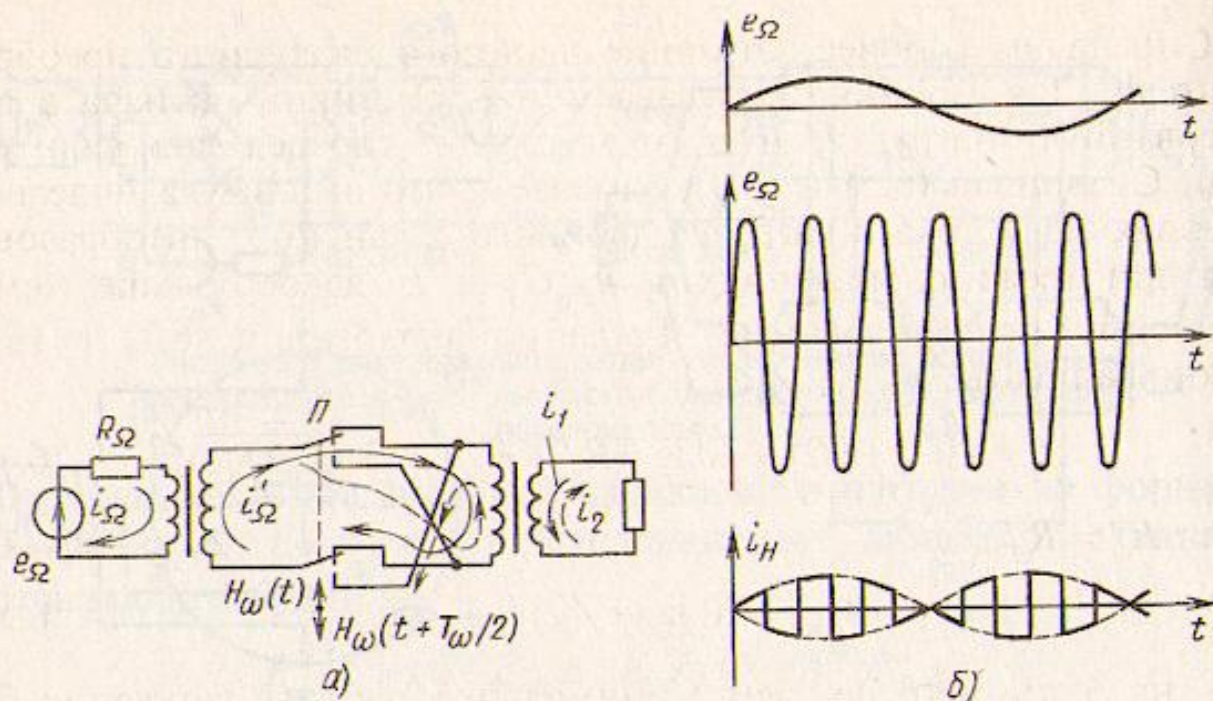


Рис. 6.36. Эквивалентная схема двойного балансного преобразователя (а); временные зависимости (б): преобразуемого сигнала  $e_{\Omega}$ , сигнала несущей частоты  $e_{\omega}$  и тока в нагрузке  $i_H$  этого преобразователя

функции включения  $H_{\omega}(t)$ , а в нижнем — при наличии импульса функции включения, сдвинутой относительно первой на половину периода несущей частоты  $H_{\omega}(t + T_{\omega}/2)$ .

Сравнивая рис. 6.31 и рис. 6.36, а, замечаем, что ток в нагрузке двойного балансного преобразователя представляет собой сумму токов двух балансных. С учетом формулы (6.3) и фазовых соотношений запишем  $i_H(t) = i_1(t) - i_2(t) = e_{\Omega}(t) n_1 n_2 G' (H_{\omega}(t) - H_{\omega}(t + T_{\omega}/2))$ . Разность  $H_{\omega}(t) - H_{\omega}(t + T_{\omega}/2)$  представляет собой биполярную последовательность единичных прямоугольных импульсов со скважностью 2 и может быть разложена в ряд Фурье следующего вида:

$$\frac{4}{\pi} (\sin \omega t + \frac{1}{2} \sin 3 \omega t + \frac{1}{5} \sin 5 \omega t + \dots).$$

Тогда, если  $e_{\Omega}(t) = E_{\Omega} \sin \Omega t$ , выражение для выходного тока приобретает вид

$$i_H(t) = G' n_1 n_2 E_{\Omega} \frac{2}{\pi} ( (\cos(\omega - \Omega)t - \cos(\omega + \Omega)t) + \frac{1}{3} (\cos(3\omega - \Omega)t - \cos(3\omega + \Omega)t) + \frac{1}{5} (\cos(5\omega - \Omega)t - \cos(5\omega + \Omega)t) + \dots ). \quad (6.9)$$

Спектральный состав выходного тока показан на рис. 6.33, б. Сравнивая его со спектром выходного тока балансного преобразователя, видим, что отличие заключается только в подавлении двойным балансным преобразователем паразитной составляющей, соответствующей исходному сигналу.

Определим рабочее затухание двойного балансного преобразователя. Для мощности, отдаваемой источником сигнала в согласованную нагрузку, и в этом случае справедлива формула (6.6). Сравнивая (6.5) и (6.9), замечаем, что амплитуда полезной составляющей тока в нагрузке двойного балансного преобразователя при прежних значениях  $n_1$ ,  $n_2$ ,  $G'$  и  $E_\Omega$  вдвое больше, чем в балансном преобразователе. Тогда по аналогии с (6.7) и (6.8) можно записать

$$A_p = 20 \lg (\pi/2) + 20 \lg ((R_n' + R_\Omega') / (2 \sqrt{R_n' R_\Omega'})) \quad (6.10)$$

и для  $R_n' = R_\Omega'$

$$A_{pmin} = 20 \lg (\pi / 2) = 4 \text{ дБ}, \quad (6.11)$$

т. е. на 6 дБ меньше, чем минимальное рабочее затухание балансного преобразователя. Таким образом, в двойных балансных преобразователях не только подавляется исходный сигнал, но и рабочее затухание оказывается значительно меньше, чем в балансных. Эти преимущества особенно важны для групповых преобразователей, в качестве которых двойные балансные и используются, несмотря на их относительную сложность. Балансные преобразователи обычно применяются в качестве более массовых индивидуальных, к параметрам которых предъявляются менее жесткие требования.

Основным недостатком диодных преобразователей является невозможность удовлетворительно согласовывать их входное и выходное сопротивления с сопротивлениями внешних цепей. Обратимся вновь к эквивалентной схеме балансного преобразователя (см. рис. 6.31). При отрицательных полупериодах несущей частоты ключ  $K$  разомкнут. Следовательно, вся энергия источника преобразуемого сигнала отражается от входа преобразователя. Значительно лучше с источником сигнала согласуется двойной балансный преобразователь. Из рис. 6.36, *a* видно, что разрыв цепи имеет место только на тех коротких интервалах времени, когда происходит переброс переключателя  $P$ . Однако коэффициент несогласованности даже двойных балансных диодных преобразователей оказывается недопустимо большим из-за присущей всем пассивным устройствам влияния сопротивления нагрузки на входное. Обычно преобразователь нагружен на фильтр, выделяющий только верхнюю или нижнюю боковую полосу частот. Остальные полезные и паразитные составляющие, на которые приходится более половины выходной мощности, возвращаются в преобразователь и, претерпев в нем те или иные изменения по частоте, амплитуде и фазе, поступают во входную цепь. Это не только понижает степень согласования преобразователя с источ-

ником сигнала, но и вызывает большие амплитудно-частотные искажения. Поэтому соединение пассивных преобразователей с внешними цепями осуществляется через согласующие аттенюаторы, что существенно увеличивает рабочее затухание.

### Пассивные транзисторные преобразователи

Преобразователи частот имеют минимальные нелинейные искажения, если их нелинейные элементы работают в режиме, близком к ключевому. В диодных преобразователях ключевой режим достигается выполнением неравенства (6.2), т. е. существенным превышением амплитуды преобразуемого сигнала амплитудой сигнала несущей частоты. Если учесть, что число преобразователей в оконечной аппаратуре весьма велико, генераторное оборудование сигналов несущих частот оказывается громоздким и требует относительно большой питающей мощности. Поэтому все более широкое применение находят пассивные транзисторные преобразователи, в которых ключевой режим достигается при существенно меньшей мощности сигнала несущей частоты.

На рис. 6.37, а изображена простейшая схема на транзисторном прерывателе. Если в данный момент времени сигнал несущей частоты закрывает транзистор (минус на базе), цепь между источником преобразуемого сигнала ( $e_{\Omega}$ ,  $R_{\Omega}$ ) и нагрузкой ( $R_H$ ) оказывается разомкнутой. При подаче на базу транзистора положительного напряжения он открывается и цепь между источником преобразуемого сигнала и нагрузкой замыкается. При этом ток сигнала несущей частоты через внешние цепи преобразователя не протекает, так как его источник ( $e_{\Omega}$ ,  $R_{\Omega}$ ) оказывается разомкнутым при закрытом транзисторе и замкнутым — при открытом. Таким образом, эквивалентная схема этого преобразователя имеет вид, показанный на рис. 6.37, б. Она полностью совпадает с эквивалентной схемой балансного диодного преобразователя (см. рис. 6.3). Следовательно, для данного транзисторного преобразователя справедливы все соотношения, полученные выше для балансного диодного.

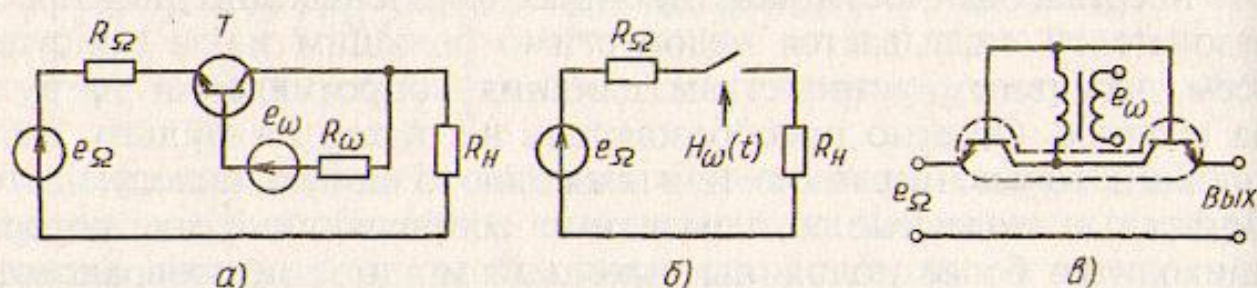


Рис. 6.37. Простейшая схема преобразователя на транзисторном прерывателе (а), его эквивалентная схема (б) и схема преобразователя на транзисторной паре (в)

В транзисторном преобразователе ключевой режим достигается при токе сигнала несущей частоты примерно в  $K_T$  (коэффициент усиления транзистора по току в схеме с общим эмиттером) раз меньшем, чем в балансном диодном. Поскольку  $K_T \gg 1$ , преимущество пассивного транзисторного преобразователя очевидно.

Ввиду конечного сопротивления как открытых, так и закрытых  $p$ -переходов, в схеме на рис. 6.37, *а* наблюдается проникновение в нагрузку сигнала несущей частоты. Для устранения этого применяют схему, показанную на рис. 6.37, *в*, где пара идентичных транзисторов (выполненных обычно в виде микросборки) образует сбалансированный мост, к различным диагоналям которого подключены источник сигнала несущей частоты и внешние цепи преобразователя. Кроме того, транзисторная пара в открытом состоянии в отличие от одиночного транзистора имеет одинаковые сопротивления для тока преобразуемого сигнала любой полярности, что снижает нелинейные искажения преобразователя по сравнению с преобразователем на одиночном транзисторе.

Рассмотренный преобразователь, как уже отмечалось, соответствует последовательному балансному преобразователю на диодах. На рис. 6.38, *а* приведена схема транзисторного пассивного преобразователя, соответствующая двойному балансному. В этой схеме сигнал несущей частоты  $e_\omega$  поочередно открывает транзисторы  $T_1$  и  $T_2$ . При этом полуобмотки  $w_1$  и  $w_2$  трансформатора  $Tr_1$  поочередно подключаются к выходным клеммам. Таким образом, эквивалентная схема преобразователя имеет вид, показанный на рис. 6.38, *б*. Временная диаграмма выходного тока в данном случае совпадает с соответствующей диаграммой двойного балансного преобразователя (см. рис. 6.36, *б*). Справедливы также все соотношения, полученные ранее для двойного балансного преобразователя на диодах. Однако ключевой режим, а следовательно, и малые нелинейные искажения достигаются в рассматриваемом преобразователе при токах сигнала несущей в  $K_T$  раз меньших, чем в диодном. Дальнейшее снижение нелинейных искажений достигается путем введения в схему транзисторных пар (рис.

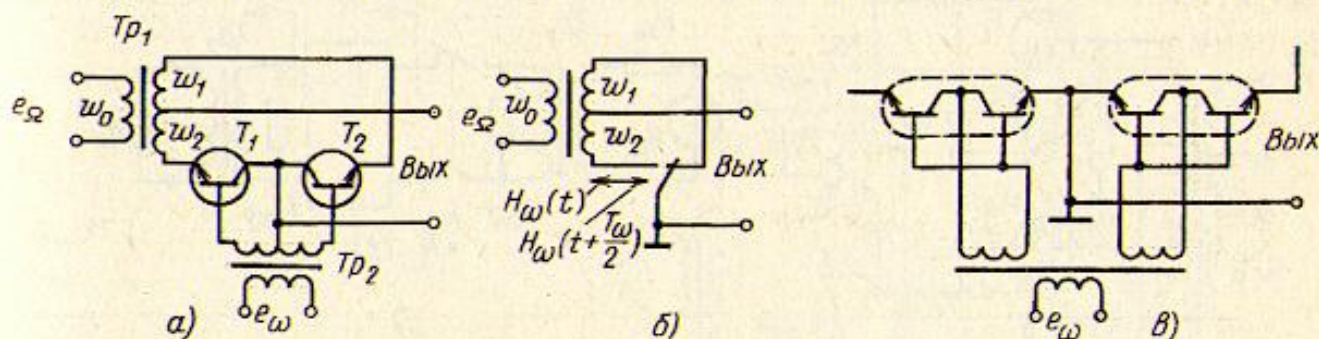


Рис. 6.38. Схема транзисторного пассивного преобразователя, соответствующая двойному балансному (*а*), его эквивалентная схема (*б*) и схема с применением транзисторных пар (*в*)

6.38, в). Следует отметить, что эта замена оказывается эффективной лишь при идентичности параметров всех четырех транзисторов, т. е. необходимо применение четырехтранзисторных микросборок.

### Активные преобразователи

Активные преобразователи выполняются на нелинейных элементах, обладающих эффектом усиления. Наиболее широко в таких преобразователях используются транзисторы в режиме усиления. Как и пассивные транзисторные преобразователи, активные преобразователи не требуют больших токов от источников несущих частот. Они имеют малое рабочее затухание и в ряде случаев даже усиливают преобразуемые сигналы. Весьма важной оказывается и возможность исключить в активных преобразователях влияние нагрузки на входное сопротивление, обеспечив тем самым высокую степень согласованности преобразователя с внешними цепями. Наконец, возможность охвата нелинейных элементов отрицательной ОС позволяет сделать нелинейные искажения преобразователя сколь угодно близкими к их теоретическому пределу.

Недостатки рассматриваемых преобразователей очевидны. Во-первых, их конструкция относительно сложна и менее технологична, во-вторых, они требуют подачи питающих напряжений, что существенно увеличивает опасность паразитной модуляции преобразуемых сигналов гармониками пульсаций напряжения питания. Тем не менее данные преобразователи находят применение в аппаратуре СП.

На рис. 6.39, а показана незначительно упрощенная схема балансного активного преобразователя, который используется в унифицированной аппаратуре преобразования первичных групп каналов. При прохождении положительной полуволны сигнала несущей частоты  $u_{\omega}$  оба транзистора оказываются закрыты и вы-

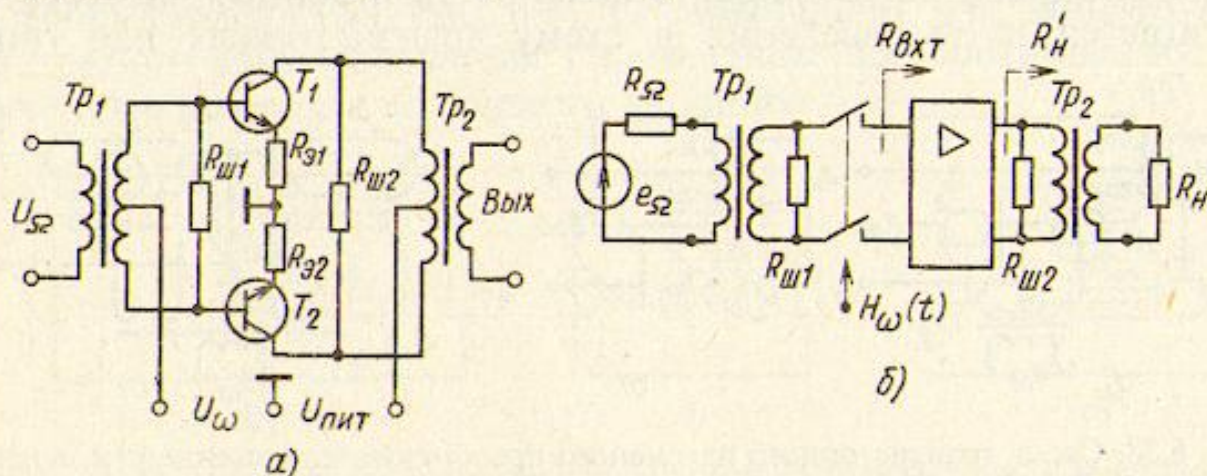


Рис. 6.39. Упрощенная схема активного балансного преобразователя (а) и его эквивалентная схема (б)



ходной ток преобразователя равен нулю. При отрицательной полуволне транзисторы открыты и преобразователь представляет собой двухтактный каскад усиления преобразуемого сигнала  $u_{\Omega}$ , усилительные элементы которого работают в классе А (без отсечки усиливаемого сигнала). Таким образом, работа данного преобразователя может быть отображена эквивалентной схемой, показанной на рис. 6.39, б.

Сравнивая эту схему со схемой балансного диодного преобразователя (см. рис. 6.31), видим, что формы временных диаграмм выходных токов в них должны совпадать. Это говорит об одинаковом спектральном составе преобразованных сигналов. Рабочее затухание активного преобразователя будет меньше затухания пассивного на величину усиления двухтактного каскада по мощности. Резисторы  $R_{31} = R_{32} = R_3$  в схеме на рис. 6.39, а обеспечивают отрицательную МОС в плечах каскада усиления, в результате которой выравниваются усиления плеч (снижаются тем самым нелинейные искажения) и возрастает их входное сопротивление ( $R_{вх\tau}/2$ ). Это позволяет сделать входное сопротивление преобразователя зависящим только от сопротивления шунта  $R_{ш1}$ , обеспечив тем самым высокую степень согласования с источником преобразуемого сигнала. Выходное сопротивление преобразователя также определяется сопротивлением шунта  $R_{ш2}$  и, следовательно, тоже может быть хорошо согласовано с сопротивлением нагрузки.

В оборудовании преобразования групповых сигналов применяют двойные балансные активные преобразователи, что диктуется необходимостью подавлять исходный сигнал в нагрузке. На рис. 6.40 приведена схема такого преобразователя. Отличие его плеч от плеч балансного преобразователя (см. рис. 6.39, а) заключается в том, что подача сигнала несущей частоты осуществляется посредством трансформатора  $Tr_3$  в цепи эмиттеров транзисторов, а не в базовые цепи. Это требует несколько большей мощности сигнала несущей частоты, но дает возможность упростить конструкцию трансформатора  $Tr_1$ . При прохождении полу-

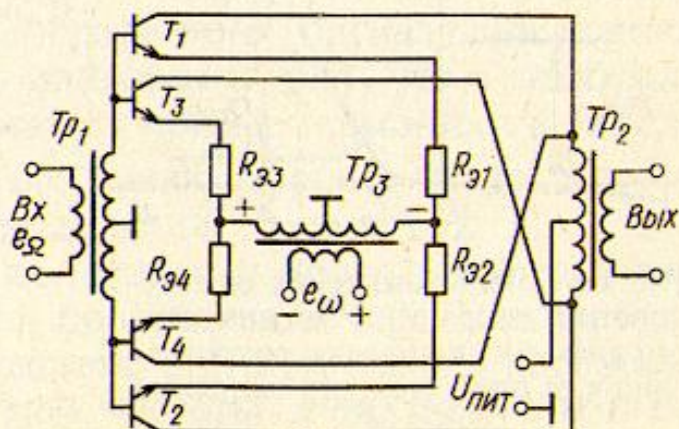


Рис. 6.40. Схема двойного балансного активного преобразователя

волны сигнала несущей частоты полярности, отмеченной на рис. 6.40, транзисторы  $T_1$  и  $T_2$  открыты и работают в режиме усиления. При прохождении следующей полуволны они закрываются, но открываются прежде закрытые транзисторы  $T_3$  и  $T_4$ . При этом направление тока в выходной обмотке трансформатора  $Tr_2$  меняется на обратное.

Таким образом, эквивалентная схема этого преобразователя может быть представлена эквивалентной схемой двойного балансного диодного преобразователя (см. рис. 6.36, а), к которой подключен усилительный каскад. С целью выравнивания параметров плеч в данном преобразователе, как и в активном балансном, используются резисторы в эмиттерных цепях. Кроме того, транзисторы обычно выполняются в виде единой микросборки.

### Эксплуатационные особенности работы преобразователей

При эксплуатации преобразователей частот приходится учитывать реальные условия, влияющие на спектральный состав выходных сигналов и величину рабочего затухания. Важнейшими из этих условий являются: относительно небольшая глубина модуляции и неидеальность амплитудных характеристик нелинейных элементов. В некоторых случаях приходится учитывать потери полезного сигнала в трансформаторах, особенно при минимизации их габаритных размеров и массы, и в резисторах, подключаемых к нелинейным элементам с целью улучшения балансировки преобразователя.

Рассмотрим реальные условия работы последовательного балансного преобразователя на диодах. На рис. 6.41 приведены вольт-амперная характеристика диода (1) и зависимость его дифференциального сопротивления от приложенного напряжения (2). Будем считать, что при напряжении  $u_0$  диод переходит из закрытого состояния в открытое, а дифференциальное сопротивление

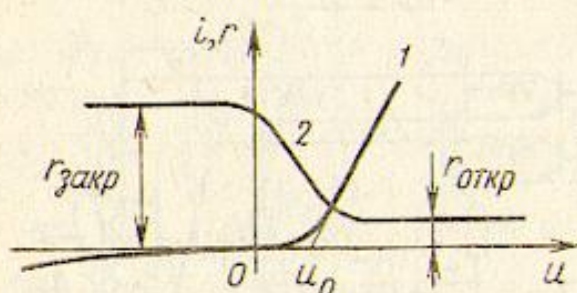


Рис. 6.41. Вольт-амперная характеристика диода (1) и зависимость его дифференциального сопротивления от приложенного напряжения (2)

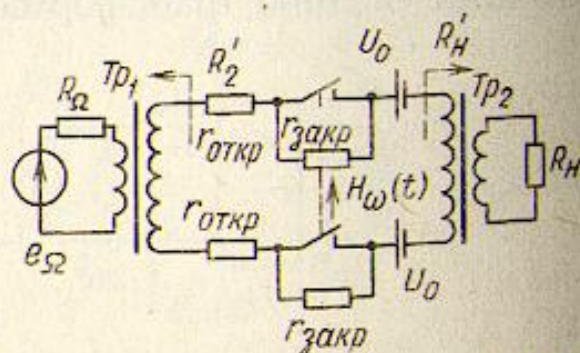


Рис. 6.42. Эквивалентная схема последовательного балансного преобразователя на диодах с учетом дифференциальных сопротивлений открытого и закрытого диодов

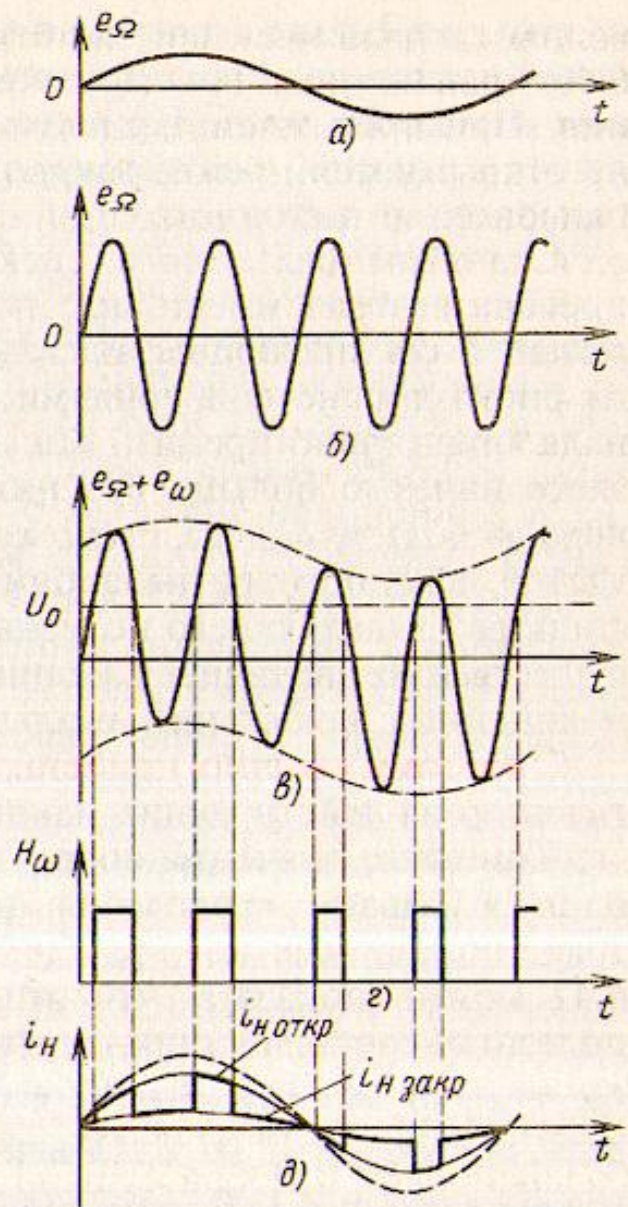


Рис. 6.43. Временные диаграммы работы реального преобразователя

ние закрытого диода  $r_{\text{закр}}$  много больше открытого  $r_{\text{откр}}$ . В этом случае эквивалентная схема, показанная на рис. 6.31, переходит в схему, представленную на рис. 6.42.

На рис. 6.43 приведены временные диаграммы работы реального преобразователя, из которых видно, что ширина импульсов функции включения  $H_{\omega}(t)$  несколько меньше половины периода несущей частоты из-за наличия напряжения  $u_0$  и, кроме того, переменна (зависит от отношения амплитуд напряжений сигналов несущей частоты и преобразуемого сигнала на данном диоде). Первое обстоятельство приводит к тому, что в спектральном составе  $H_{\omega}(t)$  будут содержаться четные гармоники  $\omega$  и, следовательно, в выходном сигнале появятся ранее отсутствующие паразитные составляющие вида  $2n\omega \pm \Omega$ , где  $n = 1, 2, 3, \dots$ . Второе обстоятельство приводит, во-первых, к продольной разбалансировке схемы, поскольку токи, протекающие через диоды, будут отличаться друг от друга. Вследствие этого на выходе преобразователя появятся сигнал несущей частоты и его гармоники. Во-

вторых, переменная ширина импульсов включения является причиной возникновения паразитной широтной модуляции импульсов выходного тока. При этом появляются паразитные составляющие спектра, соответствующие модуляции несущего сигнала гармониками исходного.

С учетом сказанного спектр выходного сигнала реального преобразователя имеет вид, показанный на рис. 6.44, а (спектральные составляющие идеального балансного преобразователя на рисунке отмечены точками, а число гармоник исходного сигнала ограничено тремя). Как видно, паразитных составляющих здесь намного больше. Из них особенно опасны составляющие вида  $\omega \pm 2\Omega$  и  $\omega \pm 3\Omega$ , так как при конечной ширине полосы частот исходного сигнала они попадают в полосу пропускания фильтра, выделяющего полезные составляющие (см. рис. 6.44, б), существенно увеличивая нелинейные искажения сигнала. Расчет нелинейных искажений реальных преобразователей затруднителен, поэтому обычно прибегают к их экспериментальному определению на действующих макетах.

Конечные значения сопротивлений открытых и закрытых диодов вызывают изменения временной диаграммы выходного тока, показанные на рис. 6.43. Применительно к схеме на рис. 6.42 можно показать, что эти изменения уменьшают величину полезных составляющих, причем их снижение минимально при  $r_{\text{откр}} < r_{\text{закр}} = R^2$ , где  $R = (R_{\Omega}' + R_{\Omega})/2$ , и равно  $\eta_D = (m + 1)/(m - 1)$ , если  $m = \sqrt{r_{\text{закр}}/r_{\text{откр}}} \gg 1$ . Обычно в современных диодных преобразователях  $\eta_D \leq 1,02$ , что соответствует дополнительному увеличению рабочего затухания не более чем на 0,2 дБ.

Сравнивая временные диаграммы выходных токов идеального (см. рис. 6.32) и реального (см. рис. 6.43) преобразователей, можно предположить, что в последнем случае должно наблюдаться некоторое снижение амплитуд полезных составляющих за

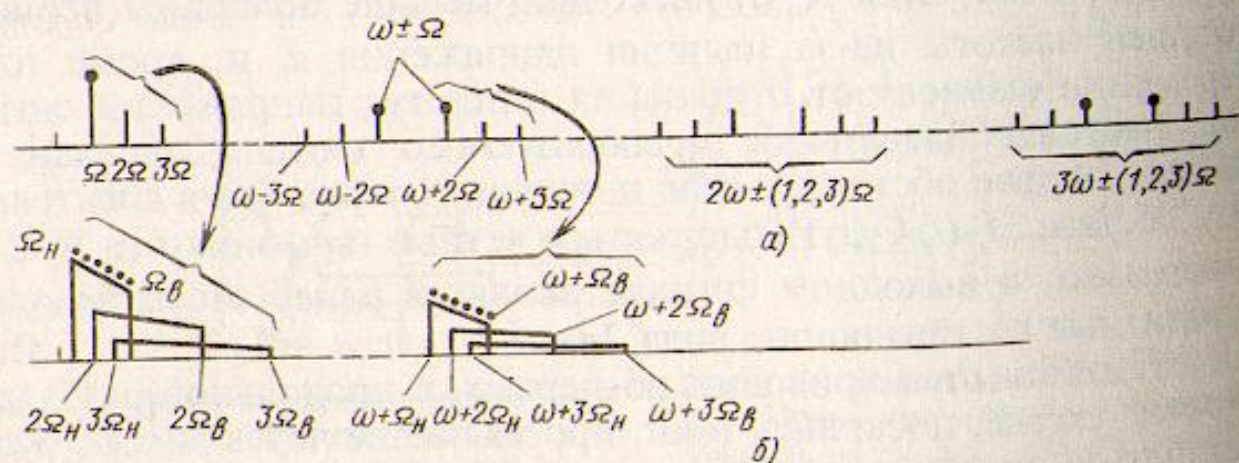


Рис. 6.44. Спектр выходного сигнала реального балансного преобразователя (точками отмечены составляющие на выходе идеального преобразователя)

счет снижения ширины импульсов выходного тока. Действительно, это снижение имеет место и может быть определено по формуле, найденной на основе разложения функции выходного тока в ряд Фурье:  $\eta_{\text{н}} = 1/\sqrt{1-(u_0/E_{\omega})^2}$ . Для современных диодных преобразователей  $\eta_{\text{н}} \leq 1,06$ , что соответствует дополнительному увеличению рабочего затухания не более чем на 0,5 дБ.

Результаты анализа работы реального балансного диодного преобразователя могут быть в полной мере распространены и на другие виды преобразователей. Причем если дополнительное увеличение рабочего затухания может представлять интерес лишь для пассивных преобразователей, то величину нелинейных искажений из-за конечной глубины модуляции необходимо проверять для преобразователей любых типов. Снижение этих искажений достигается увеличением глубины модуляции, но их радикальное устранение возможно при использовании в качестве сигнала несущей частоты последовательности прямоугольных импульсов со скважностью 2. При этом модулирующий сигнал не вызывает изменения углов отсечки импульсов тока в нагрузке и, следовательно, их паразитной модуляции. Кроме этого, поскольку скважность импульсов тока точно равна двум, в спектре выходного сигнала будут отсутствовать составляющие вида  $2n\omega + \Omega$ . Не будет происходить и дополнительного увеличения рабочего затухания из-за сужения импульсов выходного тока ( $\eta_{\text{н}}=1$ ). Однако применение сигнала прямоугольной формы затрудняется необходимостью получения его в непосредственной близости от соответствующего преобразователя, так как наличие в нем высших гармонических составляющих заставляет предъявлять к распределительным цепям жесткие требования как в части АЧИ и ФЧИ, так и их экранирования. В настоящее время наличие высокоэффективных устройств формирования импульсов на интегральных микросхемах снимает названные ограничения, позволяя получать сигналы прямоугольной формы непосредственно в блоках преобразователей спектров.

### 6.3. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ

#### Общие определения

Одним из важнейших узлов аппаратуры многоканальных СП с ЧРК являются электрические фильтры, с помощью которых осуществляется частотное разделение каналов. По своему назначению фильтры можно разделить на каналные, направляющие, линейные, групповые и вспомогательные.

*Канальные фильтры* предназначены для формирования полосы частот канального сигнала на передающей станции и разделения

сигналов отдельных каналов СП на приемной станции. Эти фильтры являются полосовыми и включаются на выходах индивидуальных преобразователей передачи и входах индивидуальных преобразователей приема.

*Направляющие фильтры* разделяют различные частотные полосы, используемые в двухполосных системах для передачи сигналов в противоположных направлениях. Эти фильтры представляют собой сочетание ФНЧ и ФВЧ с одинаковой частотой среза. На оконечной станции один из фильтров включается на выходе передающей части аппаратуры, а второй — на входе приемной. В промежуточных усилительных пунктах они включаются на входе и выходе усилителей обоих направлений передачи.

*Линейные фильтры* разделяют линейные спектры систем передачи, работающих по одной и той же цепи. Это разделение осуществляется с помощью ФНЧ и ФВЧ с одинаковой частотой среза.

*Групповые фильтры* предназначены для выделения требуемой полосы частот после группового преобразования. В зависимости от назначения и предъявляемых требований групповые фильтры могут выполняться полосовыми, низкочастотными или высокочастотными.

*Вспомогательные фильтры* используются для выделения или подавления одной частоты или узкой полосы частот. К таким фильтрам относятся фильтры несущих, контрольных, измерительных и вызывных частот, режекторные фильтры для подавления остатков несущих и контрольных частот, ФНЧ, включаемые на выходе индивидуальных преобразователей, и др.

Схемы и конструкции фильтров, используемых в аппаратуре СП, определяются их назначением и заданными требованиями и могут быть выполнены как на LC-элементах, так и с применением пьезоэлектрических, магнитострикционных или электромеханических резонаторов. Наиболее часто в аппаратуре СП используются фильтры LC, недорогие по стоимости и несложные в техническом отношении. В тех случаях, когда вследствие недостаточной добротности элементов использовать их не представляется возможным, применяют пьезоэлектрические, магнитострикционные или электромеханические фильтры. Диапазон частот, в котором могут применяться эти фильтры, определяется допустимыми геометрическими размерами резонаторов, а для электромеханических фильтров — видом используемых механических колебаний и размером структурных элементов.

В связи с широким развитием интегральной микросхемотехники в последнее время изучается возможность применения цифровых фильтров.

Характеристики фильтров в значительной степени определяют качество каналов и групповых трактов СП и должны отвечать

предъявляемым требованиям. Основной электрической характеристикой любого фильтра является его частотная характеристика затухания.

Основные свойства фильтра характеризуются:

минимально допустимой величиной рабочего затухания в полосе эффективно задерживаемых частот;

максимально допустимой величиной рабочего затухания в полосе эффективно передаваемых частот;

максимально допустимыми амплитудно-частотными искажениями в полосе эффективно передаваемых частот, выраженными разностью между максимальным и минимальным значениями рабочего затухания в этой полосе частот;

максимально допустимыми отклонениями характеристического сопротивления фильтра от номинального значения в эффективно передаваемой полосе частот;

максимально допустимыми фазочастотными искажениями, если фильтры используются при передаче факсимильных сигналов и сигналов передачи данных;

минимально допустимым затуханием нелинейности, если фильтры включаются в групповом тракте.

Требования к фильтрам определяются их конкретным назначением. Большое разнообразие фильтров, применяемых в аппаратуре, не позволяет здесь рассмотреть требования ко всем типам фильтров. Остановимся лишь на канальных, направляющих и линейных фильтрах.

### Канальные фильтры

В системах с передачей в линию одной боковой полосы частот канальный фильтр (КФ) на выходе индивидуального преобразователя частоты должен обеспечивать выделение сигналов в требуемом спектре и подавление частот, совпадающих с полосами частот других каналов этой системы.

Канальный фильтр, включенный на входе индивидуального преобразователя приема, должен выделять из группового спектра частот полосу частот данного канала, предотвращая тем самым взаимные помехи между соседними каналами.

Требования к величине рабочего затухания КФ ( $A_{\phi}$ ) в полосе эффективно задерживаемых частот определяются перечисленными функциями этих фильтров. Сформулируем их, рассмотрев условия работы фильтра 2-го канала первичной группы (рис. 6.45).

Неиспользуемая верхняя боковая полоса частот 2-го канала (104,3...107,4 кГц) практически совпадает с рабочей полосой частот 1-го канала (104,6...107,7 кГц). Следовательно, если затухание второго фильтра для подавления неиспользуемой боковой поло-

в средней полосе частот (соответствующей исходной 0,6...3 кГц). В случае необходимости компенсация значительных АЧИ фильтра в диапазонах частот 0,3...0,6 и 3,0...3,4 кГц осуществляется специальными корректирующими устройствами, включенными в цепь ООС усилителя низкой частоты на приемной станции.

Фазочастотные искажения в каналах ТЧ в основном определяются этими фильтрами и мало влияют на качество передачи разговорных сигналов. Однако если по каналу ТЧ передается любая другая информация, то указанные искажения оказывают существенное мешающее влияние и с ними необходимо считаться.

При определении требований к ФЧХ канального фильтра возможны два подхода:

1) не задавать требования к ФЧХ фильтра, а допустимые ФЧИ при передаче нетелефонной информации обеспечивать путем использования специальных корректирующих устройств, входящих в состав аппаратуры передачи этой информации;

2) задавать требования к ФЧХ фильтра такими, чтобы они удовлетворяли возможностям передачи всех видов информации.

Учитывая, что для передачи нетелефонной информации используются не все каналы СП, а лишь небольшая их часть и что второй путь экономически оказался менее эффективным, допустимые искажения ФЧХ устанавливаются в соответствии с требованиями передачи телефонной информации.

Полосовые КФ, использующиеся в аппаратуре МСП с ЧРК, должны удовлетворять условию относительно допустимого изменения ГВП: на частоте 0,4 кГц – менее 2 мс, на частоте 3,3 кГц – менее 1,3 мс и в полосе частот 0,8...3,0 кГц – менее 0,6 мс по отношению к групповому времени прохождения на частоте 1,9 кГц.

В отношении затуханий нелинейности требования к фильтрам каналов не жесткие и, как правило, не задаются.

### Направляющие фильтры

Направляющие фильтры (НФ), использующиеся при организации связи по двухполосной двухпроводной системе, включаются в оконечных и промежуточных станциях (рис. 6.47).

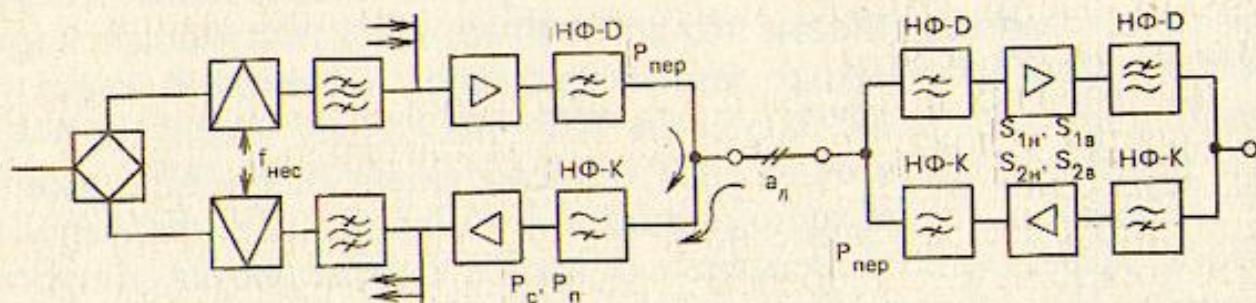


Рис. 6.47. Включение направляющих фильтров на оконечной и промежуточных станциях



Требования к затуханию в полосе эффективно задерживаемых частот определяются возможными взаимными влияниями между направлениями передачи. Эти влияния могут вызывать самовозбуждение промежуточной станции, чрезмерные искажения от токов ОС или перегрузку усилителей.

Необходимое затухание НФ в полосе эффективно задерживаемых частот определим для промежуточной усилительной станции (см. рис. 6.47). Для предотвращения возможного ее самовозбуждения и устранения чрезмерных искажений от токов ОС следует обеспечить нужное затухание по петле ОС  $a_{OC}$ , которое можно определить из следующего выражения:

$$\Delta S = -20 \lg |1 - 10^{-0,05 a_{OC}}|,$$

где  $\Delta S$  — допустимая величина искажений от ОС.

Имея в виду, что искажения от ОС, вносимые усилительными станциями, накапливаются вдоль магистрали, их величина должна быть малой. Обычно допустимое значение  $\Delta S$  не превышает 0,15...0,17 дБ, что соответствует  $a_{OC} \geq 40$  дБ. Для любой частоты верхней передаваемой группы

$$a_{OC} = 2A_D + 2a_K - S_{1B} - S_{2B},$$

а для любой частоты нижней передаваемой группы

$$a_{OC} = 2A_K + 2a_D - S_{1H} - S_{2H},$$

где  $A_D$  и  $A_K$  — затухание НФ соответственно нижних и верхних частот в полосе эффективно задерживаемых частот;  $a_D$  и  $a_K$  — затухание НФ в полосе эффективно передаваемых частот;  $S_{1B}$ ,  $S_{2B}$ ,  $S_{1H}$  и  $S_{2H}$  — усиление усилителей соответственно для токов верхней и нижней групп частот. Учитывая, что  $a_D \ll A_K$  и  $a_K \ll A_D$ , затухание НФ в полосе эффективно задерживаемых частот можно определить по формулам

$$A_D = (a_{OC} + S_{1B} + S_{2B})/2; A_K = (a_{OC} + S_{1H} + S_{2H})/2. \quad (6.12)$$

Если учесть, что усиление усилителей тем больше, чем выше частота, то требования к затуханию в полосе задерживания НФ верхних частот (НФ-К) менее жесткие, чем требования к НФ нижних частот (НФ-Д).

Вне рабочих полос системы требования к затуханию НФ определяются условиями устойчивости усилительных станций, так как искажения от ОС на этих частотах не имеют значения. Поэтому требуемое затухание по петле ОС для данных частот может быть ниже, чем для полосы эффективно задерживаемых частот НФ. Обычно считают необходимым иметь  $a_{OC} \geq 17$  дБ. Требуемое значение затуханий НФ рассчитывают по формулам (6.12).

Сигналы, прошедшие через НФ с тракта передачи в тракт приема оконечной станции, не будут являться непосредственной помехой в каналах, поскольку после преобразования они не попадают в полосу пропускания канальных фильтров. Мешающее действие этих сигналов будет проявляться в виде дополнительной загрузки усилителя приема. Чтобы с этой дополнительной нагрузкой можно было не считаться, уровень переходных сигналов должен быть не менее чем на 15 дБ ниже уровня полезного сигнала. Учитывая сказанное, находим требуемое затухание НФ в полосе эффективно задерживаемых частот. Согласно рис. 6.47 на входе усилителя приема уровень полезного сигнала  $p_c = p_{пер} - a_{уч}$ , а уровень переходного сигнала  $p_n = p_{пер} - A_{НФ}$ , где  $a_{уч}$  — затухание предшествующего усилительного участка;  $p_{пер}$  — уровень передачи на выходе усилительной станции;  $A_{НФ}$  — затухание НФ в полосе эффективно задерживаемых частот. Так как  $p_c - p_n \geq 15$  дБ, то

$$A_{НФ} \geq a_{уч} + 15 \text{ дБ.} \quad (6.13)$$

При определении требуемого затухания НФ в полосе эффективно задерживаемых частот решающее значение имеет та из формул (6.12) или (6.13), которая соответствует большим значениям затухания.

Затухание НФ в полосе эффективно пропускаемых частот должно быть как можно меньше, что связано с местом включения фильтров. Как видно из рис. 6.47, фильтры включаются на входе и выходе линейных усилителей. Для фильтра, включенного на входе, требования к допустимому затуханию в полосе эффективно пропускаемых частот ( $a_k$  или  $a_d$ ) ограничиваются необходимой помехозащищенностью, так как уровень полезного сигнала на входе усилителя очень низок. Следовательно, чем больше это затухание, тем ниже помехозащищенность. Для фильтра, включенного на входе усилителя, допустимое затухание фильтра в полосе пропускания ограничивается необходимостью обеспечения номинального уровня на выходе усилительной станции. Чем больше будет указанное затухание, тем должен быть больше уровень на выходе усилителя, т. е. потребуются применение усилителя большей мощности.

Требования к неравномерности АЧХ этих фильтров довольно жесткие, так как число последовательно включенных НФ в канале значительно. Накопление от фильтра к фильтру неравномерности АЧХ может привести к значительным искажениям частотной характеристики остаточного затухания каналов. Для обеспечения требуемой неравномерности АЧХ необходимо применять корректоры. Суммарное затухание фильтра и корректора в полосе эффективно передаваемых частот не должно превышать 2 дБ. Точность коррекции АЧХ — 0,5 дБ.

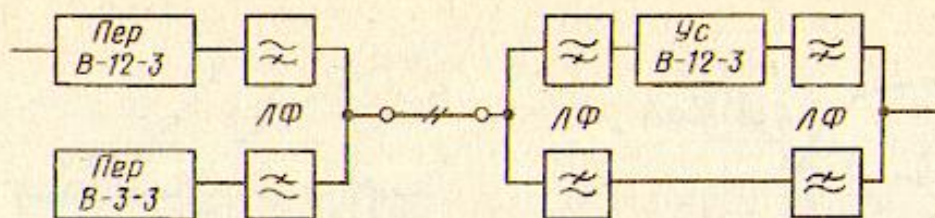


Рис. 6.48. Схема включения линейных фильтров

С точки зрения нелинейности требования к НФ предъявляются чрезвычайно жесткие, так как они включаются в групповой тракт системы. Затухания нелинейности по второй и третьей гармоникам должны быть не менее чем на 10 дБ выше соответствующих величин у групповых усилителей. Поэтому при конструировании НФ особое внимание уделяется выбору магнитного материала и конструкции сердечников для катушек индуктивности. Некоторые катушки выполняются на сердечниках из немагнитного материала.

Коэффициент отражения во всем диапазоне передаваемых частот должен быть не более 15 %.

### Линейные фильтры

Линейные фильтры (ЛФ) используются для разделения частотных полос СП, работающих на одной и той же линии. Линейные фильтры включаются на оконечных и промежуточных станциях (рис. 6.48).

Требования, предъявляемые к ЛФ, аналогичны требованиям, предъявляемым к НФ. Однако при определении минимально допустимого затухания в полосе эффективно задерживаемых частот необходимо иметь в виду, что замкнутая система создается за счет двух направлений передачи различных систем одной и той же цепи.

### Параллельная работа фильтров

Как каналные, так и линейные и направляющие фильтры работают в условиях параллельного включения. При этом между фильтрами наблюдается взаимное шунтирующее действие, нарушается условие согласования фильтров с нагрузкой, что приводит к значительным искажениям частотных характеристик фильтров и увеличению затухания в полосе пропускания.

Шунтирующее действие в полосе пропускания какого-либо фильтра зависит от значений характеристических сопротивлений остальных фильтров в полосе эффективно задерживаемых частот. Если эти сопротивления малы, то совместная работа фильтров невозможна. Поэтому для совместной работы фильтров жела-

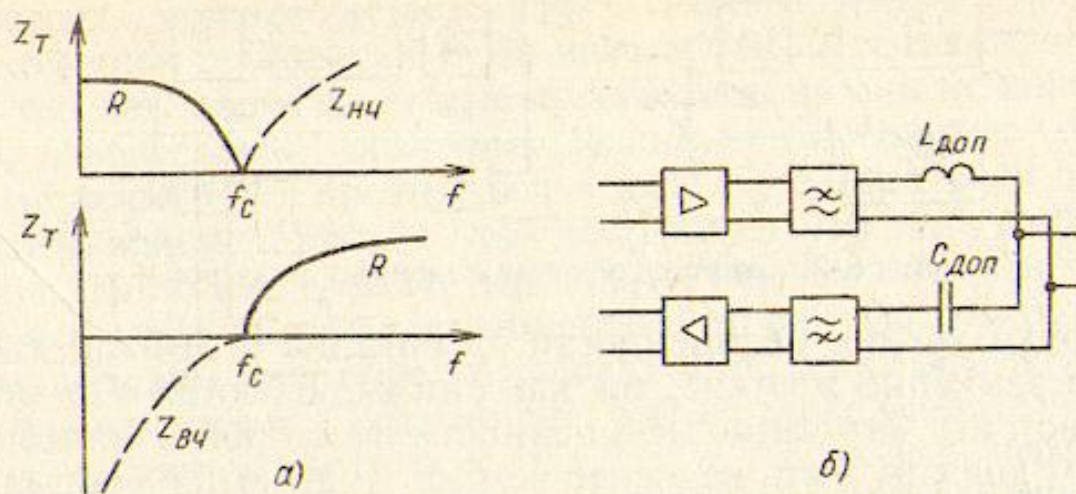


Рис. 6.49. Зависимость характеристических сопротивлений ФНЧ и ФВЧ (а) и включение реактивных элементов  $L_{\text{доп}}$  и  $C_{\text{доп}}$  для устранения шунтирующего влияния

тельно выбирать такую схему фильтра, у которой в полосе эффективно задерживаемых частот характеристическое сопротивление со стороны параллельного включения по мере удаления от полосы пропускания возрастает. Такой схемой является схема фильтра с Т-образным окончанием.

Зависимость характеристического сопротивления  $Z_T$  от частоты для ФНЧ и ФВЧ приведена на рис. 6.49, а. Так как у НФ и ЛФ нижних и верхних частот частота среза, как правило, выбирается одинаковой, то, несмотря на использование фильтров с Т-образным окончанием, возникает заметное шунтирующее влияние со стороны параллельного соединения фильтров. Для его устранения последовательно с каждым из фильтров со стороны параллельного соединения включают реактивные элементы (рис. 6.49, б). За счет включения последовательно с ФНЧ катушки индуктивности  $L_{\text{доп}}$  компенсируется шунтирующее действие входной проводимости ФВЧ, имеющей емкостной характер. Добавочный конденсатор  $C_{\text{доп}}$  осуществляет компенсацию индуктивной составляющей входного сопротивления ФНЧ в полосе пропускания ФВЧ.

Если частоты среза ФНЧ и ФВЧ не совпадают, необходимо параллельно нагрузке включить компенсирующий контур, состоящий из последовательного соединения конденсатора и катушки индуктивности. Резонансная частота этого контура  $f_p = \sqrt{f_{\text{ФНЧ}} f_{\text{ФВЧ}}}$ , где  $f_{\text{ФНЧ}}$  и  $f_{\text{ФВЧ}}$  — частоты среза соответственно ФНЧ и ФВЧ.

При параллельном соединении полосовых КФ наибольшему шунтирующему влиянию подвержены фильтры, крайние по диапазону частот. Это иллюстрируется рис. 6.50, а, где приведены частотные зависимости характеристических сопротивлений трех полосовых фильтров, имеющих со стороны параллельного соединения Т-образные окончания. Как видно из рисунка, шунтирую-

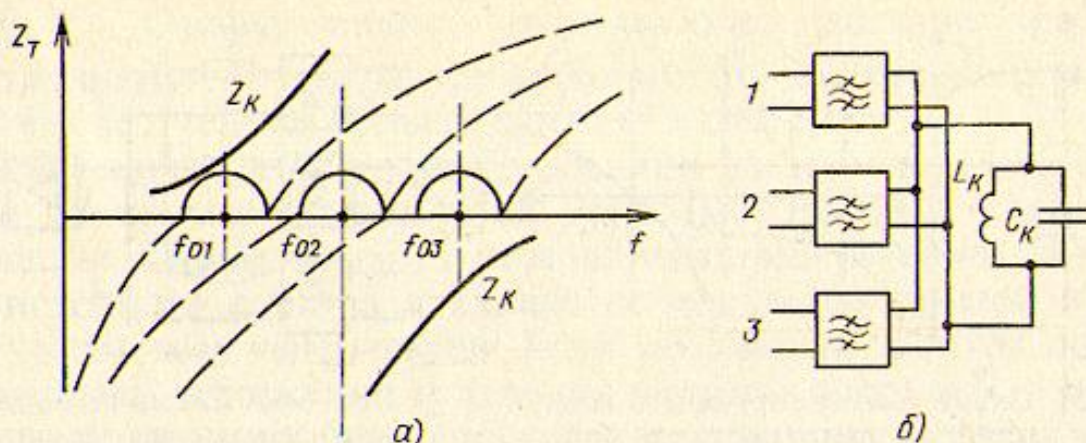


Рис. 6.50. К шунтирующему влиянию фильтров в полосе пропускания при их параллельном включении (а); схема контура, компенсирующего шунтирующее влияние (б)

шее действие в полосе пропускания второго фильтра создается индуктивным сопротивлением первого фильтра и емкостным — третьего фильтра, которые в значительной степени компенсируют друг друга, уменьшая общую реактивную проводимость. Наибольшая компенсация будет в том случае, если  $f_{02} = \sqrt{f_{01}f_{03}}$ , где  $f_{01}$ ,  $f_{02}$ ,  $f_{03}$  — средние частоты полос пропускания фильтров.

Практически можно считать, что второй полосовой фильтр свободен от шунтирующего влияния первого и третьего фильтров. В полосе пропускания первого фильтра шунтирующее влияние оказывают емкостные сопротивления второго и третьего фильтров, в полосе пропускания третьего фильтра — индуктивные сопротивления первого и второго фильтров. Нетрудно видеть, что для устранения этого шунтирующего влияния необходимо применить устройство, имеющее в полосах пропускания первого фильтра индуктивный характер сопротивления, а третьего фильтра — емкостный характер. В полосе пропускания второго фильтра сопротивление этого устройства должно быть большим. Указанным условиям отвечает параллельный резонансный контур, который подключается параллельно нагрузке (рис. 6.50, б). Резонансная частота контура выбирается равной средней частоте полосы пропускания второго фильтра. Частотная характеристика сопротивления контура ( $Z_K$ ) приведена на рис. 6.50, а.

При параллельном соединении 12 КФ схема компенсирующего контура несколько усложняется. Схема контура и частотная зависимость его сопротивления приведены на рис. 6.51, а и б соответственно. Первая резонансная частота  $f_{p1}$ , выбирается ниже частоты 60 кГц, а третья  $f_{p3}$  — выше частоты 108 кГц.

Для уменьшения взаимного шунтирующего действия фильтров при их параллельном включении применяются также развязывающие устройства, например дифференциальная система или развязывающие устройства на резисторах. Необходимо отметить, что использование развязывающих устройств для уменьшения

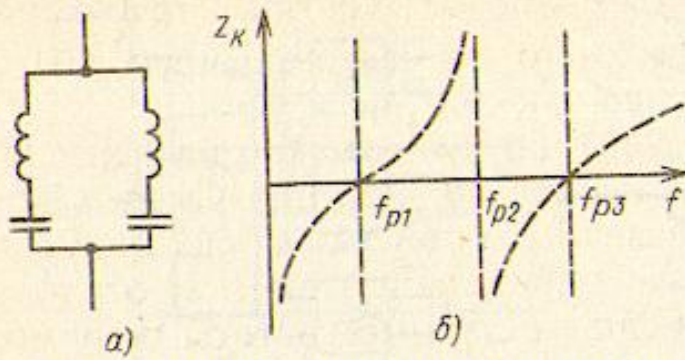


Рис. 6.51. Схема компенсирующего контура (а) и частотная зависимость его сопротивления (б)

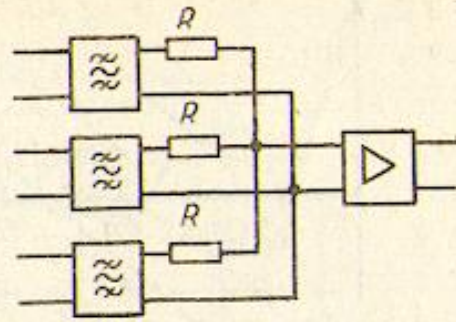


Рис. 6.52. Схема подключения канальных фильтров через развязывающее устройство

взаимного шунтирующего влияния фильтров увеличивает затухание, вносимое в тракт передачи каждого канала. Схема подключения КФ через развязывающие устройства приведена на рис. 6.52.

## 6.4. ГЕНЕРАТОРНОЕ ОБОРУДОВАНИЕ

### Требования к генераторному оборудованию

В системах передачи с ЧРК в качестве переносчиков используются синусоидальные напряжения или токи, называемые *сигналами несущих частот*. Синтез этих сигналов и является основной задачей генераторного оборудования. Кроме того, ГО должно вырабатывать сигналы контрольных частот, которые управляют работой систем АРУ, а также канальные сигналы управления и взаимодействия. Таким образом, ГО создает сетку сигналов номинальных частот. Каждый из этих сигналов должен отвечать ряду требований, важнейшими из которых являются: стабильность частоты и уровня, помехозащищенность и надежность.

Требование стабильности частоты очень важно для генераторов несущих частот, так как при передаче ОБП необходимо на приемной станции восстановить несущую частоту. Отличие восстановленной несущей от несущей на передаче приводит к изменению частоты передаваемого сигнала в канале, что снижает качество передачи. Наиболее сильно изменение спектра частот влияет на качество передачи дискретной информации и звукового вещания. Эти виды информации и определяют допустимый сдвиг спектров в канале  $\Delta F_k$ , который в простых каналах ТЧ не должен превышать  $\pm 0,5$  Гц.

Если в СП используется одна ступень преобразования, то допустимая относительная нестабильность генератора несущей  $i$ -го канала  $f_{ni}$  для наихудшего случая (частоты генераторов несущих изменились в разные стороны) не должна превышать величины

$0,5\Delta f_k / f_{нi}$ . Отсюда видно, что наиболее жесткие требования предъявляются к генератору верхнего по частоте канала СП, и они тем жестче, чем больше каналов в системе.

При многократном преобразовании частоты как на передаче, так и на приеме используется несколько несущих частот. Если эти частоты получаются от независимых генераторов, то изменение исходного спектра в канале определяется суммой отклонений частот всех генераторов. Если же данные частоты получены в результате умножения и деления частоты опорного генератора, то изменение исходного спектра в канале определяется относительной нестабильностью частоты этого генератора, которая должна быть не хуже, чем рассчитанная для несущей частоты верхнего канала в системе с одной ступенью преобразования.

Частоты контрольных сигналов также должны быть достаточно стабильны. Последнее необходимо потому, что полосовые фильтры, выделяющие контрольные сигналы, обладают некоторой неравномерностью АЧХ полосы пропускания и, следовательно, изменение частоты контрольного сигнала будет приводить к изменению уровней на выходе этих фильтров, что может вызвать ложное срабатывание устройств АРУ. Однако величина относительной нестабильности контрольных частот может быть допущена примерно на порядок больше относительной нестабильности несущих.

Требование стабильности уровней определяется в первую очередь контрольными сигналами, так как изменение их уровней приводит к ложному срабатыванию устройств АРУ. Установлено, что уровни контрольных сигналов не должны отклоняться от номинальных значений больше чем на  $\pm 0,2$  дБ.

Уровни несущих частот должны поддерживаться с точностью  $\pm 0,5$  дБ, что обеспечивает необходимое постоянство рабочего затухания преобразователей, влияющего на остаточное затухание каналов.

Требование к помехозащищенности предусматривает определенную степень моночастотности сигналов, вырабатываемых ГО, т. е. степень подавления паразитных спектральных составляющих, сопутствующих сигналу требуемой частоты  $f_n$ . Обычно паразитные составляющие имеют вид  $nf_n$ ,  $f_n \pm nf_0$  и  $f_n \pm nf_n$ , где  $n$  — любое целое число;  $f_0$  — частота, равная принятому в данной аппаратуре интервалу между каналами (обычно 4 кГц);  $f_n$  — частота помехи от источников питания, равная 50 Гц. Паразитные составляющие первых двух видов, поступая на преобразователь вместе с  $f_n$ , могут вызвать переходные помехи между каналами, которые могут быть как внятными, так и невнятными. Кроме того, паразитные составляющие могут увеличить нелинейные искажения в канале.

В зависимости от величины и характера помехи, вызываемой паразитными составляющими того или иного вида, устанавливается норма на степень подавления этих паразитных составляющих, которая может достигать 80...90 дБ.

Паразитные составляющие вида  $f_n \pm n f_n$ , не вызывают появления внятных переходных помех, и поэтому степень их подавления относительно основного сигнала может быть порядка 55...60 дБ.

К ГО предъявляются жесткие требования по надежности, так как пропадание хотя бы одной групповой несущей или контрольной частоты может привести к полному отказу системы передачи или отказу значительного числа каналов системы. Требования по надежности ГО обеспечиваются резервным оборудованием, находящимся в рабочем состоянии и называемым *горячим резервом*. Это оборудование автоматически подключается при отказе основного. Кроме того, в ГО осуществлена развязка потребителей сигналов одинаковых частот с тем, чтобы неисправность у одного из них не привела к пропаданию сигналов у других.

Необходимо отметить, что высокая степень надежности может быть достигнута только при условии соблюдения правил технической эксплуатации.

К ГО, вырабатывающему сигналы управления и взаимодействия, предъявляются относительно невысокие требования. Относительная нестабильность частоты допускается порядка  $10^{-4}$ , отклонение уровней генерируемых сигналов от номинальных может достигать 0,5...1,0 дБ, а помехозащищенность должна быть не менее 55 дБ. Это оборудование выполняется с применением обычных транзисторных LC-генераторов. Высокая надежность обеспечивается 100 %-ным горячим резервом.

### Структура генераторного оборудования

При построении ГО аппаратуры многоканальных СП используются три основных структуры: с автономными генераторами, с гармоническим генератором и с делителями опорной частоты.

Структурная схема оборудования с автономными генераторами показана на рис. 6.53. Она представляет собой набор  $n$  автономных генераторов (Г), каждый из которых генерирует сигнал с одной из требуемых частот  $f_{ni}$ . Этот сигнал поступает на соответствующее распределительное устройство (РУ), имеющее  $m$  выходов (по числу потребителей сигналов данной частоты). Распределительное устройство обеспечивает заданный уровень сигнала у потребителя и осуществляет развязку потребителей между собой.

Структура с автономными генераторами надежна, поскольку отказ одного из генераторов вызывает отказ относительно небольшой группы потребителей и при необходимости легко заме-



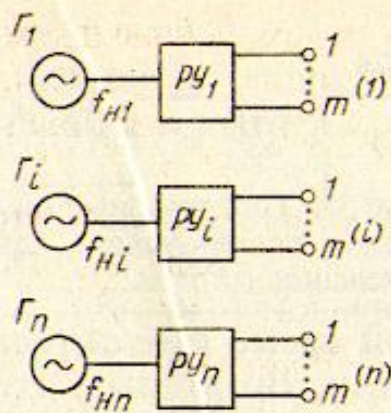


Рис. 6.53. Структурная схема ГО с автономными генераторами

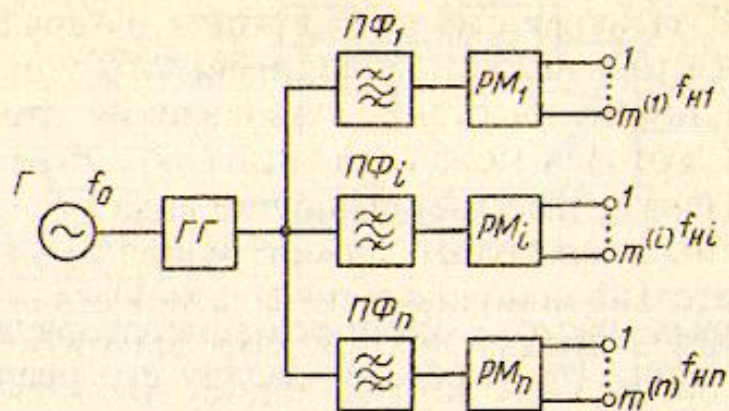


Рис. 6.54. Структурная схема ГО с гармоническим генератором

няется. Эта структура обеспечивает наибольшую помехозащищенность генерируемых сигналов и высокую стабильность их уровней. Недостатком ее является наличие большого числа высокостабильных, а значит, дорогих генераторов.

Структурная схема ГО с гармоническим генератором приведена на рис. 6.54. Здесь предусматривается только один высокостабильный генератор — сигнала опорной частоты  $f_0$ . Этот сигнал подается на гармонический генератор (ГГ), который формирует импульсную последовательность, богатую высшими гармониками частоты  $f_0$ , совпадающими с требуемыми частотами  $f_{ni}$ . Сигналы с частотами, соответствующими тем или иным высшим гармоникам, выделяются ПФ и поступают через распределители мощности (РМ) к потребителям.

Очевидно, что такая структура эквивалентна набору умножителей опорной частоты на целое число  $K_i$  ( $f_{ni} = K_i f_0$ ). В таком ГО требуется только один высокостабильный генератор. Высокая надежность обеспечивается резервированием генератора опорной частоты и генератора гармоник. Как и при структуре с автономными генераторами, осуществление наращивания оборудования несложно. Однако данная структура не свободна от недостатков. Во-первых, частота опорного генератора оказывается относительно низкой, что вызывает определенные технические трудности реализации генератора. Во-вторых, необходимость применения достаточно высоких уровней сигналов у многих потребителей вызывает трудности обеспечения мощного выходного сигнала гармонического генератора и реализации полосовых фильтров, надежно работающих при очень высоких уровнях входного сигнала. В-третьих, рассматриваемая структура уступает предыдущей по предельным значениям помехозащищенности генерируемых сигналов и стабильности их уровней.

В структуре ГО, схема которой показана на рис. 6.55, используется принцип деления частоты опорного сигнала. Эта схема имеет некоторые преимущества по сравнению с предыдущей. Во-

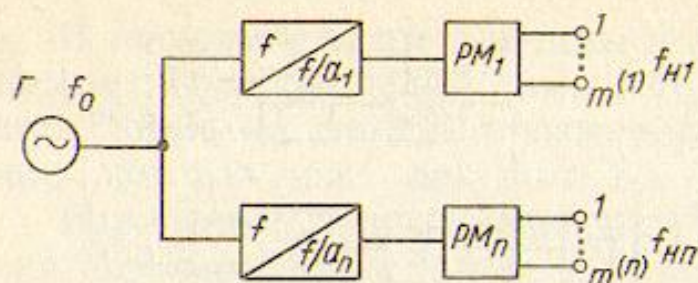


Рис. 6.55. Генераторное оборудование, использующее принцип деления частоты

первых, частота опорного генератора в этой схеме относительно высокая, что упрощает задачу его реализации. Во-вторых, схема обладает большими возможностями для получения заданных частот и наращивания их числа, так как коэффициенты деления могут быть не только целыми, но и дробно-рациональными числами. В-третьих, делители частоты – активные устройства, а поэтому в схеме отсутствуют цепи с очень высокими уровнями и облегчена стабилизация уровня выходных сигналов. Определенными недостатками данной структуры по сравнению с предыдущей являются: несколько больший объем оборудования, меньшая надежность.

Использование при построении ГО трех основных структур дает возможность реализовать все их положительные стороны: малое число высокостабильных задающих генераторов, относительно высокие частоты задающих генераторов, относительно невысокие уровни на выходах гармонического генератора.

Заметим, что в ГО применяются также балансные преобразователи, которые совместно с соответствующими полосовыми фильтрами являются устройствами для вычитания или сложения частот.

Таким образом, ГО – это комплекс устройств, позволяющих получить широкий набор сигналов с высокостабильными частотами (сетку сигналов с номинальными частотами) при использовании небольшого числа задающих высокостабильных генераторов, или, иначе, – синтезатор частот.

### Задающий генератор

Основными требованиями, предъявляемыми к задающим генераторам (ЗГ), являются требования стабильности частоты и уровня генерируемого сигнала. Рассмотрим условия, способствующие выполнению этих требований.

Задающий генератор является автогенератором с внешней обратной связью. Сигнал, генерируемый им, близок к синусоидальному. Петля ОС генератора (рис. 6.56) содержит как минимум усилитель (Ус), избирательную систему (ИС) и цепь с нелинейной амплитудной характеристикой – типа ограничителя амплитуды (ОА). Иногда нелинейная цепь совмещается с избирательной системой или ее роль выполняет усилитель.

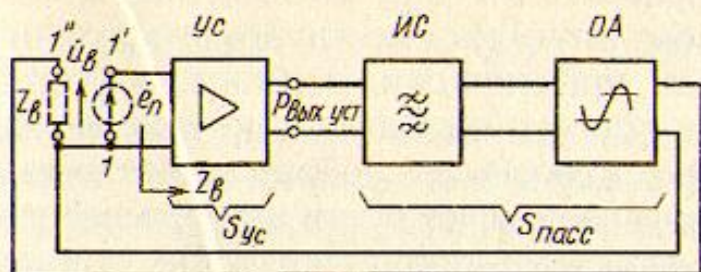


Рис. 6.56. Задающий генератор

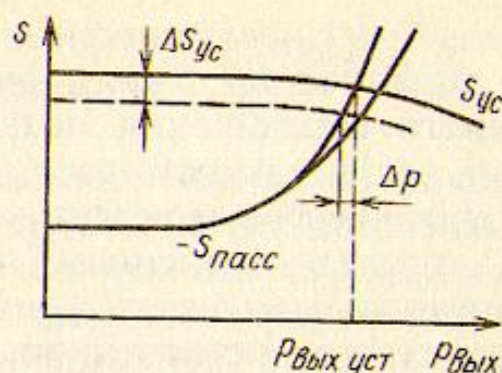


Рис. 6.57. Зависимость коэффициента передачи усилителя и пассивной части петли ОС от уровня на выходе усилителя

Самовозбуждение автогенератора имеет место, если годограф вектора передачи напряжения по петле ОС  $K_{\Pi} = \dot{u}_в / \dot{e}_н = K_{\Pi} e^{j\varphi_{\Pi}}$  охватывает критическую точку (1, 0). Заметим, что форма годографа определяется избирательной системой, имеющей максимальный коэффициент передачи на резонансной частоте  $\omega_p$ .

Амплитуда колебаний, возникших после включения генератора, нарастает до начала ограничения амплитудным ограничителем. Происходит уменьшение модуля передачи по петле. Этот процесс происходит до тех пор, пока не установится стационарный автоколебательный режим, при котором в генераторе имеет место баланс амплитуд

$$S_{\Pi} = \sum_{i=1}^n S_i = 0 \quad (6.14)$$

и баланс фаз

$$\varphi_{\Pi} = \sum_{i=1}^n \varphi_i = 2n\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (6.15)$$

Здесь  $S_{\Pi} = 20 \lg |K_{\Pi}|$ ;  $S_i$  — коэффициент передачи  $i$ -го четырехполюсника, входящего в петлю ОС автогенератора, дБ.

Установление баланса амплитуд показано на рис. 6.57, где приведены зависимости коэффициентов передачи усилителя  $S_{yc}$  и пассивной части петли обратной связи  $S_{\text{пасс}}$  (см. рис. 6.56) от уровня на выходе усилителя  $p_{\text{вых}}$ . Условие баланса амплитуд (6.14)  $S_{yc} = -S_{\text{пасс}}$  характеризуется установившимся уровнем выходного сигнала  $p_{\text{вых_уст}}$ . На рисунке показано, что смещение характеристики  $S_{yc}$  на  $\Delta S$  под воздействием каких-либо внешних факторов приводит к изменению выходного уровня на  $\Delta p$ , т. е. к его неустойчивости. Из рисунка видно, что неустойчивость выходного уровня будет тем меньше, чем больше крутизна характеристики  $S_{\text{пасс}}$ .

Заметим, что, если эта характеристика определена ОА, ее кру-

тизна будет неограниченно возрастать по мере увеличения степени ограничения. Таким образом, применение глубокого амплитудного ограничения позволяет практически полностью устранить нестабильность выходного уровня, вызванную изменениями коэффициентов передачи четырехполюсников, образующих петлю ОС, а также изменениями сопротивления нагрузки автогенератора. Однако следует иметь в виду, что порог ограничения ОА должен быть строго постоянен, так как в противном случае будет значительная нестабильность выходного уровня.

Обычно на порог ограничения наиболее сильное влияние оказывает окружающая температура, поэтому иногда применяют термостатирование всей конструкции задающего генератора.

Перейдем к рассмотрению условий стабилизации частоты. Пусть условие баланса фаз (6.15) выполняется на частоте  $\omega_0$ , на которой и происходит генерация. Положим, что под воздействием внешних факторов в каком-либо четырехполюснике петли ОС произошло изменение некоторого параметра  $\gamma$  на величину  $\Delta\gamma$ , что приведет к изменению фазового сдвига в нем на  $\Delta\varphi$ . Тогда фазовый сдвиг по петле ОС

$$\sum_{i=1}^n \varphi_i(\omega_0, \gamma + \Delta\gamma) = 2\pi n + \Delta\varphi(\omega_0, \gamma + \Delta\gamma), \quad (6.16)$$

т. е. нарушается баланс фаз.

Восстановление баланса фаз и, следовательно, удержание генерации происходят при изменении частоты генерации на  $\Delta\omega$ . Тогда

$$\sum_{i=1}^n \varphi_i(\omega_0 + \Delta\omega, \gamma + \Delta\gamma) = 2\pi n$$

или, воспользовавшись формулой Тейлора и полагая  $\Delta\omega$  малой величиной, получим

$$\sum_{i=1}^n \varphi_i(\omega_0, \gamma + \Delta\gamma) + \Delta\omega \sum_{i=1}^n \frac{\partial \varphi_i(\omega)}{\partial \omega} = 2\pi n. \quad (6.17)$$

Вычитая из (6.17) выражение (6.16), находим

$$\Delta\omega \sum_{i=1}^n \frac{\partial \varphi_i(\omega)}{\partial \omega} = -\Delta\varphi(\omega_0, \gamma + \Delta\gamma).$$

Отсюда относительная нестабильность частоты генерации

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = -\frac{\Delta\varphi(\omega_0, \gamma + \Delta\gamma)}{\omega_0 \sum_{i=1}^n \frac{\partial \varphi_i(\omega)}{\partial \omega}}.$$

Знаменатель правой части этого выражения  $\omega_0 \sum_{i=1}^n \frac{d\varphi_i(\omega)}{d\omega}$  назы-

вается *фиксирующей способностью генератора*. Чем выше фиксирующая способность, тем меньше относительная нестабильность частоты генерации. Очевидно, что фиксирующая способность будет тем больше, чем выше крутизна фазовой характеристики  $d\varphi_i(\omega)/d\omega$  по крайней мере одного из четырехполюсников, входящих в петлю ОС. Заметим, что четырехполюсник с большой крутизной фазовой характеристики должен иметь параметры, мало зависящие от внешних факторов и повторяющиеся от образца к образцу с высокой степенью точности. Этим условиям отвечают избирательные системы, выполненные на кварцевых резонаторах.

На рис. 6.58, а изображена эквивалентная схема кварцевого резонатора, последовательно с которым включен подстроечный конденсатор  $C_n$ . На рис. 6.58, б приведены частотные характеристики полного сопротивления резонатора  $Z = |Z| e^{j\varphi}$ . Элементы  $C_1$  и  $L_1$  (рис. 6.58, а) определяются геометрией пластины, ее размерами, ориентацией плоскости относительно кристаллических осей и местом наложения токоподводящих электродов. Элемент  $C_0$  соответствует емкости между электродами пластины и кварцедержателями и отображает потери энергии в резонаторе.

Резонансные частоты  $\omega_{p1} = 1/\sqrt{L_1 C_1}$  и  $\omega_{p2} = 1/\sqrt{L_1 \frac{C_0 C_1}{C_0 + C_1}}$ .

Обычно  $\omega_{p2}/\omega_{p1} = \sqrt{1 + C_0/C_1} \leq 1,003$ , т. е. резонансные частоты расположены весьма близко друг к другу. При включении  $C_n$  они еще больше сближаются.

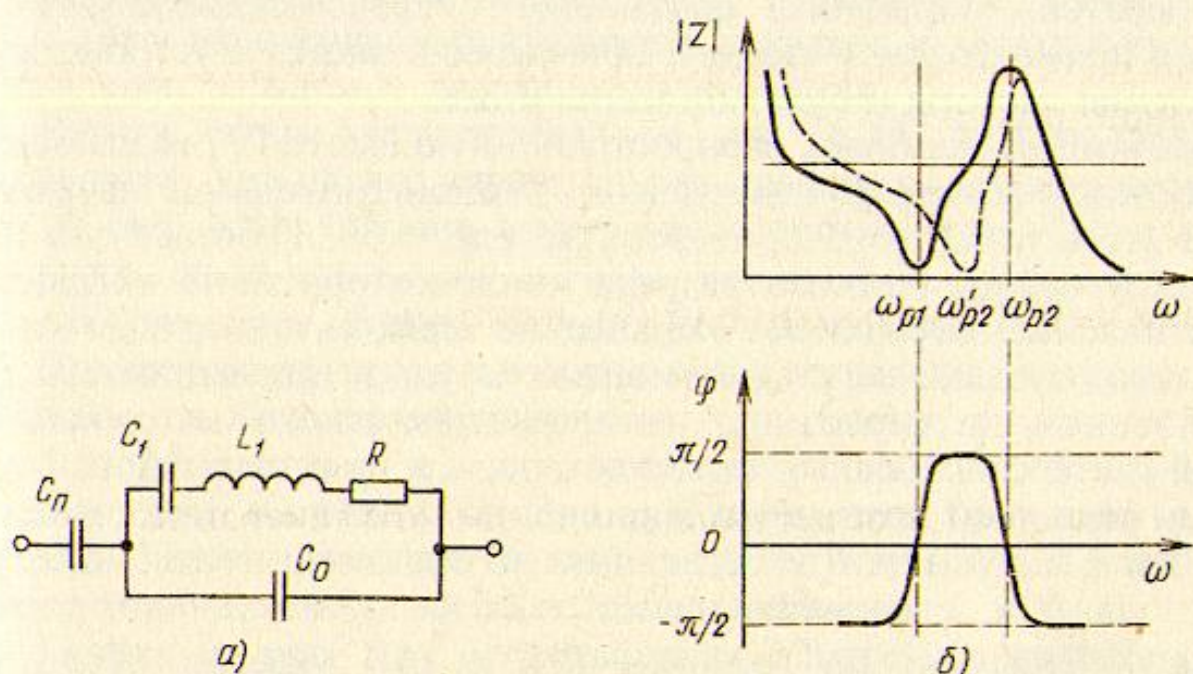


Рис. 6.58. Эквивалентная схема кварцевого резонатора (а) и частотные характеристики полного сопротивления резонатора  $Z$  (б)

Задающий генератор обычно конструируют так, чтобы частота генерации  $\omega_0$  находилась внутри интервала  $\omega_{p1} \dots \omega_{p2}$  и лежала бы ближе к одной из них. Чаще встречаются схемы, где  $\omega_0$  выбирается чуть выше  $\omega_{p1}$  (или  $\omega_{p1}'$ , если используется  $C_n$ ). В целях повышения стабильности частоты генерации кварцевый резонатор помещается в отдельный термостат. Иногда осуществляется двойное термостатирование. В этом случае вся конструкция генератора вместе с термостатом кварцевого резонатора помещается в общий термостат.

### Генераторы гармоник

Генераторы гармоник (ГГ) предназначены для формирования из синусоидального сигнала частотой  $f_0$  периодической последовательности импульсов определенной формы той же частоты. В сочетании с полосовым фильтром, выделяющим из импульсной последовательности  $k$ -ю высшую гармонику частоты  $f_0$ , ГГ представляет собой умножитель частоты  $f_0$  на целое число  $k$ . Очевидно, что основным требованием, которому должен удовлетворять ГГ, является получение последовательности импульсов такой формы, в спектре которой содержатся необходимые гармоники с амплитудами достаточной величины и близкими по значению друг к другу. Из теории нелинейных электрических цепей известно, что для получения небольшого числа гармоник наилучшими являются последовательности прямоугольных импульсов, а для получения большого числа гармоник высоких номеров — последовательности экспоненциальной формы.

Генераторы гармоник, создающие последовательности импульсов прямоугольной формы, обычно сочетаются с устройствами деления частоты и будут описаны ниже.

Рассмотрим наиболее распространенную схему ГГ, создающего последовательность импульсов экспоненциальной формы. Схема этого генератора приведена на рис. 6.59. Работает она по принципу периодического разряда конденсатора  $C$  на активное сопротивление нагрузки  $R_n$ . Управление зарядом и разрядом конденсатора осуществляется с помощью катушки индуктивности  $L$ , выполненной на сердечнике из ферромагнитного материала с петлей гистерезиса, форма которой близка к прямоугольной.

На рис. 6.60 несколько упрощенно показана зависимость магнитной индукции  $B$  в сердечнике от напряженности магнитного поля  $H$  и, следовательно, от тока  $i_L'$ , протекающего через катушку. Цифрами на графиках  $B(H)$  и  $i_L'(t)$  указана последовательность смены состояний во времени. Индуктивность  $L$  катушки пропорциональна магнитной проницаемости сердечни-

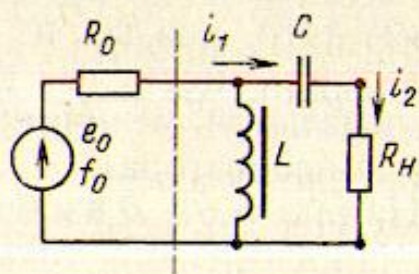


Рис. 6.59. Схема генератора гармоник, создающего последовательность импульсов экспоненциальной формы

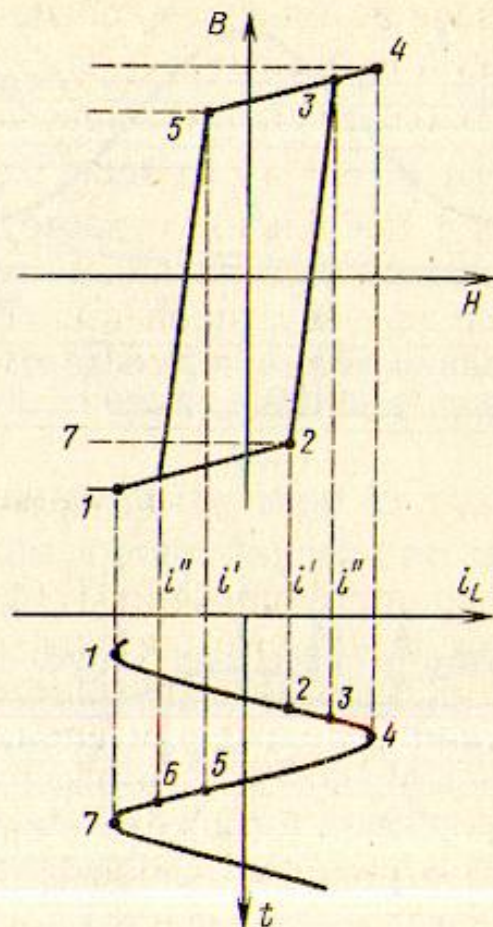


Рис. 6.60. Зависимость магнитной индукции  $B$  в сердечнике катушки индуктивности  $L$  от напряженности магнитного поля  $H$

ка  $\mu = dB/dH$ . Поэтому в интервалы времени, соответствующие изменению тока от точки 2 до точки 3 и от точки 5 до точки 6, индуктивность катушки велика ( $L_p$ ), а остальное время — мала ( $L_n$ ). Это изменение индуктивности катушки и используется для управления зарядом и разрядом конденсатора  $C$ .

Работу схемы, приведенной на рис. 6.59, можно проиллюстрировать несколько упрощенными графиками, представленными на рис. 6.61. Обычно внутреннее сопротивление  $R_0$  источника опорного синусоидального сигнала частотой  $f_0$  достаточно велико, поэтому ток  $i_1$  близок к синусоидальному (рис. 6.61, а).

Предположим, что в моменты  $t_1$  и  $t_3$  сердечник катушки индуктивности выходит из насыщения, а в моменты  $t_2$  и  $t_4$  — насыщается. Моменты  $t_1$  и  $t_3$  соответствуют точкам 2 и 5, а  $t_2$  и  $t_4$  — точкам 3 и 6 на рис. 6.60. Это иллюстрируется графиком на рис. 6.61, б. Заметим, что для наглядности индуктивность  $L_n$  показана значительно больше своего реального значения.

График на рис. 6.61, в показывает изменение напряжения  $u_L$  на катушке индуктивности, которое приблизительно пропорционально току  $i_1$  и величине индуктивности  $L$ .

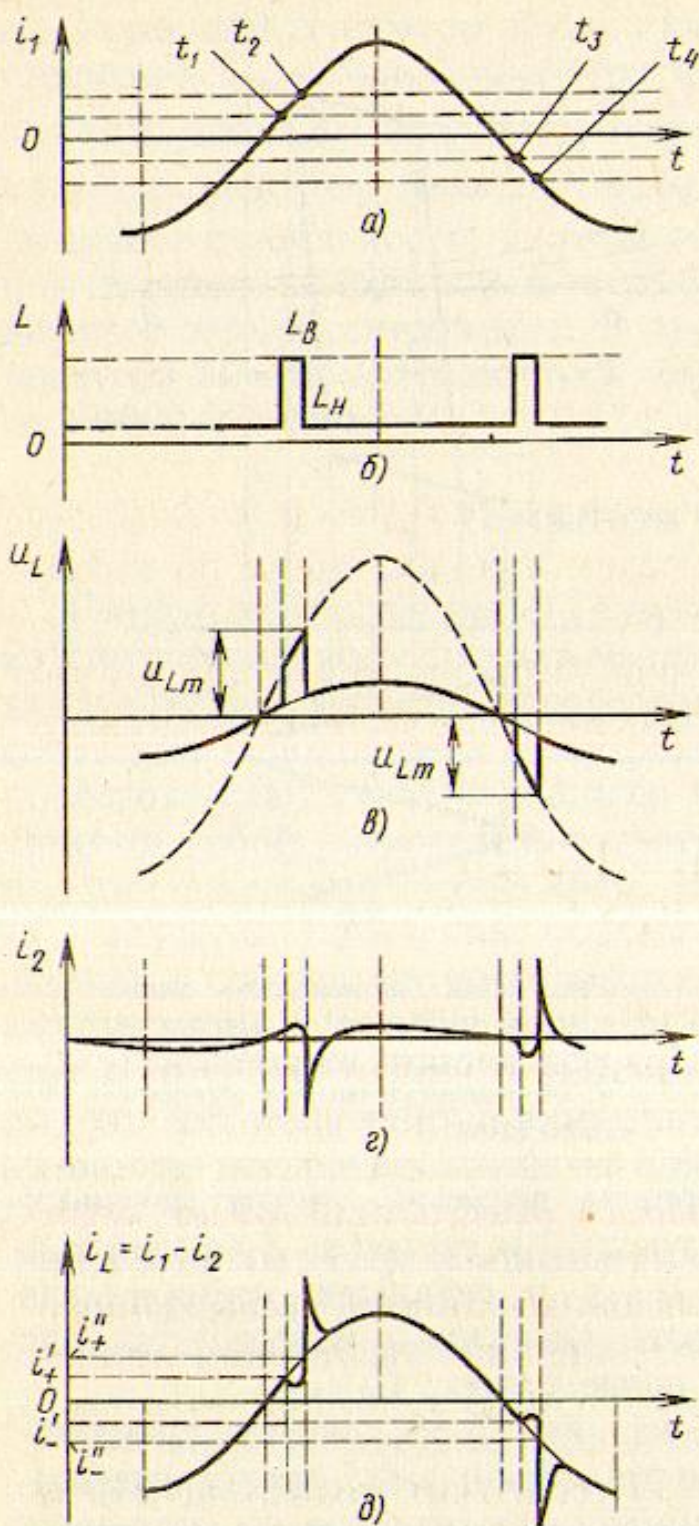


Рис. 6.61. Графики, иллюстрирующие работу генератора гармоник

нагрузки  $R_{II}$ , а на комплексное  $Z_{II}$ , поскольку нагрузкой обычно является несколько параллельно соединенных полосовых фильтров, настроенных на различные гармоники частоты  $f_0$ . Кроме того, в некоторых случаях приходится учитывать конечные значения сопротивления источника сигнала  $R_0$  и индуктивности катушки в состоянии насыщения  $L_{II}$ . Однако для ориентировочной оценки амплитуд отдельных гармоник достаточно проанализировать еще более упрощенную форму выходного тока  $i_2$ , представляющую собой последовательность с периодом  $T_0 =$

График на рис. 6.61, а показывает изменение выходного тока  $i_2$ . В интервалы, когда индуктивность катушки велика, конденсатор  $C$  заряжается до напряжения  $U_{Lm}$ . Затем при насыщении сердечника конденсатор разряжается, создавая на нагрузке  $R_{II}$  экспоненциальный импульс. Очевидно, что площади участков графика тока  $i_2$ , соответствующие заряду и разряду конденсатора, должны быть равны между собой. Кроме того, каждая из этих площадей численно равна максимальной величине заряда конденсатора.

На рис. 6.61, б изображена осциллограмма тока катушки индуктивности  $i_L = i_1 - i_2$ . Здесь же показаны значения токов  $i_+''$  и  $i_-''$ , при которых наступает насыщение ферромагнитного сердечника, и значения  $i_+'$  и  $i_-'$ , при которых сердечник выходит из состояния насыщения.

Следует заметить, что графики на рис. 6.60 и 6.61 не отражают того факта, что разряд конденсатора  $C$  происходит в реальных условиях не на активное сопротивление



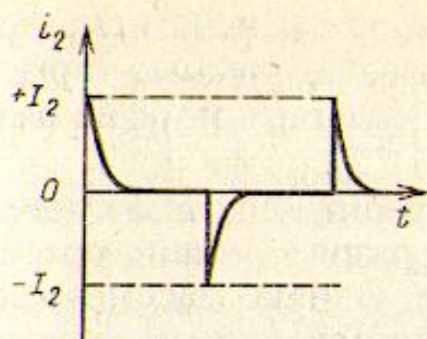


Рис. 6.62. Последовательность экспоненциальных импульсов

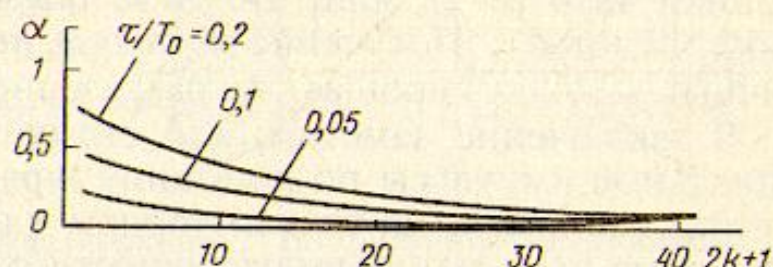


Рис. 6.63. Графики зависимости амплитуды гармоники от ее номера и значения отношения  $\tau/T_0$

$=1/2\pi f_0$  биполярных экспоненциальных импульсов с нулевым временем нарастания фронта и спадом, происходящим по закону  $i_2 = I_2 e^{-t/\tau}$ , где  $\tau = CR_n \ll T_0$  (рис. 6.62).

Разложение этой функции в ряд Фурье содержит только нечетные гармоники частоты  $f_0$ . Относительная величина амплитуды  $(2k + 1)$ -й гармоники

$$\alpha_{2k+1} = \frac{4\tau}{T_0} \frac{1}{\sqrt{1 + \left[ (2k+1) \frac{\tau}{T_0} \right]^2}}$$

На рис. 6.63 приведены графики, показывающие зависимость амплитуды гармоники от ее номера и значения отношения  $\tau/T_0$ . Из рисунка видно, что уменьшение постоянной времени  $\tau$  приводит к выравниванию амплитуд гармоник за счет уменьшения амплитуд гармоник низких номеров. Этот случай имеет место при снижении  $\tau$  за счет уменьшения емкости  $C$ . Если же  $\tau$  снижать за счет уменьшения сопротивления нагрузки, то выравнивание амплитуд будет происходить за счет как увеличения амплитуд гармоник низких номеров, так и уменьшения амплитуд высших гармоник.

Поскольку выходной сигнал ГГ содержит только нечетные гармоники частоты  $f_0$ , то для получения четных гармоник придется использовать схему удвоения, представляющую собой двухполупериодный диодный выпрямитель (рис. 6.64).

На выходе выпрямителя ток будет иметь форму униполярных импульсов с периодом вдвое меньшим периода основной частоты

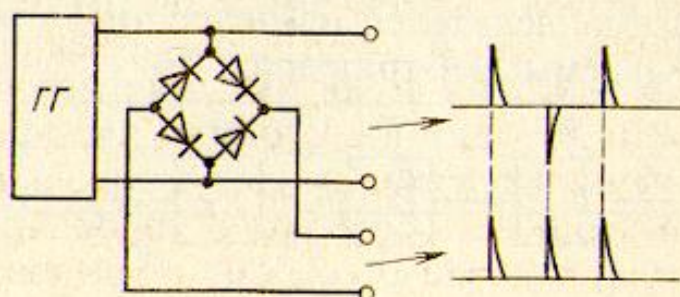


Рис. 6.64. Схема двухполупериодного диодного выпрямителя

ты  $f_0$ . Такие импульсы содержат как четные, так и нечетные гармоники частоты  $2f_0$  или, что то же самое, только четные гармоники частоты  $f_0$ . Получение четных и нечетных гармоник на различных выходах упрощает их разделение.

В заключение заметим, что схему, формирующую экспоненциальные импульсы по принципу заряд – разряд, можно реализовать, например, на транзисторном ключе. Однако рассмотренная схема на катушке индуктивности с ферромагнитным сердечником до настоящего времени оказывается непревзойденной по надежности работы в условиях относительно больших мощностей выходного сигнала и относительно высоких скоростей переключения схемы в разные состояния.

### Делители частоты

В настоящее время все большее распространение в генераторном оборудовании многоканальных СП получают делители частоты (ДЧ) на логических элементах (цифровые ДЧ). Структурная схема цифрового ДЧ приведена на рис. 6.65. Она состоит из усилителя-ограничителя (УО), логической схемы (ЛС) и полосового фильтра (ПФ).

*Усилитель-ограничитель* формирует из входного синусоидального сигнала частотой  $f_0$  последовательность униполярных прямоугольных импульсов той же частоты и, следовательно, с периодом  $T_0 = 1/2\pi f_0$ .

*Логическая схема* формирует на основе исходной последовательности новую периодическую последовательность импульсов, в спектре которой содержится составляющая необходимой частоты  $f_n = f_0/n$  с достаточно высоким уровнем.

*Полосовой фильтр* выделяет полезную синусоидальную составляющую частоты  $f_n$ .

Коэффициент деления  $n$  может быть как целым, так и дробно рациональным числом, что определяется структурой ЛС и полосой пропускания ПФ.

Логическая схема целочисленного делителя частоты ( $n$  – целое число) должна формировать последовательность прямоугольных импульсов с периодом  $T_n = nT_0$ , поскольку в спектре такого сигнала наибольшую величину имеет именно полезная составляющая, т. е. составляющая с частотой  $f_n = 1/2\pi T_n = f_0/n$ . Логические схемы делителей на целое число обычно выполняются на так называемых *JK*-триггерах.

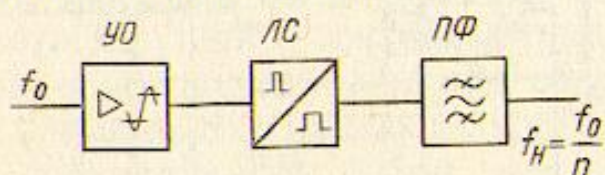


Рис. 6.65. Структурная схема цифрового делителя

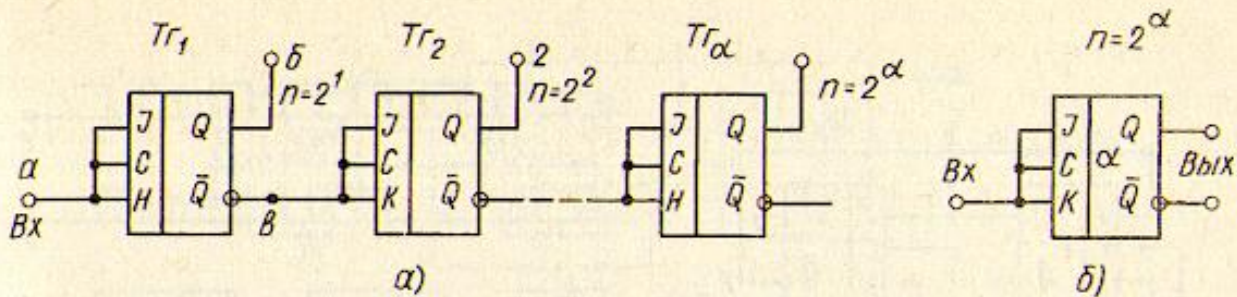


Рис. 6.66. Логическая схема делителя на  $2^\alpha$  (а) и изображение ее в виде одного триггера с указанием числа  $\alpha$  (б)

Наиболее простой является ЛС для делителя на  $n = 2^\alpha$ , где  $\alpha$  — целое положительное число. Эта схема приведена на рис. 6.66, а. На рис. 6.67 показаны ее временные диаграммы работы в точках а, б, в и г. Входная импульсная последовательность (точка а схемы) показана на временной диаграмме а. Ее частота равна  $f_0$ , а период  $T_0 = 1/2\pi f_0$ . Будем считать, что в момент включения триггер  $Tr_1$  находился в исходном состоянии, т. е. на его выходе сигнал отсутствовал (точка б схемы). Тогда первый импульс, поступивший на соединенные между собой входы триггера, заставит его опрокинуться, и на его выходе  $Q$  появится сигнал. Этот сигнал сохранится и после того, как импульс на входе закончится, и пропадет только в результате опрокидывания триггера при поступлении второго импульса входной последовательности (график б). Таким образом, на выходе первого триггера имеет место последовательность импульсов с периодом  $2T_0$ . Следовательно, ячейка, выполненная на одном триггере, является ЛС делителя частоты на  $n = 2^\alpha = 2^1 = 2$ .

Если эту последовательность или обратную ей (график в) подать на объединенные входы следующего триггера  $Tr_2$ , то на его выходе получим последовательность импульсов с периодом  $4T_0$ , т. е. осуществим деление на  $n = 2^2 = 4$  и т. д.

Часто для упрощения ЛС, состоящую из  $\alpha$  каскадно включенных триггеров, изображают в виде одного триггера с указанием числа  $\alpha$  (см. рис. 6.66, б).

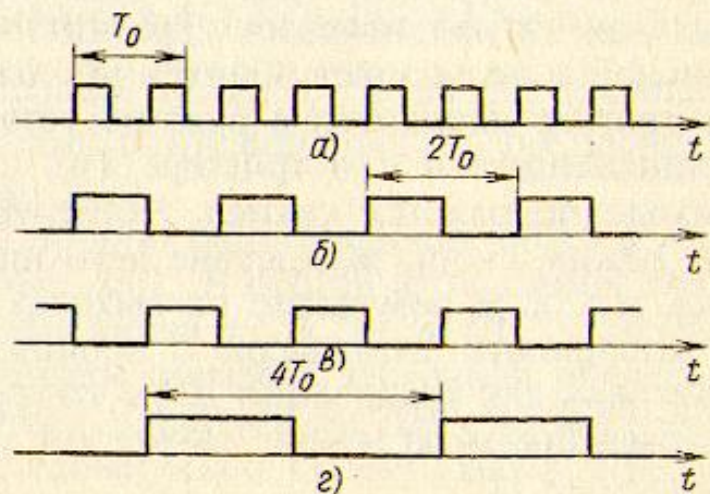


Рис. 6.67. Временные диаграммы работы делителя  $2^\alpha$

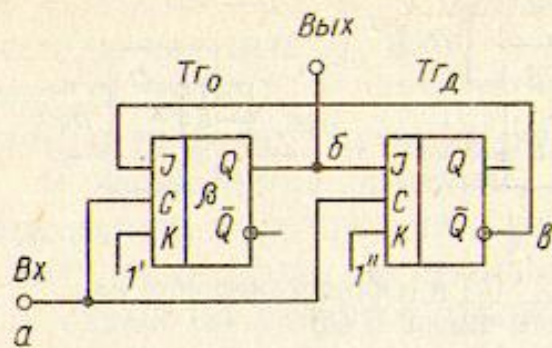


Рис. 6.68. Схема делителя на  $(2^B + 1)$

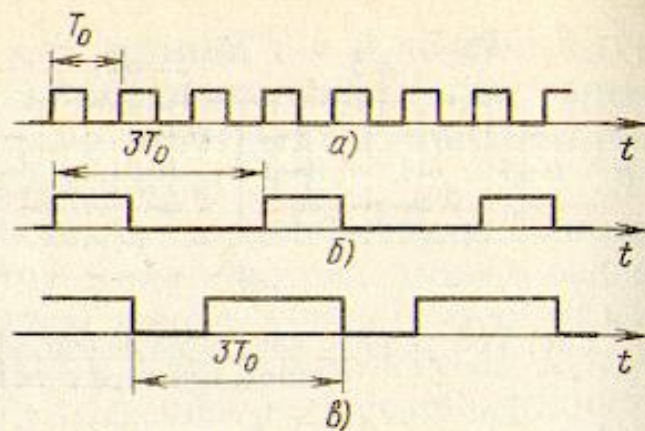


Рис. 6.69. Временные диаграммы работы делителя на  $(2^B + 1)$

Для получения коэффициентов деления, дополняющих ряд положительных целых чисел до полного, используются ЛС, позволяющие увеличить период исходной импульсной последовательности в  $(2^B + 1)$  раз (рис. 6.68). Эта схема состоит из логической схемы делителя на  $2^B$  (основной триггер  $TГ_0$ ) и дополнительного триггера ( $TГ_д$ ), включенного в так называемую цепь логической ОС (ЛОС). Рассмотрим работу схемы, положив для определенности и простоты  $\beta = 1$ .

На рис. 6.69 показаны временные диаграммы работы схемы, причем точкам  $a$ ,  $b$  и  $v$  на рис. 6.68 соответствуют графики  $a$ ,  $b$  и  $v$ . Будем считать, что в момент включения на выходе  $Q$   $TГ_0$  (точка  $b$ ) сигнал отсутствует, а на выходе  $\bar{Q}$  триггера  $TГ_д$  (точка  $v$ ) сигнал имеется. Тогда при поступлении на вход (точка  $a$ ) импульса на выходе триггера  $TГ_0$  (точка  $b$ ) появится сигнал, который удержится до начала следующего импульса исходной последовательности, так как при отсутствии сигнала на входе  $C$  триггер сохраняет свое состояние. В течение этого времени сигнал сохранится и на выходе  $\bar{Q}$  триггера  $TГ_д$ , вначале как результат режима установки нуля, а затем — режима запуска.

При появлении второго импульса исходной последовательности в обоих триггерах устанавливается режим счета, и на их выходах сигнал исчезает. Третий импульс исходной последовательности не вызовет появления сигнала на выходе  $TГ_0$ , поскольку триггер находится в режиме установки нуля. Этот же режим устанавливается и в триггере  $TГ_д$ , и поэтому на его инверсном выходе появляется сигнал. Четвертый импульс устанавливает в  $TГ_0$  режим счета, вследствие чего на его выходе появляется сигнал, и т. д. В результате на выходах триггеров возникают последовательности импульсов с периодами  $3T_0$ , любая из которых пригодна для реализации ДЧ с коэффициентом  $n = 2^B + 1 = 3$ . В рассматриваемой схеме выходной является последовательность на выходе  $TГ_д$ .

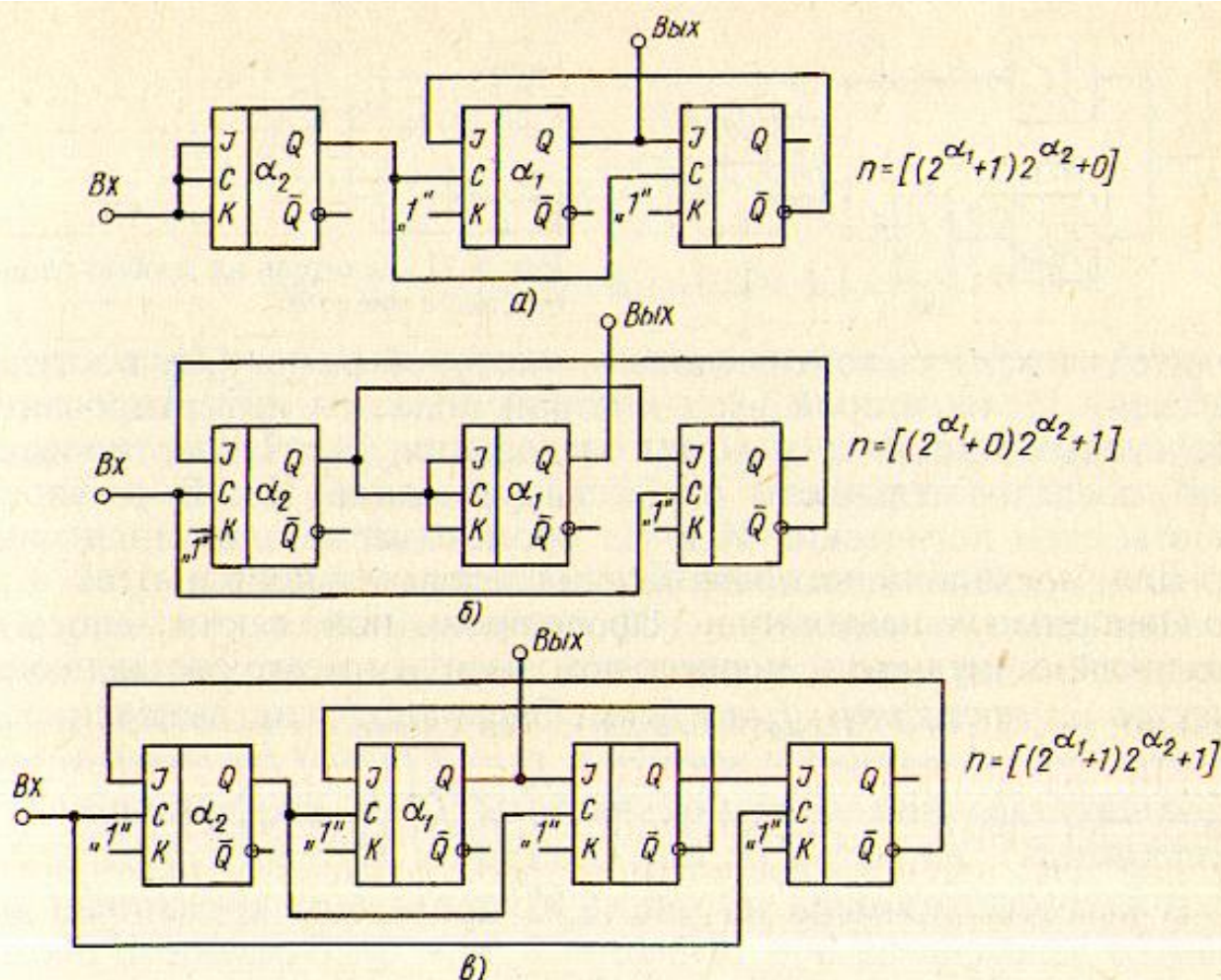


Рис. 6.70. К синтезу обобщенной логической схемы делителя частоты на любое целое число

Если вместо одного триггера  $Tг_0$  использовать ЛС делителя на  $2^B$ , то период выходной последовательности будет больше периода входной в  $2^B + 1$  раз. Другими словами, схема будет представлять собой ЛС делителя частоты в  $n = 2^B + 1$  раз.

На основе ЛС делителей на  $2^\alpha$  и  $2^B + 1$  может быть получена обобщенная логическая схема ДЧ на любое целое число. Синтез этой схемы начинается приведением числа  $n$  к следующему виду:

$$n = ((... (2^{\alpha_1} + A_1) 2^{\alpha_2} + A_2) 2^{\alpha_3} + ... ) 2^{\alpha_i} + A_i) ... ) 2^{\alpha_m} + A_m,$$

где  $\alpha_i$  — любое целое положительное число;  $A_i$  — нуль или единица.

На основе этого разложения синтезируется ЛС по правилам, которые иллюстрируются рис. 6.70.

Логическая схема ДЧ на дробно рациональное число  $q$  имеет структуру, показанную на рис. 6.71. В состав этой схемы входят логические схемы ДЧ на целые числа  $n$  (ЛС<sub>1</sub>) и  $m$  (ЛС<sub>2</sub>), схемы И и Не. Работает схема следующим образом. Исходная последовательность импульсов частотой  $f_0$  подается на ДЧ с коэффициентами деления  $n$  и  $m$ . Последовательность импульсов с выхода

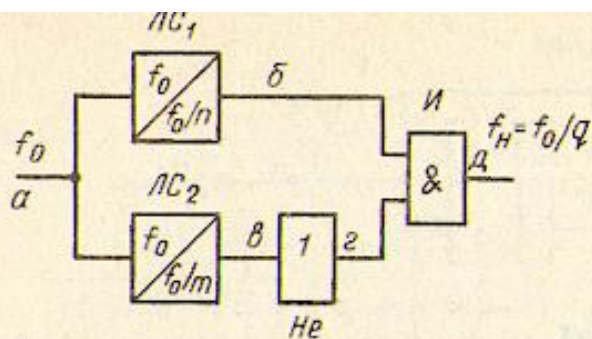


Рис. 6.71. Делитель на дробно рациональное число  $q$

делителя на  $n$ , частота следования которой равна  $f_0/n$ , поступает на схему И, на второй вход которой подается инвертированная последовательность с частотой следования  $f_0/m$ . Инвертирование этой последовательности осуществляет схема Не. В результате работы схем логических И и Не происходит амплитудная манипуляция последовательности  $f_0/n$  последовательностью  $f_0/m$ .

Наибольшую амплитуду сформированной таким способом выходной импульсной последовательности имеют составляющие спектра с частотами  $f_0/n \pm f_0/m$ . Очевидно, что выделение из спектра составляющей с частотой  $f_n = f_0/n - f_0/m$  соответствует результату деления исходной частоты  $f_0$  на коэффициент  $q = mn/(m - n)$ .

В качестве примера на рис. 6.72 приведены временные диаграммы делителя на  $q = 10/3$  ( $n = 2$ ,  $m = 5$ ). Буквенные обозначения диаграмм совпадают с обозначениями точек в схеме на рис. 6.71, где наблюдаются соответствующие последовательности импульсов.

Анализ ЛС для делителей на дробно-рациональные числа посредством разложения их выходных импульсных последовательностей в ряд Фурье позволяет установить, что затухание полезного продукта относительно полной мощности выходной последовательности составляет около 4 дБ, а затухание ближайшего по

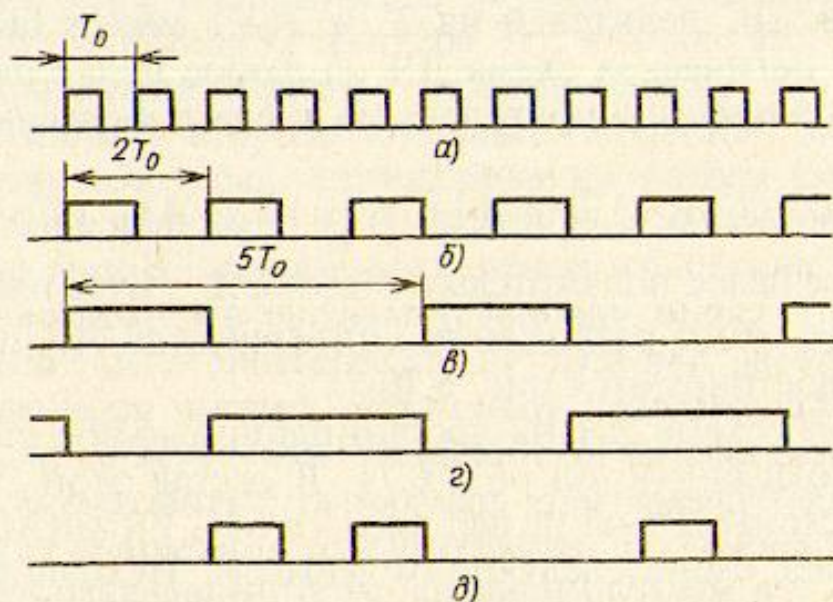


Рис. 6.72. Временные диаграммы делителя на  $q = 10/3$

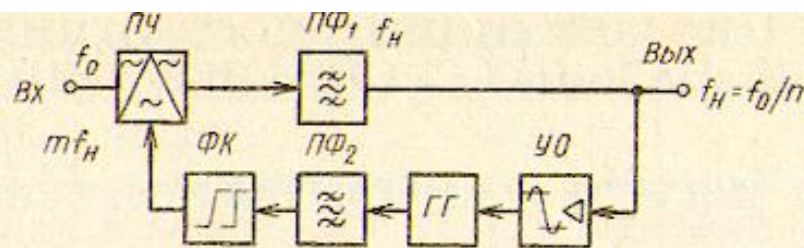


Рис. 6.73. Регенеративный делитель частоты

частоте паразитного продукта, отстоящего на интервал  $f_0/m$ , не менее 9 дБ. При проектировании для этих делителей фильтров следует учитывать наличие в спектре выходной импульсной последовательности составляющей  $2f_0/m$ , амплитуда которой равна полезной составляющей.

В ГО многоканальных СП прошлых поколений широко использовались регенеративные ДЧ. Последние представляют собой замкнутые колебательные системы, при работе которых имели место не только балансы амплитуд и фаз, но и частоты (рис. 6.73).

В схеме на рис. 6.73 УО обеспечивает баланс амплитуд, а фазовый корректор (ФК) — баланс фаз по петле ОС. Гармонический генератор совместно с ПФ<sub>2</sub> является умножителем частоты  $f_n$  на  $m$ . На входе системы установлен преобразователь частоты (ПЧ), полезную составляющую на выходе которого с частотой  $f_n = f_0/n$  выделяет ПФ<sub>1</sub>. В зависимости от того, какой сигнал принят модулирующим ( $f_0$  или  $mf_n$ ), а также в зависимости от режима работы ПЧ на выходе ДЧ  $f_n = f_0/n$  будет определяться либо по формуле  $f_n = mf_n \pm rf_0$ , либо  $f_n = f_0 \pm rmf_n$ , где  $f_0$  — частота исходного сигнала;  $m$  — номер гармоники, выделяемой ПФ<sub>2</sub> (коэффициент умножения частоты  $f_n$ );  $r$  — номер используемой боковой полосы на выходе ПЧ.

Учитывая, что  $f_n = f_0/n$ , из этих выражений находим, что коэффициент деления  $n = (m - 1)/r$  или  $n = rm + 1$ . Необходимо заметить, что при определении  $n$  отбрасывались решения, где  $f_n$  отрицательна или больше исходной.

Из первой формулы для  $n$  следует, что коэффициент деления может быть дробно рациональным числом. В том случае, когда коэффициент деления должен быть целым числом, удобно использовать схему, для которой  $n$  определяется по второй формуле. Объясняется это тем, что иногда (когда  $n$  невелико) из схемы могут быть исключены ГГ и ПФ<sub>2</sub>.

В настоящее время регенеративные ДЧ находят ограниченное применение, поскольку из-за того, что они содержат больше аналоговых устройств по сравнению с цифровыми, их надежность ниже, а стоимость выше.