

## ЛЕКЦИЯ 6. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ

### 6.1. Многокаскадные усилители с конденсаторной связью

При усилении малых входных сигналов может оказаться, что одного усилительного каскада недостаточно для получения нужного коэффициента усиления. В этом случае задачу решают с помощью многокаскадных усилителей, получаемых путем последовательного соединения отдельных каскадов (рис. 6.1). В многокаскадных усилителях выходной сигнал первого и любого промежуточного каскада служит входным сигналом последующего каскада. Нагрузкой указанных каскадов является входное сопротивление последующего каскада. Входное и выходное сопротивления усилителя определяются соответственно входным и выходным каскадами.

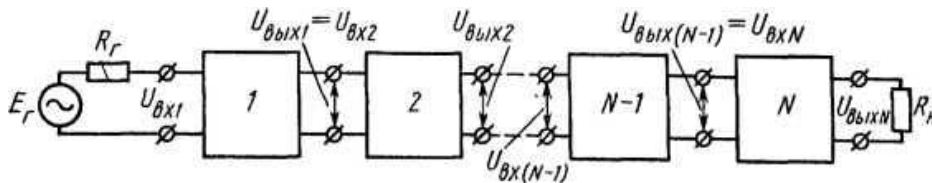


Рис. 6.1. Структурная схема многокаскадного усилителя.

Коэффициент усиления многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов усиления входящих в него каскадов:

$$K_U = \frac{U_H}{E_r} = \frac{U_{вых1}}{E_r} \cdot \frac{U_{вых2}}{U_{вых1}} \dots \frac{U_{выхN}}{U_{вых(N-1)}} = K_{U1} \cdot K_{U2} \dots K_{UN}. \quad (6.1)$$

Связь каскадов в многокаскадном усилителе может осуществляться с помощью конденсатора, трансформатора или непосредственно. В соответствии с этим различают усилители с конденсаторной, трансформаторной и непосредственной связью.

В настоящее время усилители применяются преимущественно в интегральном исполнении с непосредственной связью между каскадами. Исключение составляют узкополосные усилители радиотехнических устройств высокой частоты, где связь усилительных каскадов интегрального исполнения, а также связь источника входного сигнала с входом усилителя и выхода усилителя с нагрузкой могут осуществляться через трансформатор (одна из обмоток которого образует с дополнительно вводимым конденсатором параллельный колебательный контур). Конденсаторы в усилителях интегрального исполнения могут применяться как навесные элементы для связи источника входного сигнала с входом усилителя, выхода усилителя с нагрузкой, а также для связи отдельных усилителей между собой. В качестве элемента связи конденсатор используется в усилителях звуковых частот, усилителях высокой частоты и широкополосных усилителях.

Для многокаскадных усилителей важными являются амплитудно-частотная, фазо-частотная и амплитудная характеристики. В данном разделе эти показатели рассматриваются для усилителей, в которых в качестве элементов связи используются конденсаторы, поскольку этот случай является более общим. Рассмотрение проводится для наиболее общего случая – на примере многокаскадного усилителя с конденсаторной связью между каскадами. Материал базируется на

применении в усилителях биполярных транзисторов.

В многокаскадных усилителях с конденсаторной связью (рис. 6.2) нагрузкой промежуточного каскада является входная цепь последующего каскада.

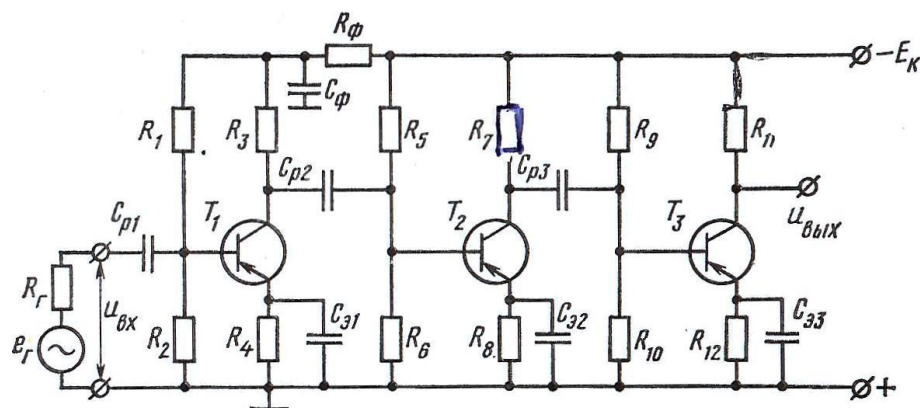


Рис. 6.2. Схема многокаскадного усилителя с конденсаторной связью.

Число каскадов в многокаскадном усилителе определяют по выражению (6.1), исходя из требуемого коэффициента усиления. Каскады рассчитывают (выбор и обеспечение режима покоя, расчет по переменному току) в последовательности от оконечного каскада к первому. Сначала проводят расчет оконечного каскада, который обеспечивает получение требуемой мощности (тока или напряжения) сигнала на нагрузке  $R_n$ .

По коэффициенту усиления оконечного каскада определяют параметры его входного сигнала, являющиеся исходными для расчета предоконечного каскада, и т. д. вплоть до первого (входного) каскада. Расчет вначале ведут для средней частоты  $f_0$ , что позволяет пренебречь влиянием конденсаторов в усилителе (их сопротивление принимают равным нулю или бесконечности для конденсаторов, стоящих в схеме замещения параллельно) и не учитывать зависимость параметров транзисторов от частоты. Учет свойств транзисторов и влияния конденсаторов в случае необходимости производят, исходя из диапазона частот усиливаемого сигнала, чем обеспечивается требуемая полоса пропускания усилителя.

Наличие в схеме усилителя конденсаторов и зависимость параметров транзисторов от частоты приводят к тому, что при изменении частоты входного сигнала напряжение на выходе усилителя изменяется как по амплитуде, так и по фазе. В соответствии с этим коэффициент усиления по напряжению характеризуется комплексной величиной, определяемой модулем коэффициента усиления  $|\dot{K}_U|$  и углом фазового сдвига  $\varphi$  выходного синусоидального напряжения усилителя относительно входного. Зависимость модуля коэффициента усиления  $K_U$  от частоты определяет амплитудно-частотную характеристику усилителя, а зависимость угла фазового сдвига  $\varphi$  от частоты — его фазо-частотную характеристику. В области низких частот полосы пропускания указанные зависимости при чисто активной нагрузке обуславливаются наличием конденсаторов в схеме, а в области высоких частот — главным образом частотными параметрами транзисторов. Обычно на практике можно независимо исследовать влияние элементов, определяющих ход

указанных характеристик в области высоких и низких частот.

Рассмотрим особенности работы усилителя в области низких и х частот.

При расчете коэффициентов усиления одиночных каскадов сопротивление конденсаторов переменному току  $x_C = \frac{1}{\omega C}$  часто принималось равным нулю. Такое предположение действительно для полосы средних частот. Коэффициент усиления усилителя для этих частот соответствует величине  $K_{U0}$  (рис. 6.3, а), равной произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов.

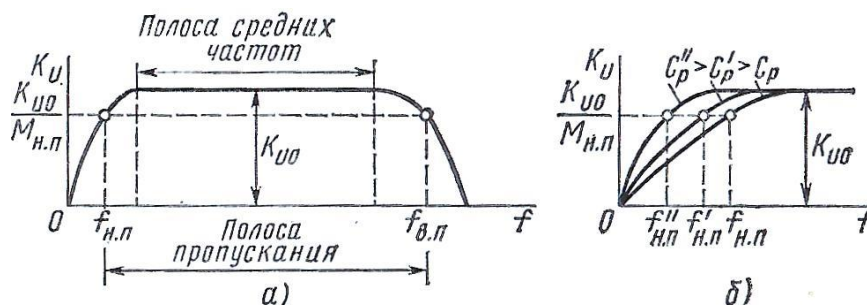


Рис. 6.3. Общий вид амплитудно-частотной характеристики многокаскадного усилителя с конденсаторной связью (а), влияние емкости конденсаторов связи на амплитудно-частотную характеристику усилителя в области низких частот (б).

По мере снижения частоты начинает сказываться уменьшение проводимости межкаскадных конденсаторов связи  $C_p$  в усилителе. Вследствие падения напряжения на конденсаторах уменьшается напряжение сигнала, поступающее на первый каскад от источника входного сигнала и на последующие каскады с выходов предыдущих. Падение напряжения на конденсаторах приводит к уменьшению амплитудных значений сигналов на выходе каждого каскада и усилителя в целом, что проявляется снижением его коэффициента усиления в области низких частот (рис. 6.3, а). Влияние конденсаторов  $C_p$  является причиной того, что в усилителе с конденсаторной связью коэффициент усиления  $K_U \rightarrow 0$  при  $f \rightarrow 0$ . Характер зависимости коэффициента усиления в области низких частот определяется величиной емкости конденсаторов  $C_p$ . В частности, с увеличением их емкости снижение коэффициента усиления происходит при более высоких частотах (рис. 6.3, б).

Необходимо отметить, что на коэффициент усиления усилителя в области низких частот оказывают влияние также конденсаторы  $C_3$ . Их влияние проявляется в том, что с уменьшением частоты снижаются коэффициенты усиления каскадов вследствие уменьшения шунтирующего действия конденсаторов на резисторы  $R_3$ .

Уменьшение модуля коэффициента усиления в области низких частот  $K_{Un}$  учитывается коэффициентом частотных искажений усилителя

$$M_H = \frac{K_{U0}}{K_{UH}}, \quad (6.2)$$

который представляет собой произведение коэффициентов частотных искажений, обусловленных каждым из конденсаторов в усилителе:

$$M_H = M_{HC1} \cdot M_{HC2} \cdots M_{HCN} \quad (6.3)$$

Коэффициент частотных искажений, обусловливаемый влиянием каждого из конденсаторов, рассчитывают с учетом его постоянной времени  $\tau_{HC}$  и частоты  $\omega_H$  по формуле

$$M_{HC} = \sqrt{1 + \left( \frac{1}{\omega_H \cdot \tau_{HC}} \right)^2} \quad (6.4)$$

Так, для конденсатора  $C_{p1}$  (см. рис. 6.2) постоянная времени  $\tau_{HC_{p1}} = C_{p1}(R_{\Gamma} + R_{вх1})$ , где  $R_{вх1}$  - входное сопротивление первого каскада; для конденсатора  $C_{\varepsilon1}$  постоянная времени  $\tau_{HC_{\varepsilon1}} = C_{\varepsilon1}(R_4 \parallel R_{T_{1\varepsilon}})$ , где  $R_{T_{1\varepsilon}}$  - сопротивление транзистора  $T_1$  со стороны эмиттера ( $R_{T_{1\varepsilon}} \approx r_{\varepsilon}$ ); для конденсатора  $C_{p2}$   $\tau_{HC_{p2}} = C_{p2}(R_{вх2} + R_{вых1})$ , где  $R_{вх2}$  - входное сопротивление второго каскада, а  $R_{вых1}$  - выходное сопротивление первого каскада. Аналогично определяются постоянные времени и для других конденсаторов в схеме.

При расчете усилителя на требуемую область низких частот исходным параметром является нижняя граничная частота полосы пропускания для усиливаемых сигналов. Частоте  $f_{нп}$  соответствует коэффициент частотных искажений  $M_H = M_{нп}$  (рис. 6.3, а), величина которого зависит от назначения усилителя. Так, например, для усилителей звуковых частот величину  $M_{нп}$  часто принимают равной  $\sqrt{2}$ . Согласно выражениям (6.3) и (6.4), задача сводится к выбору таких значений емкостей конденсаторов в усилителе, чтобы произведение коэффициентов частотных искажений, обусловливаемых наличием конденсаторов в схеме, составляло  $M_H = M_{нп}$ .

Как отмечалось, наличие конденсаторов в схеме приводит к появлению и фазо-частотных искажений. В полосе средних частот, где влияние конденсаторов не проявляется, сдвиг по фазе выходного напряжения усилителя относительно входного возможен только на величину  $n \cdot \pi$ , где  $n$  - число каскадов усилителя, осуществляющих изменение фазы сигнала на  $180^\circ$ . Как известно, ими являются лишь каскады ОЭ (или ОИ), поскольку схемы ОБ и ОК (а также ОЗ и ОС) фазу сигнала не поворачивают.

С понижением частоты входного сигнала появление фазового сдвига обусловлено тем, что ток в цепях с конденсаторами опережает по фазе напряжение. Так, например, в области низких частот входное напряжение каждого каскада будет создаваться входным током емкостного характера, протекающим через конденсатор  $C_p$ . В связи с этим напряжение, поступающее на вход каскада после конденсаторов, будет иметь опережающий фазовый сдвиг относительно напряжения источника (для первого каскада) и выходного напряжения предыдущего каскада (для

промежуточных каскадов). В результате фазовый сдвиг выходного напряжения усилителя относительно его входного напряжения в области низких частот имеет опережающий характер, его угол равен сумме углов фазовых сдвигов, создаваемых всеми конденсаторами в схеме:

$$\varphi_n = \varphi_{np1} + \varphi_{np2} + \varphi_{n\pi1} + \varphi_{np3} + \varphi_{n\pi2} + \dots \quad (6.5)$$

Угол фазового сдвига, создаваемого каждым из конденсаторов, находят из выражения:

$$\varphi_{nC} = \arctg \frac{1}{\omega_n \tau_{nC}}. \quad (6.6)$$

Для иллюстрации влияния конденсаторов на частотные и фазовые искажения предположим, что емкости всех конденсаторов в усилителе, кроме  $C_{p2}$  (см. рис. 6.2), довольно большие. Тогда амплитудно-частотная и фаза-частотная характеристики усилителя в области низких частот будут обусловлены конденсатором  $C_{p2}$ . Амплитудно-частотная характеристика усилителя будет определяться из условия  $M_n = M_{C_{p2}}$  по выражению (6.4), а фаза-частотная – по выражению (6.6) для  $C_{p2}$ . Вид характеристик показан на рис. 6.4, а, б сплошными линиями.

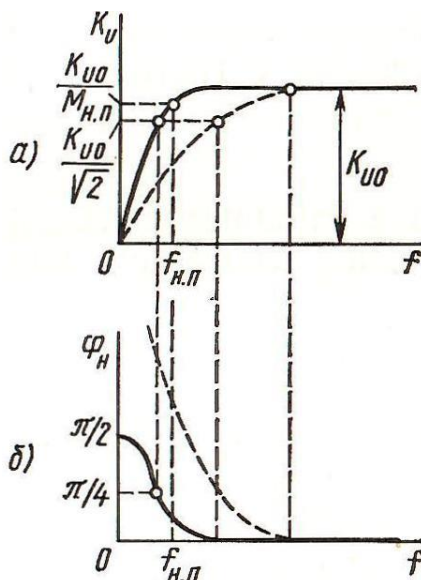


Рис. 6.4. К объяснению влияния конденсаторов на амплитудно-частотную (а) и фаза-частотную (б) характеристики усилителя.

При этом угол фазового сдвига в усилителе, обусловленный конденсатором  $C_{p2}$ ,  $\varphi_n \rightarrow \frac{\pi}{2}$  при  $f \rightarrow 0$ . Для частоты входного сигнала, при которой  $M_n = \sqrt{2}$  угол фазового сдвига согласно выражению (6.6)  $\varphi_n = \frac{\pi}{4}$  (рис. 6.4, а, б).

Влияние всех конденсаторов усилителя вызывает спад амплитудно-частотной характеристики на меньших частотах и согласно соотношению (6.5) – увеличение фазового сдвига (пунктирные кривые на рис. 6.4, а, б).

Рассмотрим работу усилителя в области высоких частот.

Факторами, влияющими на характеристики усилителя в области высоких частот, являются

зависимость коэффициента  $\beta$  транзистора от частоты и наличие емкости коллекторного перехода  $C_{к(э)}$  (для каскадов ОЭ). Уменьшение коэффициента усиления усилителя в области высоких частот обуславливается снижением коэффициентов усиления отдельных каскадов вследствие уменьшения модуля коэффициента  $\beta$  транзисторов, а также шунтирующего действия емкостей  $C_{к(э)}$ . О степени уменьшения коэффициента  $\beta$  судят по граничной частоте  $f_\beta$ , на которой его значение снижается в  $\sqrt{2}$  раз относительно величины  $\beta_0$ , действительной для области средних частот.

В области высоких частот коэффициент передачи тока  $\beta$  является комплексной величиной :

$$\beta = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}}, \quad (6.7)$$

в связи с чем, а также с учетом емкости  $C_{к(э)}$  создается отстающий фазовый сдвиг выходного напряжения относительно входного.

Уменьшение коэффициента усиления каскада в области высоких частот характеризуется коэффициентом частотных искажений

$$M_{вк} = \sqrt{1 + (\omega \cdot \tau_b)^2} \quad (6.8)$$

где  $\tau_b = \tau_\beta + \tau_k$  - эквивалентная постоянная времени каскада в области высоких частот.

Постоянная времени  $\tau_\beta$ , примерно равная времени жизни неосновных носителей заряда в базе связана с граничной частотой выражением

$$\tau_\beta = \frac{1}{2\pi f_\beta}, \quad (6.9)$$

а постоянная времени  $\tau_k$  определяется параметрами коллекторной цепи каскада:

$$\tau_k = C_{к(э)} \cdot (r_{к(э)} \| R_k \| R_n) \quad (6.10)$$

Угол фазового сдвига, создаваемого одним каскадом усиления, находят из соотношения

$$\varphi_{вк} = -\arctg(\omega \tau_b). \quad (6.11)$$

Согласно выражению (6.8), коэффициент частотных искажений увеличивается с ростом частоты, что соответствует уменьшению коэффициента усиления каскада. При этом угол фазового сдвига, создаваемого каскадом, стремится к величине  $-\pi/2$ .

Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики каскада в области высоких частот показаны на рис. 6.5, а, б.

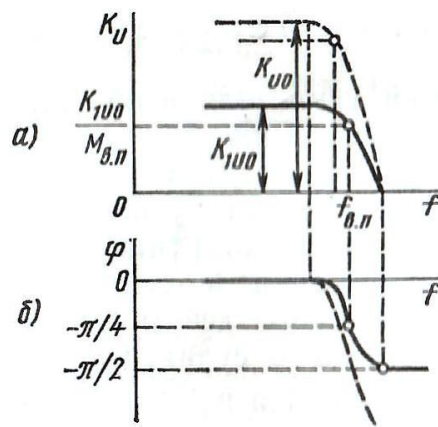


Рис. 6.5. К объяснению влияния частотных свойств транзисторов на амплитудно-частотную (а) фазо-частотную характеристики усилителя (б).

Для многокаскадного усилителя коэффициент частотных искажений в области высоких частот находят по произведению коэффициентов частотных искажений, вносимых каскадами:

$$M_B = M_{B1} \cdot M_{B2} \cdots M_{BN}, \quad (6.12)$$

а угол фазового сдвига – как сумму углов фазовых сдвигов, создаваемых каскадами:

$$\varphi_B = \varphi_{B1} + \varphi_{B2} + \cdots \varphi_{BN} \quad (6.13)$$

Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики усилителя в области высоких частот показаны на рис. 6.6 пунктирными кривыми.

Расчет усилителя в области высоких частот связан с обеспечением верхней частоты  $f_{\text{вп}}$  полосы пропускания усилителя (см. рис. 6.3 а) определяемом на уровне  $M_{\text{вп}}$ . На рис. 6.3, а принято  $M_{\text{вп}} = M_{\text{нп}}$ , хотя их равенство при определении полосы пропускания частот усилителя в принципе не обязательно. Расчет сводится к выбору типа транзистора по частоте  $f_\beta$  и определению  $\tau_b$ , при которых обеспечиваются необходимые коэффициенты частотных искажений каскадов, входящих в усилитель.

Амплитудные и фазовые искажения усилителя относятся к классу линейных, так как они не вызывают изменения формы усиливаемого синусоидального сигнала. При более сложной форме усиливаемого сигнала, характеризующегося спектром гармонических составляющих, амплитудные и фазовые искажения усилителя являются причиной появления несоответствия между формой выходного и входного напряжений вследствие нарушения связи между гармоническими составляющими по амплитуде и фазе.

Амплитудная характеристика отражает зависимость амплитуды выходного напряжения от изменения входе. По этой характеристике судят о возможных пределах изменения входного и выходного сигналов усилителя. Ее снимают при синусоидальном входном сигнале для области средних частот.

Типичный вид амплитудной характеристики усилителя показан на рис. 6.6.

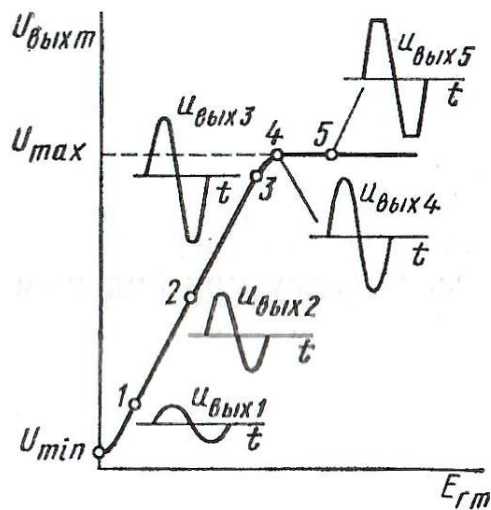


Рис. 6.6. Амплитудная характеристика усилителя.

Участок 1-3 соответствует пропорциональной зависимости амплитуды выходного напряжения от амплитуды входного сигнала  $E_{гт}$ , которые связаны между собой коэффициентом усиления усилителя  $K_{U0}$ . Амплитудная характеристика не проходит через начало координат ввиду наличия на выходе напряжения собственных помех и шумов усилителя. Участок ниже точки 1 амплитудной характеристики не используется, так как здесь полезный сигнал трудно отличить от напряжения собственных помех и шумов усилителя. По величине  $U_{min}/K_{U0}$  оценивают уровень минимальных напряжений входного сигнала (чувствительность) усилителя.

При достижении некоторого значения входного сигнала  $E_{гт}$ , соответствующего точке 3, пропорциональность зависимости выходного напряжения от входного сигнала нарушается. Причиной является ограничение максимального напряжения одной или обеих полувольт выходного сигнала на неизменном уровне. Ограничение создается обычно в оконечном каскаде усилителя, работающем при наибольшем входном сигнале, и связано с нарушением требуемой связи параметров режима покоя каскада с амплитудными значениями его переменных составляющих напряжения и тока. Ограничение напряжения одной из полувольт обуславливается перемещением рабочей точки характеристики каскада вдоль линии нагрузки по переменному току в область начальных участков коллекторных характеристик, а другой полувольты - перемещением рабочей точки в область отсечки коллекторного тока.

Для получения наибольшей амплитуды выходного напряжения необходимо, чтобы точка покоя выходного каскада размещалась посередине его линии нагрузки по переменному току. При этом режим ограничения по амплитуде будет устанавливаться одновременно для обеих полувольт выходного напряжения. При невыполнении указанного условия режим ограничения амплитуды наступит вначале лишь для одной из полувольт и граничной точке 4 линейно нарастающего участка амплитудной характеристики (рис. 6.6) будет соответствовать меньшая величина  $U_{выхт}$ .

Отношение амплитуды максимально допустимого выходного напряжения к минимально допустимому  $D = U_{max}/U_{min}$  называется динамическим диапазоном усилителя.



При входном напряжении синусоидальной формы сигнал на выходе усилителя, строго говоря, нельзя считать чисто синусоидальным. Ввиду неизбежной нелинейности входных и выходных вольт-амперных характеристик транзисторов возникают искажения формы кривой выходного напряжения. Это относится как к синусоидальному входному напряжению, так и к входному сигналу любой другой формы. Такие искажения, вносимые усилителем, называют нелинейными. С увеличением амплитуды входного напряжения нелинейность вольт-амперных характеристик транзисторов проявляется сильнее, поэтому при большем напряжении входного сигнала нелинейные искажения, вносимые усилителем в кривую выходного напряжения, возрастают.

Нелинейные искажения, создаваемые усилителем, оценивают для синусоидального входного напряжения, исходя из состава высших гармонических составляющих в кривой выходного напряжения, появление которых вызвано отличием формы напряжения от синусоиды. Мерой оценки служит коэффициент нелинейных искажений (иногда применяется название коэффициент гармоник или клирфактор) усилителя, указываемый в процентах:

$$k = \frac{\sqrt{P_2 + P_3 + P_4 + \dots}}{\sqrt{P_1}} \cdot 100\% = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{U_1} \cdot 100\%, \quad (6.14)$$

Где  $P_2, P_3, P_4, \dots$  - мощности, выделяемые в нагрузке под воздействием 2-й, 3-й, 4-й, ... гармонических составляющих напряжения ( $U_2, U_3, U_4, \dots$ );  $P_1$  - мощность в нагрузке, обусловленная основной гармонической составляющей напряжения ( $U_1$ ).

## 6.2. Каскады усиления мощности

Каскады усиления мощности обычно являются выходными (оконечными) каскадами, к которым подключается внешняя нагрузка, и предназначены для получения в нагрузке требуемой мощности. В связи с указанным, энергетические показатели этих каскадов являются весьма существенными и при анализе усилителей им уделяется основное внимание.

Каскады усиления мощности отличаются большим разнообразием. Они могут выполняться на биполярных и полевых транзисторах, включенных по схеме ОБ, ОЭ (ОИ) или ОК (ОС). По способу подключения нагрузки усилительные каскады могут быть трансформаторными и бестрансформаторными.

Важным является также класс усиления, используемый в каскаде.

В усилителях мощности нашли применение три класса усиления: класс А, класс В и класс А В, отличающиеся положением точки покоя на линии нагрузки по постоянному току. Особенности указанных классов покажем на примере коллекторных характеристик транзистора ОЭ.

В режиме класса А выбор точки покоя  $I_{А}$  (рис. 6.7) производят так, чтобы рабочая точка при движении по линии нагрузки не заходила в нелинейную начальную область коллекторных характеристик и в область отсечки коллекторного тока, т. е. в области искажений выходного

сигнала. Иными словами, все рассмотренные каскады работают в режиме усиления класса А.

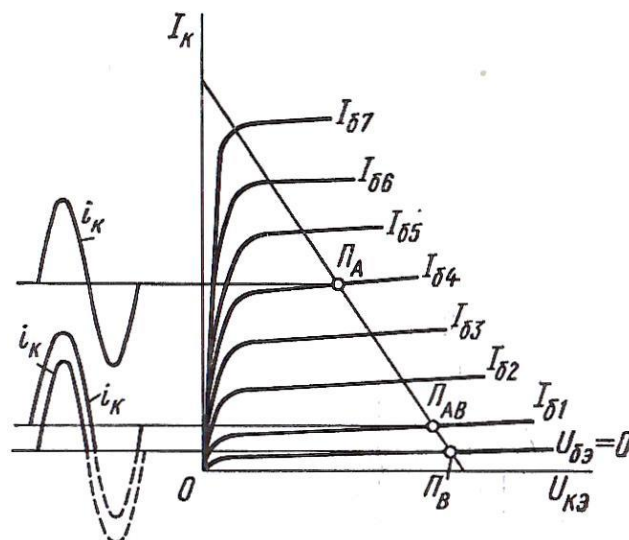


Рис. 6.7. Расположение точек покоя на коллекторных характеристиках транзистора в режимах классов А, В и АВ.

Режим класса А используется в так называемых одноктактных каскадах усиления мощности, описываемых далее. Каскады усиления мощности класса А обеспечивают наименьшие нелинейные искажения выходного сигнала, но обладают минимальным к. п. д. Они нашли применение при мощности в нагрузке не более нескольких десятков милливатт.

В режиме класса В (рис. 6.7) точка покоя  $P_B$  располагается в крайней правой части линии нагрузки каскада по постоянному току. Режиму покоя соответствует напряжение  $U_{бэ} = 0$ . При наличии входного сигнала ток коллектора транзистора протекает только в течение одного полупериода, а в течение другого транзистор работает в режиме отсечки тока. В режиме класса В усилитель мощности выполняют по двухтактной схеме с использованием двух транзисторов. Каждый из транзисторов служит для усиления соответствующей полуволны входного сигнала. Выходной каскад при этом обладает более высоким к. п. д. и применяется на более высокие мощности, чем одноктактный.

Режим класса АВ является промежуточным между режимами классов А и В. Он позволяет существенно уменьшить нелинейные искажения выходного сигнала, сильно проявляющиеся в режиме класса В вследствие нелинейности начального участка входной характеристики транзисторов. Это достигается некоторым смещением точки покоя  $P_{AB}$  вверх относительно точки  $P_B$  (рис. 6.7).

Каскады усиления мощности рассматриваются на биполярных транзисторах, включенных преимущественно по схеме ОЭ. На полевых транзисторах эти каскады выполняются аналогично.

### 6.2.1. Усилитель мощности класса А с трансформаторным включением нагрузки

Схема усилителя мощности класса А показана на рис. 6.8. В выходной цепи протекают существенно большие токи, чем в ранее рассмотренной схеме усилителя с ОЭ. Это накладывает

определенные ограничения на выбор величины  $R_3$  ввиду необходимости уменьшения в этом резисторе мощности потерь. Величина  $R_3$  здесь не превышает нескольких десятков Ом.

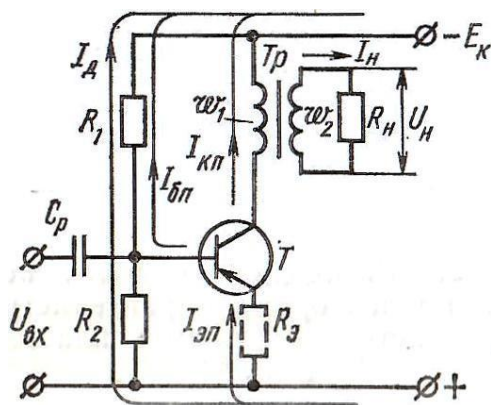


Рис. 6.8. Схема усилителя мощности класса А с трансформаторным включением нагрузки.

Кроме того, ввиду малой величины  $R_{\text{с}}$  возникают трудности, связанные с применением конденсатора  $C_{\text{с}}$  для исключения отрицательной обратной связи по переменному току, поскольку величина  $C_{\text{с}}$  должна быть достаточно большой. Поэтому резистор  $R_{\text{с}}$  в схеме рис. 6.8 либо вообще не применяют, либо включают его, не шунтируя конденсатором  $C_{\text{с}}$ , а создаваемую при этом отрицательную обратную связь полезно используют, например, для уменьшения нелинейных искажений в каскаде, коррекции частотной характеристики и т. д. Рассмотрение каскада проводится далее при  $R_{\text{с}} = 0$ .

Расчет каскада производят графо-аналитическим методом с использованием линий нагрузки по постоянному и переменному токам. Исходными при расчете являются выходная мощность  $P_n$  и сопротивление  $R_n$ .

В выходной цепи каскада рис. 6.8 сопротивление по постоянному току относительно мало. Оно определяется активным сопротивлением первичной обмотки трансформатора, в силу чего линия нагрузки каскада по постоянному току проводится из точки  $E_K$  почти вертикально (рис. 6.9).

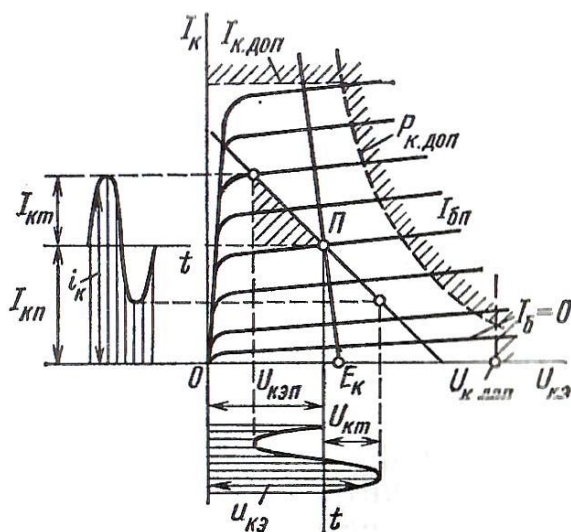


Рис. 6.9. Графические построения для расчета каскада класса А с

трансформаторным включением нагрузки.

Для определения угла наклона линии нагрузки каскада по переменному току, проходящей через точку покоя, необходимо определить коэффициент трансформации трансформатора  $n = \frac{w_1}{w_2}$ .

Так как сопротивления  $r_1, r_2$  соответственно первичной и вторичной обмоток трансформатора малы, то сопротивление нагрузки каскада по переменному току определяется приведенным к первичной обмотке сопротивлением  $R_H$ :

$$R_{H\sim} = n^2(R_H + r_2) \approx n^2 \cdot R_H. \quad (6.15)$$

Для выбора координат точки покоя  $U_{кэп}, I_{кп}$  требуется определить величины  $U_{км}(U_{вых.к}), I_{км}$ . Указанные параметры находят следующим образом.

Мощность переменного тока  $P_{вых.к}$ , поступающая от каскада в первичную обмотку трансформатора (мощность в коллекторной цепи транзистора), и мощность, отдаваемая в нагрузку ( $P_H$ ), связаны соотношением

$$P_{вых.к} = \frac{P_H}{\eta_{тр}}, \quad (6.16)$$

где  $\eta_{тр}$  - к. п. д. трансформатора, составляющий величину 0,8-0,9, которая уточняется в последующем при его расчете (выборе).

В случае синусоидальной формы сигнала выходная мощность каскада связана с параметрами  $U_{км}, I_{км}$  выражением

$$P_{вых.к} = \frac{U_{км} \cdot I_{км}}{2} = \frac{U_{км}^2}{2R_{H\sim}} = \frac{U_{км}^2}{2n^2 R_H}, \quad (6.17)$$

откуда с учетом равенства (6.16) находим

$$n = \sqrt{\frac{U_{км}^2}{2P_{вых.к} R_H}} = \sqrt{\frac{U_{км}^2 \eta_{тр}}{2P_H R_H}}. \quad (6.18)$$

Выбор напряжения  $U_{км}$  производят по величине  $U_{кэп}$  с учетом равенства

$$U_{кэп} > U_{км} + \Delta U_{кэ}, \quad (6.19)$$

где  $\Delta U_{кэ}$  - напряжение на коллекторе, соответствующее области нелинейных начальных участков выходных характеристик транзистора. Для рассматриваемого каскада  $U_{кэп}$  близко к  $E_k$  (рис. 6.9).

Величину  $E_k$  может определять выбранный ранее источник питания. В соответствии с указанным величину  $U_{км}$  и коэффициент трансформации  $n$  можно считать известными.

Для определения  $I_{кп}$  можно воспользоваться линией нагрузки каскада по постоянному току или соотношением

$$I_{кп} > I_{км} + I_{к0 \max}, \quad (6.20)$$

в котором  $I_{k0 \max}$  - начальный ток коллектора, соответствующий максимальной температуре, а

$$I_{km} = \frac{U_{km}}{n^2 R_H}. \quad (6.21)$$

После нахождения точки покоя транзистора через нее проводится линия нагрузки по переменному току под углом, определяемым отношением  $(\Delta U_{кэ} / \Delta I_{к}) = R_{н\sim}$ .

Выбор типа транзистора связывают с проводимым расчетом, так как тип транзистора накладывает ограничения на ток  $I_{km}$ , напряжение  $U_{кэm}$  и мощность  $P_k$ , рассеиваемую в коллекторном переходе:

$$I_{к,доп} > I_{km} + I_{кп} \quad (6.22)$$

$$U_{кэ,доп} > U_{km} + U_{кп} \approx 2E_k \quad (6.23)$$

$$P_{к,доп} > P_k = U_{кп} \cdot I_{кп}. \quad (6.24)$$

Поскольку в процессе расчета необходимо обеспечивать требуемые условия работы транзистора и отдаваемую им мощность, расчет каскада проводят в несколько приемов по приведенной методике. При этом удобно использовать понятие треугольника мощности, заштрихованного на рис. 6.9, площадь  $(U_{km} \cdot I_{km})/2$  которого равна мощности  $P_{вых.к}$ , отдаваемой каскадом.

По найденному значению  $I_{кп}$  определяют ток  $I_{бп}$ , а затем по известным соотношениям (получены ранее) рассчитывают элементы входного делителя  $R_1, R_2$ .

Определим к. п. д. каскада. Он равен произведению коэффициентов полезного действия коллекторной цепи и трансформатора:

$$\eta = \eta_k \cdot \eta_{тр}. \quad (6.25)$$

Величину  $\eta_k$  находят как отношение выходной мощности каскада

$$P_{вых.к} = \frac{U_{km} \cdot I_{km}}{2} \quad (6.26)$$

к мощности, потребляемой от источника питания:

$$P_{и} = E_k \cdot I_{кп} \approx U_{кэп} \cdot I_{кп}. \quad (6.27)$$

К. п. д. коллекторной цепи

$$\eta_k = \frac{P_{вых.к}}{P_{и}} = \frac{U_{km} \cdot I_{km}}{2U_{кэп} \cdot I_{кп}} \quad (6.28)$$

Из выражения (6.28) следует, что с повышением уровня выходного сигнала к. п. д.  $\eta_k$  увеличивается и стремится к предельной величине, равной 0,5, при  $I_{km} = I_{кп}$  и  $U_{km} = U_{кэп}$ . Положив  $\eta_{тр} = 1$ , заключаем, что предельно возможное значение к. п. д. рассматриваемого каскада составляет 0,5. Для исключения режима ограничения амплитуды выходного напряжения параметры выходного сигнала  $I_{km}, U_{km}$  принимаются меньше параметров режима покоя. Вследствие этого, а также с учетом того, что  $\eta_{тр} \neq 1$ , реальные значения  $\eta$  не превышают 0,35-

0,45.

Для определения теплового режима работы транзистора необходимо рассчитать мощность  $P_k$ , рассеиваемую в коллекторном переходе транзистора. Мощность  $P_k$  характеризуется разностью мощностей, потребляемой каскадом и отдаваемой в цепь трансформатора:

$$P_k = P_{\text{и}} - P_{\text{вых.к}} = U_{\text{кэп}} \cdot I_{\text{кп}} - \frac{U_{\text{км}} \cdot I_{\text{км}}}{2} \quad (6.29)$$

Согласно выражению (6.29), мощность  $P_k$  зависит от уровня выходного сигнала и при максимальном его значении, когда  $I_{\text{км}} = I_{\text{кп}}$  и  $U_{\text{км}} = U_{\text{кэп}}$  стремится к величине  $0,5P_{\text{и}}$ , а в отсутствие сигнала равна  $P_{\text{и}}$ . Поскольку при работе каскада возможны перерывы в подаче усиливаемого сигнала, тепловой режим транзистора рассчитывают по мощности  $P_{\text{и}}$ .

### 6.2.2. Двухтактные выходные усилительные каскады

Схема двухтактного усилителя мощности с трансформаторной связью показана на рис. 6.10.

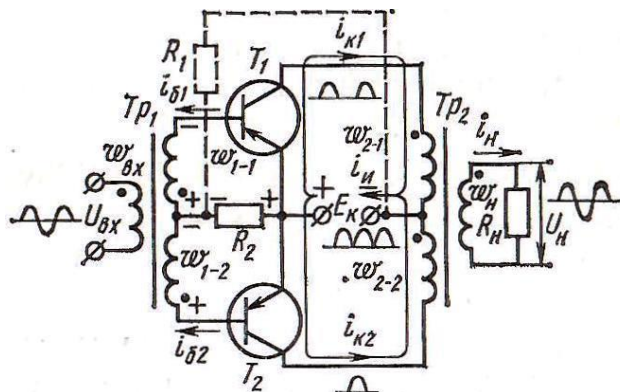


Рис. 6.10. Схема двухтактного усилителя мощности с трансформаторной связью.

Она выполнена на двух транзисторах  $T_1$  и  $T_2$ . Нагрузка подключается к каскаду с помощью выходного трансформатора  $Tr_2$ . Коллекторная цепь транзистора  $T_1$  подключена к первой секции его первичной обмотки  $w_{2-1}$ , а транзистора  $T_2$  - ко второй секции  $w_{2-2}$ . Отношение чисел витков первичной и вторичной обмоток определяется коэффициентом трансформации  $n_2 = \frac{w_{2-1}}{w_H} = \frac{w_{2-2}}{w_H}$ . Схема соединения обмоток показана на рис. 6.10. Трансформатор  $Tr_1$ , имеющий

коэффициент трансформации  $n_1 = \frac{w_{\text{вх}}}{w_{1-1}} = \frac{w_{\text{вх}}}{w_{1-2}}$  выполняет функцию входного трансформатора

каскада. Он обеспечивает подачу входного сигнала на базовые цепи обоих транзисторов. В случае многокаскадного усилителя обмотка  $w_{\text{вх}}$  трансформатора  $Tr_1$  включена в коллекторную цепь предвыходного каскада, выполненного по схеме одноконтурного усилителя с трансформаторной связью (см. рис. 6.8).

Двухтактный каскад может работать в режиме класса В или АВ. Режим класса АВ

осуществляется подачей с помощью резисторов  $R_1, R_2$  напряжения смещения на базы обоих транзисторов от источника питания  $E_k$ . В режиме класса В начальное смещение не создается и резистор  $R_1$  отсутствует. Резистор  $R_2$  при этом используется для обеспечения работы входных цепей транзисторов в режиме, близком к режиму источника тока.

Рассмотрим сначала работу схемы в режиме класса В.

В отсутствие входного сигнала напряжения на базах обоих транзисторов относительно их эмиттеров равны нулю. Если не учитывать обратные токи коллекторных переходов  $I_{k0}$  обоих транзисторов, то можно считать, что токи в усилителе равны нулю. Напряжение на нагрузке также равно нулю. К коллектору каждого транзистора относительно эмиттера приложено постоянное напряжение источника питания  $E_k$ .

При подаче входного сигнала, начинающегося с положительной полуволны, на вторичной обмотке  $w_{1-1}$  трансформатора  $Tr_1$  действует отрицательная относительно общей точки обмоток полуволна напряжения, а на вторичной обмотке  $w_{1-2}$  - положительная полуволна. В результате транзистор  $T_2$  остается закрытым, а через входную цепь транзистора  $T_1$  протекает базовый ток  $i_{б1}$ , обусловленный полуволной напряжения на обмотке  $w_{1-1}$ . При этом транзистор  $T_1$  открывается и через него протекает коллекторный ток  $i_{к1} = \beta \cdot i_{б1}$ , а в обмотке  $w_{2-1}$  создается напряжение  $u_{2-1} = i_{к1} \cdot R_{н\sim} = i_{к1} \cdot n_2^2 \cdot R_{н}$ . На нагрузке действует положительная полуволна напряжения  $u_{н} = \frac{u_{2-1}}{n_2}$ .

При поступлении на вход каскада отрицательной полуволны напряжения полярность напряжений на вторичных обмотках входного трансформатора изменяется на обратную. Теперь в закрытом состоянии будет находиться транзистор  $T_1$ , а в усилении сигнала будет участвовать транзистор  $T_2$ . На обмотке  $w_{2-2}$  трансформатора  $Tr_2$  от протекания тока  $i_{к2} = \beta \cdot i_{б2}$  (при одинаковых коэффициентах  $\beta$  обоих транзисторов) создается напряжение той же величины, которое будет трансформироваться с обратной полярностью в нагрузочную обмотку  $w_{н}$ . На нагрузке будет действовать отрицательная полуволна напряжения.

Таким образом, процесс усиления входного сигнала осуществляется в два такта работы схемы. Первый такт сопровождается усилением одной полуволны напряжения с участием первого транзистора, а второй такт - усилением другой полуволны с участием второго транзистора.

Описанный процесс работы каскада поясняют графические построения, приведенные на рис. 6.11 для одного из тактов усиления, например для транзистора  $T_1$ . Линия нагрузки каскада по постоянному току (рис. 6.11), исходящая из точки с координатами  $(0; E_k)$ , проводится почти параллельно оси токов, поскольку сопротивление в коллекторной цепи транзистора определяется малым активным сопротивлением первичной обмотки трансформатора  $Tr_2$ .

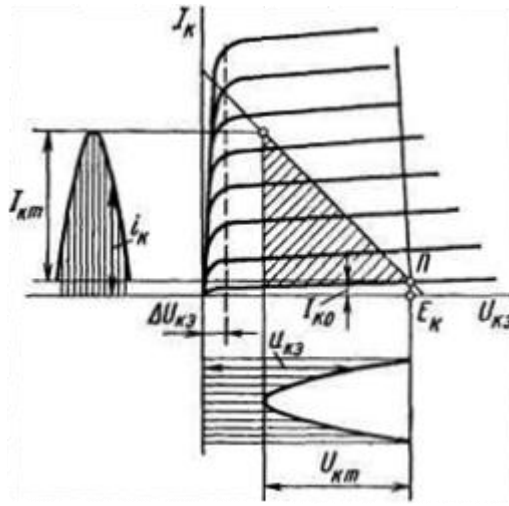


Рис. 6.11. Графический расчет двухтактного усилителя мощности.

Поскольку в режиме покоя  $u_{\text{бэп}} = 0$  и ток коллектора определяется обратным током коллекторного перехода  $I_{K0}$ , линия нагрузки каскада по переменному току пересекается с линией нагрузки по постоянному току в точке с координатами  $(I_{K0}; E_K)$ . Линия нагрузки каскада по переменному току проводится с учетом того, что  $R_{H\sim} = n_2^2 \cdot R_H$ . Переменным составляющим соответствуют построения, приведенные на рис. 6.11.

Определим соотношения, характеризующие энергетические показатели каскада.

Мощность выходного сигнала, поступающая в первичные обмотки выходного трансформатора, определяется площадью заштрихованного треугольника (рис. 6.11):

$$P_{\text{вых.к}} = \frac{U_{km} \cdot I_{km}}{2}. \quad (6.30)$$

С учетом потерь мощности в трансформаторе мощность в нагрузке

$$P_H = \eta_{\text{тр2}} \cdot P_{\text{вых.к}}. \quad (6.31)$$

Так как потребляемый от источника питания ток  $i_H$  является пульсирующим током с амплитудой  $I_{km}$ , его среднее значение

$$I_H = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi I_{km} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{2I_{km}}{\pi}. \quad (6.32)$$

Мощность, потребляемая каскадом от источника питания,

$$P_H = \frac{2E_K \cdot I_{km}}{\pi}. \quad (6.33)$$

Из выражений (6.30), (6.33) находим к. п. д. коллекторных цепей каскада:

$$\eta_K = \frac{P_{\text{вых.к}}}{P_H} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{U_{km}}{E_K} \quad (6.34)$$

и к. п. д. всего каскада:

$$\eta = \eta_{\text{мр}} \cdot \frac{\pi}{4} \cdot \frac{U_{km}}{E_K} \quad (6.35)$$



Согласно соотношению (6.35), к. п. д. каскада возрастает с увеличением амплитуды выходного сигнала. Положив  $U_{км} = E_k$  и  $\eta_{мп} = 1$ , из (6.35) находим предельное значение к. п. д.:  $\eta = 0,785$ .

С учетом того, что амплитудное значение  $U_{км}$  не превышает  $E_k - \Delta U_{кэ}$  и что  $\eta_{мп} = 0,8 \div 0,9$ , реальные значения к. п. д. рассматриваемого усилителя мощности составляют 0,6—0,7, что в 1,5 раза выше, чем в одноконтурном выходном каскаде.

Определим мощность, рассеиваемую в коллекторных переходах обоих транзисторов:

$$P_k = P_n - P_{\text{вых.к}} = \frac{2E_k \cdot I_{км}}{\pi} - \frac{U_{км} \cdot I_{км}}{2},$$

или

$$P_k = P_n - P_{\text{вых.к}} = \frac{2E_k}{\pi} \cdot \frac{U_{км}}{R_{н\sim}} - \frac{U_{км}^2}{2R_{н\sim}}. \quad (6.36)$$

В соответствии с выражением (6.36) мощность  $P_k$  зависит от величины выходного сигнала каскада. Для определения максимальной рассеиваемой мощности  $P_{\text{кmax}}$  продифференцируем  $P_k$  по  $U_{км}$  и приравняем производную нулю:

$$\frac{dP_k}{dU_{км}} = \frac{2E_k}{\pi R_{н\sim}} - \frac{U_{км}}{R_{н\sim}} = 0,$$

откуда найдем величину  $U_{км}$ , соответствующую  $P_{\text{кmax}}$ :

$$U_{км} = \frac{2E_k}{\pi} = 0,64E_k. \quad (6.37)$$

Подстановкой соотношения (6.37) в (6.36) находим выражение для подсчета максимальной суммарной мощности, теряемой в транзисторах:

$$P_{\text{кmax}} = \frac{2}{\pi^2 n_2^2} \cdot \frac{E_k^2}{R_n}. \quad (6.38)$$

При выборе типа транзистора по напряжению необходимо исходить из того, что при формировании полуволны напряжения на одной половине обмотки  $w_2$  трансформатора  $Tr_2$  на второй половине его обмотки трансформируется равное ему напряжение, которое, суммируясь с напряжением  $E_k$ , определяет напряжение на закрытом транзисторе. Максимальное значение напряжения на транзисторе при этом может составлять  $2E_k$ . Исходя из этой величины и производят выбор транзисторов по напряжению.

Режим класса В, характеризуемый протеканием через каждый из транзисторов только одной полуволны тока, отличается лучшим их использованием по току. Выбор транзисторов по току производится по величине  $I_{км}$  (рис. 6.11). В связи с этим при одном и том же типе транзисторов двухтактный каскад обеспечивает большую мощность в нагрузке, чем одноконтурный.

Однако отсутствие в режиме класса В начального смещения приводит к сильным нелинейным искажениям выходного сигнала. Основная причина этого явления — нелинейность

входной характеристики транзисторов на начальном участке (при малых токах базы).

Влияние нелинейного начального участка входной характеристики на искажение формы выходного сигнала показано на рис. 6.12, где входные характеристики обоих транзисторов представлены на общем графике. Как видно из рис. 6.12, при синусоидальном входном напряжении  $u_{вх}$  форма токов  $i_{б1}$  и  $i_{б2}$  получается искаженной. Вследствие этого будет искажена и форма токов коллекторов  $i_{к1}, i_{к2}$ , а, следовательно, выходное напряжение каскада. В режиме класса А указанная причина не проявляется благодаря наличию тока базы покоя и исключению из работы начального участка входной характеристики.

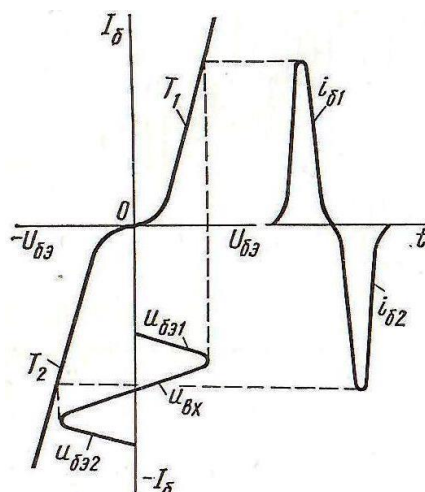


Рис. 6.12. Влияние нелинейности входных характеристик транзисторов на искажение формы усиленного сигнала в режиме класса В.

Для уменьшения искажений в цепи баз обоих транзисторов вводят дополнительные резисторы (например,  $R_2$  на рис. 6.10), приближающие режим работы источника сигнала к режиму источника тока и ослабляющие тем самым влияние нелинейности входных характеристик транзисторов. Однако из-за падения напряжения на дополнительных резисторах от протекания токов  $i_б$  при этом уменьшаются коэффициенты усиления каскада.

Более целесообразным при необходимости получения особо точного воспроизведения формы сигнала следует считать переход к режиму класса АВ, при котором с помощью резисторов  $R_1, R_2$  (см. рис. 6.10) задается некоторое начальное напряжение смещения на базах транзисторов, соответствующее началу относительно линейного участка их вольт-амперной характеристики. Расположение входных характеристик обоих транзисторов с учетом напряжения смещения  $U_{бп}$  показано на общем графике (рис. 6.13).

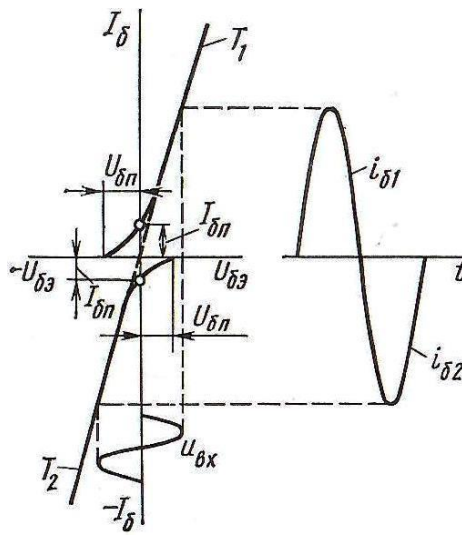


Рис. 6.13. Уменьшение влияния нелинейности входных характеристик транзисторов на искажение формы усиливаемого сигнала в режиме класса АВ.

При наличии напряжения смещения  $U_{бп}$  и начальных токов  $I_{бп} \neq 0$  обоих транзисторов входной сигнал воздействует на уменьшение базового тока одного транзистора и увеличение другого, в связи с чем результирующая входная характеристика каскада получается близкой к прямой линии, показанной на рис. 6.13 пунктиром. Влияние нелинейности входных характеристик на режим усиления исключается. При синусоидальном входном напряжении ток базы транзисторов будет определяться полуволнами синусоиды.

Задание небольшого напряжения смещения  $U_{бп}$  и протекание вследствие этого через элементы каскада небольших постоянных составляющих тока  $I_{бп}$  и  $I_{кп}$  практически не сказываются на энергетических показателях схемы по сравнению с режимом работы в классе В. Поэтому для режима работы в классе АВ действительны все приведенные ранее соотношения.

Двухтактные каскады усиления мощности выполняют и по схемам, исключаящим применение трансформаторов, что обусловливается требованием уменьшения массо-габаритных и стоимостных показателей усилителей, а также возможностью их микросхемного исполнения.

Задачу решают последовательным включением транзисторов в схему (рис. 6.14). При этом возможны два способа подключения нагрузки к выходу каскада и соответственно два способа осуществления питания схемы.

При первом способе (рис. 6.14, а) каскад питают от двух источников  $E_{к1}$  и  $E_{к2}$ , имеющих общую точку, а нагрузку подключают между точкой соединения эмиттера и коллектора транзисторов и общей точкой источников питания. Транзисторы  $T_1$  и  $T_2$  каскада обычно работают в режиме класса АВ, который обеспечивается посредством резисторов  $R_1 - R_4$ . Транзисторы управляются двумя противофазными входными сигналами  $u_{вх1}$  и  $u_{вх2}$ , которые создаются с помощью предвыходного фазоинверсного каскада. Так же как в трансформаторном каскаде, процесс усиления двухполярного сигнала происходит в два такта. В первом такте участвует транзистор  $T_1$ , усиливающий отрицательную полуволну напряжения  $u_{вх1}$ , при этом

транзистор  $T_2$  заперт положительной полуволной напряжения  $u_{\text{вх}2}$ . Во втором такте усиливается другая полуволна сигнала с участием транзистора  $T_2$  при закрытом транзисторе  $T_1$ .

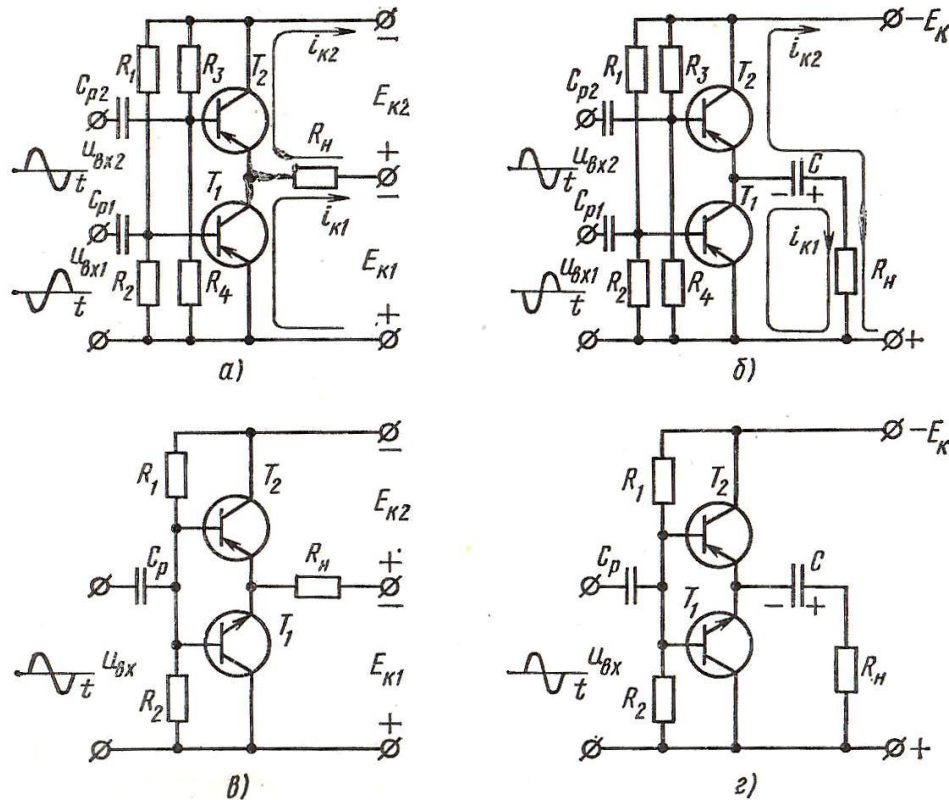


Рис. 6.14. Схемы бестрансформаторных двухтактных усилителей мощности: с питанием от двух источников (а, в) и одного источника (б, г).

При втором способе (рис. 6.14, б) питание каскада осуществляют от общего источника, а нагрузку подключают через конденсатор  $C$  достаточно большой емкости. В отсутствие сигналов  $u_{\text{вх}1}$  и  $u_{\text{вх}2}$  конденсатор  $C$  заряжен до напряжения  $0,5E_K$ . В такте работы транзистора  $T_1$  транзистор  $T_2$  закрыт и конденсатор выполняет функцию источника питания нагрузки. В такте работы транзистора  $T_2$  ток нагрузки протекает через источник питания  $E_K$ . При этом ток  $i_{K2}$ , протекающий через конденсатор  $C$ , пополняет его энергией, компенсируя тем самым отданную в нагрузку энергию в предыдущем такте.

В схемах рис. 6.14, в, г подключение нагрузки и питание каскадов выполнены по аналогии со схемами рис. 6.14, а, б. Отличие заключается в том, что в схемах рис. 6.14, в, г используются транзисторы типов  $p-n-p$  и  $n-p-n$ , благодаря чему здесь отпадает необходимость в двух противофазных входных сигналах. При положительной полуволне сигнала в усилении участвует транзистор  $T_1$ , а транзистор  $T_2$  закрыт. При отрицательной полуволне сигнала поведение транзисторов обратное.

Все схемы двухтактных выходных каскадов требуют применения одинаковых по параметрам транзисторов.