

анализ проведем для схемы на полевых транзисторах, которая проще, а затем для схемы на биполярных транзисторах. В эквивалентной схеме на полевых транзисторах (рис. 15.3) проведем следующие преобразования для верхних частот: емкостью разделительного конденсатора C_p пренебрегаем, так как на верхних частотах ее сопротивление очень мало. Параллельно включенные емкости $C_{\text{вых}}$ и $C_{\text{вх сл}}$ объединяем в одну емкость $C_0 = C_{\text{вых}} + C_{\text{вх сл}}$. Сопротивления R_c , R_s и $R_{\text{вх сл}}$, параллельно включенные, объединяем в одно сопротивление R :

$$1/R = 1/R_c + 1/R_s + 1/R_{\text{вх сл}}. \quad (15.14)$$

Получим эквивалентную схему (рис. 15.11, а). Затем в соответствии с теоремой об эквивалентном генераторе заменим данную схему новой с генератором, у которого ЭДС равна $\mu U_{\text{вх}} p$, а выходное сопротивление $R_{\text{вых}} p$, где $p = R/(R_{\text{вых}} + R)$ (рис. 15.11, б).

Определим коэффициент частотных искажений на верхних частотах $M_b = K/K_b$. На средних частотах влиянием емкости C_0 можно пренебречь, считая, что $x_C \rightarrow \infty$. В этом случае $\dot{U}_{\text{вых}} = \mu \dot{U}_{\text{вх}} p$, а $K = \mu p$.

На верхних частотах

$$\dot{I} = \frac{\mu \dot{U}_{\text{вх}} p}{R_{\text{вых}} p - j x_C}, \quad \dot{U}_{\text{вых}} = \frac{\mu \dot{U}_{\text{вх}} p (-j x_C)}{R_{\text{вых}} p - j x_C},$$

$$K_b = \mu p (-j x_C)/(R_{\text{вых}} p - j x_C). \quad (15.16)$$

Отсюда

$$M_b = \frac{K}{K_b} = \frac{R_{\text{вых}} p - j x_C}{-j x_C} = \frac{R_{\text{вых}} p + 1/j \omega C_0}{1/j \omega C_0} = 1 + j \omega C_0 R_{\text{вых}} p.$$

$$(15.17)$$

Заменим

$$R_{\text{вых}} p = R_{\text{вх вкв}},$$

$$\underline{M}_b = 1 + j \omega C_0 R_{\text{вх вкв}}.$$

$$(15.19)$$

Модуль коэффициента частотных искажений на верхних частотах

$$M_b = \sqrt{1 + (\omega C_0 R_{\text{вх вкв}})^2}. \quad (15.20)$$

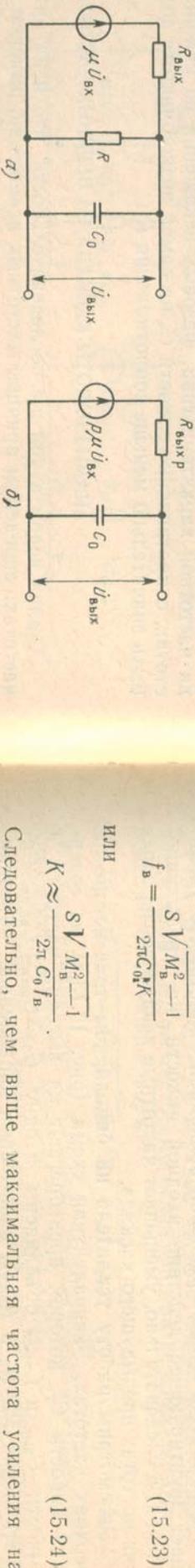


Рис. 15.11. Эквивалентная (а) и преобразованные эквивалентные схемы на полевом транзисторе на верхних частотах (б)

Эта формула позволяет сделать следующие выводы: на верхних частотах наблюдаются частотные искажения. Причина частотных искажений — наличие паразитных емкостей: выходной емкости данного транзистора и входной емкости транзистора следующего каскада. Физически это можно объяснить тем, что с повышением частоты уменьшается сопротивление паразитных емкостей, составляющих C_0 , увеличивается шунтирующее действие этих емкостей. Чем выше частота и больше емкость C_0 , тем меньше становится общее выходное сопротивление нагрузки и $\dot{U}_{\text{вых}}$ при неизменном $U_{\text{вх}}$, а следовательно, меньше коэффициент усиления. Как и на нижних частотах, активные сопротивления схемы косвенно также влияют на частотные искажения на верхних частотах. При неизменном сопротивлении x_C его шунтирующее действие будет тем сильнее, чем больше сопротивления, включенные параллельно этим емкостям. Поэтому чем больше $R_{\text{вых}}$, тем больше частотные искажения на верхних частотах. Следовательно, чем больше сопротивление в цепи стока R_c , тем больше будут частотные искажения на верхних частотах при прочих равных условиях, так как R_c и R_s включены параллельно и $R_s \gg R_c$. Учитывая, что коэффициент усиления на средних частотах для полевого транзистора

$$K = S R_s \approx S R_c, \quad (15.21)$$

можно обнаружить серьезное противоречие между получением наибольшего коэффициента усиления на средних частотах и наименьших частотных искажениях на верхних частотах. Чем больше сопротивление в цепи стока $R_c \approx R_s$, тем больше коэффициент усиления каскада на средних частотах, но при этом увеличивается коэффициент частотных искажений на верхних частотах. При неизменной емкости C_0 и заданных частотных искажениях M_b существует обратно пропорциональная зависимость между верхней частотой усиления и величиной R_c

$$f_b = \frac{\sqrt{M_b^2 - 1}}{2\pi C_0 R_c}. \quad (15.22)$$

Чем меньше R_c , тем при прочих равных условиях можно усилить более широкую полосу частот. Подставив в формулу (15.22) значение R_c из формулы (15.21), получим

$$f_b = \frac{S \sqrt{M_b^2 - 1}}{2\pi C_0 p K}. \quad (15.23)$$

или

$$K \approx \frac{S V M_b^2 - 1}{2\pi C_0 f_b K}. \quad (15.24)$$

Следовательно, чем выше максимальная частота усиления на верхних частотах, тем меньше становится коэффициент усиления K . Из формулы (15.24) следует, что для получения большего зна-

чения K при заданных M_v и f_v требуется выбрать транзистор с максимальным отношением S/C_0 .

Проведем более подробный анализ со-

става емкости C_0 для полевого транзи-

стора. В общем случае $C_0 = C_{\text{вых сл}} + C_{\text{вых сл}}$.

Рассмотрим емкость $C_{\text{вых сл}}$ (рис. 15.12).

Под действием переменного напряжения $U_{\text{вх}}$ ток разветвляется и будет протекать

через обе емкости $C_{\text{са}}$ — затвор — исток и

$C_{\text{са}}$ — сток — затвор. Входное напряже-

ние получает усиление K и емкость $C_{\text{са}}$

находится под напряжением $\dot{U}_{\text{вых}} = -K \dot{U}_{\text{вх}}$ и $\dot{U}_{\text{вх}}$ (знак минус указывает

на поворот фазы напряжения $\dot{U}_{\text{вых}}$ на 180°). Это напряжение вызовет ток

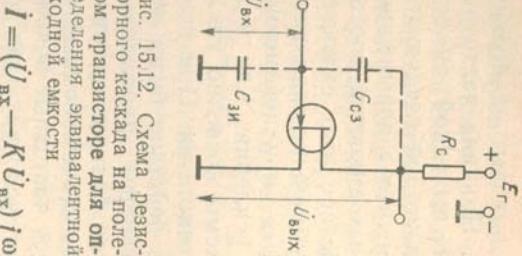


Рис. 15.12. Схема рези-
сторного каскада на поле-
вом транзисторе для оп-
ределения эквивалентной
входной емкости

$$i = (U_{\text{вх}} - K U_{\text{вх}}) j \omega C_{\text{са}} = U_{\text{вх}} (1 - K) j \omega C_{\text{са}}.$$

Следовательно, действие проходной емкости эквивалентно действию гораздо большей емкости $C_{\text{экв}}$

$$j \omega C_{\text{экв}} = i / U_{\text{вх}} = j \omega C_{\text{са}} (1 - K).$$

Так как K отрицательный из-за поворота фазы, то, взяв его модуль, получим

$$C_{\text{экв}} = C_{\text{са}} (1 + K). \quad (15.25)$$

При $K > 1$ эквивалентная проходная емкость намного превышает реальную. Поэтому

$$C_{\text{вых сл}} = C_{\text{са}} + C_{\text{са}} (1 + K). \quad (15.26)$$

Это явление — увеличение эквивалентной проходной емкости в схеме ОИ (ОЭ) — получило название эффекта Миллера и действительно для всех электронных усилительных приборов.

Следует отметить, что в схеме с ОС (ОК), где K положительно и меньше единицы

$$C_{\text{вых сл}} = C_{\text{са}} (1 - K), \quad (15.27)$$

т. е. оказывается меньше реальной проходной емкости, что уменьшает шунтирующее действие входной емкости на предыдущий каскад, а следовательно, уменьшает частотные искажения на верхних частотах предыдущего каскада.

Рассмотрим работу усилителя на биполярном транзисторе на верхних частотах. Эквивалентная схема (рис. 15.13, а) не содержит емкости C_p , которой пренебрегают на высоких частотах, а емкости $C_{\text{вых сл}}$ и $C_{\text{вых сл}}$ объединены в одну $C_0 = C_{\text{вых сл}} + C_{\text{вых сл}}$. Сопротивления R_k , R_d и $R_{\text{вых сл}}$, включенные параллельно, обединяются в одно общее сопротивление R . Точно так же, как и в схеме на полевом транзисторе, преобразуем данную схему в соответствия с

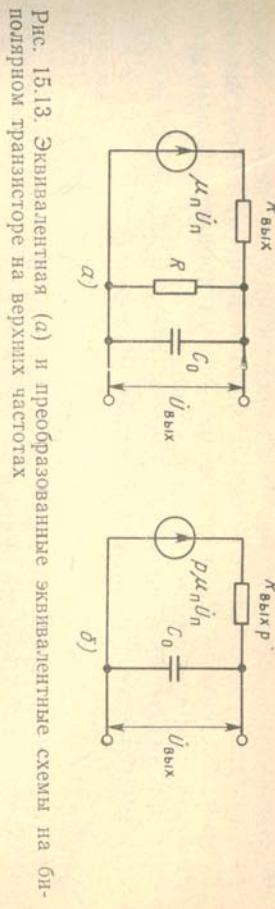


Рис. 15.13. Эквивалентная (а) и преобразованные эквивалентные схемы на биполярном транзисторе на верхних частотах

теоремой об эквивалентном генераторе, заменив данную схему эквивалентным генератором с ЭДС $\mu_{\text{пн}} U_{\text{пн}}$ и выходным сопротивлением $R_{\text{вых сл}} p = R_k (R_{\text{вых сл}} + R)$ (рис. 15.13, б). Получаем схему, аналогичную схеме на полевых транзисторах, но содержащую все элементы схемы биполярного транзистора. Это позволяет применить ранее полученные формулы и для схемы с биполярным транзистором

$$M_v = \sqrt{1 + (\omega C_0 R_{\text{вых сл}})^2}. \quad (15.28)$$

Таким образом, и в данном случае причиной частотных искажений на верхних частотах является шунтирующее действие выходной емкости транзистора данного каскада и входной емкости транзистора следующего каскада. $R_{\text{вых сл}}$ определяется наименьшим из составляющих его сопротивлений $R_{\text{вых сл}}$. Так как это сопротивление в случае с ОЭ мало, то несмотря даже на сравнительно большую емкость C_0 частотные искажения на верхних частотах в узкополосных усилителях низкой частоты получаются неизначительными. Однако на верхних частотах возникают частотные искажения, связанные с частотными свойствами самого транзистора. С повышением частоты уменьшается $h_{216}(\alpha)$ и еще в большей степени $h_{216}(\beta)$. Коэффициент частотных искажений, вызванный зависимостью от частоты параметра h_{216} , определяется по формуле $M_v = 1 - f_b/f_{h216}$, а по модулю

$$M_v = \sqrt{1 + (f_b/f_{h216})^2}, \quad (15.29)$$

где f_b — верхняя усиливаемая частота, f_{h216} — предельная частота, при которой h_{216} уменьшается в $\sqrt{2}$ раз.

Таким образом, если верхняя частота оказывается близкой к предельной f_{h216} , то частотные искажения на верхних частотах определяются по общей формуле

$$M_v = \sqrt{1 + (\omega C_0 R_{\text{вых сл}})^2} \sqrt{1 + (f_b/f_{h216})^2}. \quad (15.30)$$

Поэтому рекомендуется выбирать транзистор для работы в усилительном каскаде, у которого $f_{h216} \geq (3 \dots 5) f_b$.

В отличие от полевого транзистора, где от выбора сопротивления нагрузки в цепи стока R_c зависят частотные искажения на верхних частотах и полоса усиливаемых частот, в схемах на би-

полярных транзисторах частотные искажения на верхних частотах и полоса усиливаемых частот мало зависят от сопротивления в цепи коллектора R_k , так как оно зашунтировано малым входным сопротивлением следующего каскада.

Постоянная времени в области верхних частот $\tau_a = R_{\text{в экв}} C_0$, в этом случае коэффициент частотных искажений

$$M_b = \sqrt{1 + (\omega \tau_b)^2} \quad (15.31)$$

Чем меньше постоянная времени в области верхних частот, тем меньше и частотные искажения.

ФАЗОЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕЗИСТОРНОГО КАСКАДА

Как известно, наличие реактивных сопротивлений в схеме усиленного неизбежно приводит к фазовым сдвигам между напряжениями на входе и выходе каскада. Характер фазовых сдвигов очень наглядно виден из эквивалентных схем рис. 15.10 и 15.13. На нижних частотах благодаря наличию разделительной емкости C_p ток на выходе опережает ЭДС эквивалентного генератора на некоторый угол φ . Чем ниже частота, тем угол сдвига фаз φ будет становиться больше и при $\omega \rightarrow 0$ $\varphi \rightarrow 90^\circ$. Это ток на сопротивлении R_h создает падение напряжения $U_{\text{вых}}$. Ток и напряжение на активном сопротивлении совпадают по фазе. Следовательно, $U_{\text{вых}}$ определяет по фазе ЭДС генератора на угол φ . Значение этого угла определяется из формулы частотных искажений на нижних частотах:

$$\operatorname{tg} \varphi_b = \frac{1}{\omega_b C_p (R_{\text{в экв}} + R_{\text{ш}})} \quad (15.32)$$

Или

$$\operatorname{tg} \varphi_b = \frac{1}{\omega_b \tau_b} \quad (15.33)$$

Следовательно, чем ниже частота, меньше C_p , $R_{\text{в экв}}$ и $R_{\text{ш}}$, тем больше фазовый угол сдвига между входным и выходным напряжениями.

Частотные искажения и фазовые сдвиги связаны между собой. Чем больше частотные искажения, тем больше и фазовый сдвиг в цепи. Легко определить зависимость между M_b и φ_b . Из формул (15.8) и (15.33)

$$M_b = \sqrt{1 + (1/\omega_b \tau_b)^2} = \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_b} = 1/\cos \varphi_b. \quad (15.34)$$

Из эквивалентной схемы на верхних частотах следует, что ток в цепи опережает ЭДС на угол φ , так как сопротивление содержит активную и емкостную составляющие, этот ток создаст на выходном сопротивлении емкости $C_{\text{ш}}$ падение напряжения, которое отстает от тока, протекающего через эту емкость, на 90° , значит, выходное напряжение отстает от ЭДС эквивалентного генератора, а

значит, и выходного напряжения на угол φ . Чем выше частота, тем угол φ будет больше и при $f \rightarrow \infty \varphi \rightarrow 90^\circ$

$$\operatorname{tg} \varphi_a = -2\pi f_b C_0 R_{\text{в экв}}. \quad (15.35)$$

Отставание выходного напряжения по фазе от входного определяется отрицательным значением $\operatorname{tg} \varphi_b$. По аналогии с низкими частотами

$$M_b = 1/\cos \varphi_b. \quad (15.36)$$

Рассмотрим результатирующую амплитудно-частотные и фазовые характеристики резисторного каскада (рис. 15.14). На низких и верхних частотах частотная характеристика имеет спад. При этом $\tau_{b2} < \tau_{b1}$, а $\tau_{a2} < \tau_{a1}$. Спектр частот, в пределах которого коэффициент усиления уменьшается не более чем в $\sqrt{2}$ раз, иногда называют полосой пропускания усилителя. Чем больше τ_b и чем меньше τ_a , тем шире полоса пропускания усилителя.

Для расчетов удобнее пользоваться обобщенной частотной и фазовой характеристиками, где независимой переменной является произведение от, а функцией $Y = 1/M_b$. Обобщенные частотные и фазовые характеристики резисторного каскада показаны на рис. 15.15.

Выводы. 1. Для получения максимального коэффициента усиления на средних частотах необходимо, чтобы транзистор имел большую крутизну характеристики и большое эквивалентное сопротивление нагрузки. 2. Причины частотных и фазовых искажений на нижних частотах являются наличие разделительного конденсатора в схеме.

3. Причиной частотных и фазовых искажений на верхних частотах является наличие разделительного конденсатора в схеме.

Рис. 15.14. АЧХ резисторного каскада

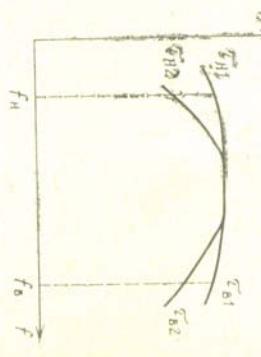


Рис. 15.15. Обобщенные характеристики резисторного каскада:
a — частотная, б — фазовая (φ_b^0 от ω)

каждый на верхних частотах является наличие выходной емкости данного каскада и входной емкости следующего каскада. 4. Чем больше постоянная времени нижних частот и меньше постоянная времени верхних частот, тем меньше частотные и фазовые искажения.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Почему малое входное сопротивление следующего каскада уменьшает коэффициент усиления?
2. Потому в первом каскаде предварительного усиления предпочтительнее полевой транзистор, а не биполярный?
3. Почему емкость разделительного конденсатора C_p в схемах на биполярных транзисторах при тех же частотах усиления берется больше, чем в схемах на полевых транзисторах?
4. Чем объясняется, что фазовый свинт на нижних частотах положительный, а на верхних отрицательный?
5. Каковы соображения по выбору постоянных времени τ_h и τ_v для получения наименьших частотных и фазовых искажений?
6. Как изменятся коэффициенты частотных искажений M_h и M_v , если уменьшится сопротивление $R_{\text{вх сл}}$ у биполярного транзистора?

РАСЧЕТ РЕЗИСТОРНОГО КАСКАДА НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Расчеты электронных схем имеют свою структуру, которая определяет последовательность действий. Каждый расчет должен содержать техническое задание, в которое входят исходные данные для расчета и перечень того, что надо получить в результате расчета.

Исходные данные: полоса усиливаемых частот $f_h \dots f_v$, допустимые частотные искажения на верхних и нижних частотах M_h и M_v , требуемый коэффициент усиления по току K_t , напряжение источника питания $-E_k$, входное сопротивление следующего каскада $R_{\text{вх сл}}$, емкость $C_{\text{вх сл}}$, эквивалентное сопротивление делителя для подачи смещения в цепи входа следующего каскада $R_{\text{вх сл}}$.

Требуется определить: тип транзистора, положение точки покоя на статических характеристиках и данные режима по постоянному току, сопротивления и емкости элементов принципиальной схемы каскада, коэффициенты усиления по току и по напряжению, реальные частотные искажения в схеме.

Таким образом, в соответствии с заданием определяется последовательность расчета: выбор типа транзистора и его режима по постоянному току, определение элементов принципиальной схемы, расчет результатирующих показателей. Расчет ведется в схеме с ОЭ, в режиме А. Принципиальная схема каскада дана на рис. 15.1а.

I. Выбор типа транзистора и режима работы по постоянному току

1. Транзистор выбираем по предельной частоте f_{hz} и по требуемому усиению по току h_{210} :

$$h_{210 \text{ треб}} \geq \frac{1}{\sqrt{M_h^2 - 1}}, \quad h_{210 \text{ треб}} \geq (1, 2, \dots, 1, 5) K_t.$$

Выбор производим среди маломощных транзисторов, предпочтительнее кремниевых.

Выписываем параметры выбранного транзистора:

$$h_{210}, f_{hz}, C_{\text{вх}}, h_{220}, I_{K \text{ max}}, U_{K \text{ Э max}}.$$

2. Определяем коллекторный ток в точке покоя I_{K0} :
 $I_{K0} \geq (1, 2 \dots, 1, 5) I_{\text{вх сл}}$, но не меньше тока I_K , при котором обеспечивается соответствие параметров, указанных в паспорте.

3. Находим напряжение в точке покоя $U_{K \text{ Э}} = (0,4 \dots, 0,5) E_k$.

4. На семействе статических выходных характеристик выбранного транзистора определяем положение точки покоя и ток базы в этой точке I_{B0} .
 $I_{B0} > 0$, и находим напряжение $U_{B \text{ Э}}$ в этой точке.

II. Определение элементов принципиальной схемы

5. Переносим точку покоя на входную характеристику, снятую при $|U_{K \text{ Э}}| > 0$, и находим напряжение $U_{R \text{ вх}}$ в этой точке.

$$R_{\text{вх}} = U_{R \text{ вх}} / I_{B0}, \quad \text{где } I_{B0} = I_{K0} + I_{B0}.$$

Мощность, рассеиваемая на резисторе $R_{\text{вх}} - P_{\text{вх}} = R_{\text{вх}}^2 / I_{B0}$. Выбираем соответствующий стандартный резистор.

7. Определяем ток в цепи делителя смещения

$$I_{\Pi} = (3 \dots, 10) I_{B0}.$$

8. Определяем сопротивления резисторов делителя:

$$R_{\text{пл}} = (E - U_{R \text{ вх}} - U_{B \text{ Э}}) / (I_{\Pi} + I_{B0}), \quad R_{\text{дл}} = (U_{R \text{ вх}} + U_{B \text{ Э}}) / I_{\Pi}.$$

Определяем $P_{\text{пл}} = (I_{\Pi} + I_{B0})^2 R_{\text{пл}}$ и $P_{\text{дл}} = I_{\Pi}^2 R_{\text{дл}}$. Выбираем соответствующие стандартные резисторы.

9. Общее сопротивление делителя $R_{\text{дл}} = R_{\text{пл}} R_{\text{дл}} / (R_{\text{пл}} + R_{\text{дл}})$.

10. Определяем емкость C_a . Для того чтобы эта емкость не вносила заметных частотных искажений на нижних частотах, выбираем ее сопротивления во много раз меньше сопротивления R_a

$$C_a = (5 \dots, 10) / \pi f_{hz} R_a.$$

Выбираем стандартную емкость.

11. Определяем сопротивление резистора в коллекторной цепи R_{Kt}

$$R_{Kt} = (E_k - U_{R \text{ вх}} - U_{K \text{ Э}}) / I_{K0}, \quad P_{Kt} = I_{K0}^2 R_{Kt}.$$

Выбираем стандартный резистор.

12. Определяем емкость разделительного конденсатора, исходя из заданных частотных искажений на нижних частотах:

$$C_p = \frac{1}{2\pi f_h (R_{\text{вх}} + R_{Kt}) \sqrt{M_h^2 - 1}}$$

где $R_{\text{вх}} = R_{\text{вх сл}} R_{\text{пл}} / (R_{\text{вх сл}} + R_{\text{пл}})$; при $R_{\text{вх сл}} \gg R_{\text{вх}}$; $R_{\text{вх сл}} \approx R_{\text{вх}}$.

$$R_{\text{вх}} = R_{\text{вх сл}} R_{\text{пл сл}} / (R_{\text{вх сл}} + R_{\text{пл сл}}).$$

Выбираем стандартный конденсатор C_p .

III. Расчет результатирующих показателей

13. Определяем коэффициент усиления по току:

$$K_t = h_{21\alpha} R_H / (R_K + R_H).$$

14. Определяем коэффициент усиления по напряжению

$$K = h_{21\alpha} R'_H / h_{11\alpha}, \text{ где } R'_H = R_K R_H / (R_K + R_H).$$

15. Проверяем частотные искажения на верхних частотах:

$$M_B = \sqrt{1 + (2\pi f_B C_0 R_{вых})^2} \sqrt{1 + (f_B / f_{h21\alpha})^2}$$

где $R_{вых} = R_{вых} R'_H / (R_{вых} + R'_H)$; при $R_{вых} \gg R'_H$, $R_{вых} = R'_H$:

$$C_0 = C_{вых} + C_{бэ сл} \approx C_{бэ сл}, \text{ так как } C_{бэ сл} \gg C_{вых}.$$

16. Строим АЧХ каскада при значениях:

$$f = 0,5 f_H; f_H; 2f_H - 0,5 f_B; f_B; 2f_B.$$

Числовой пример.

$$\begin{aligned} \text{Исходные данные: } f_H &= 50 \text{ Гц}, f_B = 10 \text{ кГц}, I_{вх сл} = 1,5 \text{ мА}, R_{вх сл} = \\ &= 720 \text{ Ом}, R_{д сл} = 1600 \text{ Ом}, U_{КЭ} = 12 \text{ В}, M_H = M_B = 1,12, K_{треб} = 12, C_{бэ сл} = \\ &= 2 \cdot 10^{-8} \text{ Ф}. \end{aligned}$$

1. Выбор транзистора по

$$f_{h21\alpha} = f_B / \sqrt{M_B^2 - 1} = 10000 / \sqrt{1,12^2 - 1} = 20 \text{ кГц};$$

$$h_{21\alpha} \text{ треб} = 1,5, K_t = 1,5, 12 = 18.$$

Выбираем транзистор КТ301В, который удовлетворяет этим условиям. Его параметры: $f_{h21\alpha} = 500$ кГц, $h_{21\alpha \min} = 20$, $h_{21\alpha \max} = 60$, $h_{11\alpha} = 1130$ Ом, $U_{КЭ\max} = 20$ В, $I_K \max = 10$ мА, $P_K \max = 150$ мВт, $h_{22\alpha} = 13 \cdot 10^{-6}$ См.

2. Определяем коллекторный ток в точке покоя

$$I_{K0} = (1,5 \dots 2) I_{вх} = 2 \cdot 1,5 = 3 \text{ мА.}$$

3. Напряжение в точке покоя $U_{КЭ0} = 0,4 \cdot 12 = 4,8$ В (рис. 15.16, а).

4. Определяем положение точки покоя на статических характеристиках транзистора КТ301В и находим ток базы в точке покоя $I_{B0} = 0,075$ мА.

5. По входной характеристике для тока I_{B0} находим входное напряжение в точке покоя $U_{БЭ0} = 0,6$ В (рис. 15.16, б).

6. Задаемся падением напряжения на резисторе R_3 в цепи температурной стабилизации $U_{R3} = 0,2E_K = 0,2 \cdot 12 = 2,4$ В и находим $R_3 = U_{R3}/I_{30}$, где $I_{30} = I_{K0} + I_{B0} = 3 + 0,075 = 3,075$ мА,

$$R_3 = 2,4 / (3,075 \cdot 10^{-3}) = 790 \text{ Ом.}$$

Мощность, выделяемая на этом резисторе,

$$P_{R3} = I_{30}^2 R_3 = (3,075 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 790 = 0,008 \text{ Вт.}$$

Выбираем стандартный резистор типа УЛМ-0,12 с сопротивлением 820 Ом.

7. Определяем ток делителя в цепи смещения

$$I_D = (3 \cdot 10) I_{B0} = 10 I_{B0} = 10 \cdot 0,075 = 0,75 \text{ мА.}$$

8. Определяем сопротивления резисторов $R_{д2}$ и $R_{д1}$

$$R_{д2} = \frac{U_{R3} + U_{БЭ0}}{I_D} = \frac{2,4 + 0,6}{0,75 \cdot 10^{-3}} = 4 \text{ кОм};$$

$$R_{д1} = \frac{E - U_{R3} - U_{БЭ0}}{I_D + I_{B0}} = \frac{12 - 2,4 - 0,6}{(0,75 + 0,075) \cdot 10^{-3}} = 10,9 \text{ кОм.}$$

Выбираем стандартные сопротивления $R_{д2} = 3,9$ кОм и $R_{д1} = 11$ кОм типа УЛМ-0,12.

9. Общее сопротивление делителя

$$R_{д} = R_{д1} R_{д2} / (R_{д1} + R_{д2}) = 3,9 \cdot 11 / (3,9 + 11) = 2,9 \text{ кОм.}$$

10. Определяем емкость C_3 , шунтирующую сопротивление R_3 :

$$C_3 = 5 / \pi f_H R_3 = 5 / (3,14 \cdot 50 \cdot 820) = 38,8 \text{ мКФ.}$$

Выбираем электролитический конденсатор типа К50-6 емкостью 50 мКФ и напряжением 6,3 В.

11. Определяем сопротивление резистора в цепи коллектора

$$R_K = (E - U_{R3} - U_{КЭ0}) / I_{K0} = (12 - 2,4 - 4,8) / 3 \cdot 10^{-3} = 1,6 \text{ кОм.}$$

Мощность, выделяемая на резисторе:

$$P_{R_K} = I_{K0}^2 R_K = (3 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 1,6 \cdot 10^3 = 0,014 \text{ Вт.}$$

Выбираем стандартный резистор типа УЛМ-12 сопротивлением 1600 Ом.

12. Определяем емкость разделительного конденсатора

$$C_p \geq 1 / 2\pi f_H (R_{вых} + R_H) \sqrt{M_H^2 - 1} =$$

$$= 1 / 6,28 \cdot 50 (1600 + 500) \sqrt{1,12^2 - 1} = 3 \text{ мКФ,}$$

где $R_{вых} = R_3$, так как у транзистора КТ301В $R_{вых} = 76$ кОм,

$$R_H = R_{вых сл} R_{д сл} / (R_{вых сл} + R_{д сл}) = 720 \cdot 1600 / (720 + 1600) \approx 500 \text{ Ом.}$$

Выбираем стандартный конденсатор C_p типа К50-16 емкостью 5 мКФ и напряжением 16 В.

13. Определяем коэффициент усиления каскада по току

$$K_t = h_{21\alpha} \frac{R_K}{R_K + R_H} = 40 \frac{1600}{1600 + 500} = 30,4 > K_t \text{ треб.}$$

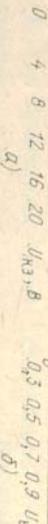


Рис. 15.16. Выходные (а) и входные (б) характеристики транзистора КТ301В

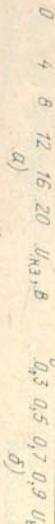


Рис. 15.16. Выходные (а) и входные (б) характеристики транзистора КТ301В

14. Определяем коэффициент усиления каскада по напряжению

$$K = \frac{h_{210}}{h_{110}} R'_H = \frac{40 \cdot 380}{1330} = 11,45,$$

$$\text{где } R'_H = \frac{R_K R_H}{R_K + R_H} = \frac{1600 \cdot 500}{1600 + 500} = 380 \text{ Ом.}$$

15. Рассчитаем АЧХ каскада по формулам (15.11) и (15.20). Результаты расчета сведем в таблицу.

f , Гц	25	50	100	500	1000	2000
M	1,16	1,04	1,01	1,028	1,11	1,38

РАСЧЕТ РЕЗИСТОРНОГО КАСКАДА НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Исходные данные: полоса усиливаемых частот $f_n \dots f_b$, допустимые частотные искажения M_n и M_b , требуемый коэффициент усиления по напряжению K , напряжение источника питания E_c , данные следующего каскада: $C_{вх\ сл}$ и $U_{вх\ сл}$.

Требуется определить: тип транзистора, положение точки покоя на статических характеристиках и данные режима по постоянному току, элементы R и C принципиальной схемы каскада, коэффициент усиления по напряжению, реальные частотные искажения в схеме. Расчет ведется в схеме с ОИ, в режиме класса А. Принципиальная схема каскада дана на рис. 15.1б.

I. Выбор типа транзистора и режима работы по постоянному току

1. Выбираем маломощный транзистор с управляющим PN -переходом. Выписываем основные параметры транзистора: $U_{СИ\ пах}$, $U_{огс}$; $C_{вых}$; $I_{G\ max}$; I_3 .
2. Определяем постоянное напряжение в точке покоя

$$U_{СИ0} \geq U_{огс} + U_{вх\ сл} + \Delta U_{СИ},$$

где $\Delta U_{СИ} = (0,5 \dots 1)$ В — напряжение, обеспечивающее работу транзистора в области насыщения стоковых характеристик.

3. Выбираем точку покоя на логотип участке стоковой характеристики при токе $I_C > 1$ мА, так как при меньших токах I_C круизная характеристики окажется намного меньше данной в пастрофе. Определяем ток покоя I_{C0} и соответствующее ему напряжение смещения $U_{3И0}$:

II. Определение элементов принципиальной схемы

4. Применяем автоматическое смещение для выбора точки покоя. Определяем сопротивление $R_{вх}$ в цепи смещения: $R_{вх} = U_{3И0}/I_{C0}$. Мощность, выделяемая на этом сопротивлении: $P_{R_{вх}} = I_{C0}^2 R_{вх}$. Выбираем стандартный резистор $R_{вх}$.

5. Определяем емкость $C_{вх}$. Для того чтобы эта емкость не вносила заметных частотных искажений, ее сопротивление даже на самой низкой частоте должно быть меньше сопротивления $R_{вх}$:

$$C_{вх} = (5 \dots 10)/\pi f_n R_{вх}.$$

Выбираем стандартный конденсатор $C_{вх}$.

6. Определяем сопротивление нагрузки в цепи стока

$$R_{вт} = (E_c - U_{СИ0} - U_{3И0})/I_{C0}, \quad P_{R_{вт}} = I_{C0}^2 R_{вт}.$$

Выбираем соответствующий резистор.

7. Определяем сопротивление в цепи затвора R_3 . Им можно задаться: $R_3 = 300 \dots 500$ кОм. Падение напряжения на сопротивлении R_3

$$U_{R3} = I_3 R_3 < 0,01 U_{3И0},$$

где I_3 — обратный ток управляющего PN -перехода.

8. Определяем ёмкость разделительного конденсатора

$$C_p \geq 1/2\pi f_n R_3 \sqrt{M_n^2 - 1}.$$

Выбираем стандартную величину C_p .

III. Расчет результирующих показателей

9. Определяем коэффициент усиления по напряжению на средних частотах $K = SR_n$, где $R_n = R_{вт} R_3 / (R_{вт} + R_3)$.

10. Проверяем частотные искажения на верхних частотах

$$M_b = \sqrt{1 + (2\pi f_b C_0 R_{вт})^2},$$

где $R_{вт} = R_{вх} R_{вх\ сл} / (R_{вх} + R_{вх\ сл}) \approx R_{вх}$, $C_0 = C_{вых} + C_{вх\ сл} + C_{монтаж}$, $C_{монтаж} = 5 \dots 10$ пФ.

11. Строим АЧХ каскада при значениях $f = 0,5f_n$; f_n ; $2f_n - 0,5f_n$; f_b ; $2f_b$

$$Y_b = 1/M_b = 1/\sqrt{1 + (2\pi f C_0 R_{вт})^2};$$

$$Y_n = \frac{1}{M_n} = 1 / \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2\pi f C_p R_3} \right)^2}.$$

IV. Числовой пример

Исходные данные: $f_n = 50$ Гц; $f_b = 10$ кГц; $K_{треб} \geq 5$; $E_c = 12$ В; $M_n = M_b = 1,12$. Данные следующего каскада: $C_{вх\ сл} = 80$ пФ; $U_{вх\ сл} = 0,5$ В.

1. Выбираем транзистор КП1302А с управляющим PN -переходом и N -каналом. Выписываем основные параметры транзистора: $I_{C\ max} = 24$ мА; $U_{СИ\ пах} = 20$ В; $P_{C\ max} = 300$ мВт; $U_{огс} = 5$ В (при $U_{СИ} = 7$ В), $S = 5$ мА/В; $C_{вых} = 12$ пФ; $I_3 = 10^{-9}$ А.

2. Определяем постоянное напряжение в точке покоя

$$U_{СИ0} = U_{огс} + U_{вх\ сл} + \Delta U_{СИ} = 5 + 0,5 + 0,5 = 6$$
 В.

$\Delta U_{СИ} = 0,5$ В — напряжение, обеспечивающее работу в области насыщения.

3. По статическим характеристикам выбираем ток покоя (рис. 15.17): $I_{C0} = 3,7$ мА. Учитывая, что напряжение $U_{вх\ сл} / K_{треб} = 0,5 / 5 = 0,1$ В, в данной точке покоя обеспечивается работа на линейном участке в режиме класса А.

4. Определяем сопротивление $R_{вх}$ в цепи смещения

$$R_{вх} = U_{3И0} / I_{C0} = 1 / (3,7 \cdot 10^{-3}) = 270$$
 Ом.

Мощность потерь на сопротивлении $R_{вх}$: $P_{R_{вх}} = I_{C0}^2 R_{вх} = (3,7 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 270 = 0,037$ Вт.

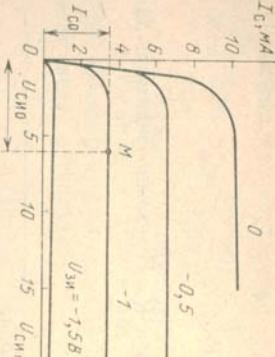


Рис. 15.17. Выходные характеристики транзистора КП302А

$$R_C = (E - U_{C10} - U_{Z10}) / I_{C0} = (12 - 6 - 1) \cdot 3 \cdot 7 \cdot 10^{-3} = 1.35 \text{ кОм},$$

$$P_{RC} = I_{C0}^2 R_C = (3.7 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 1.35 \cdot 10^3 = 0.018 \text{ Вт.}$$

Берем стандартный резистор типа УЛМ-0,12 сопротивлением 1,5 кОм.

7. Задаемся сопротивлением в цепи затвора $R_s = 300$ кОм. Берем резистор типа УЛМ-12 сопротивлением 300 кОм. Проверяем падение напряжения $U_{R_s} = I_s R_s = 300 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-9} = 3 \cdot 10^{-4} \text{ В} < 0,01 \text{ В}$.

8. Определяем емкость разделительного конденсатора

$$C_p = 1/2\pi f_h R_s \sqrt{M_s^2 - 1} = 1/2\pi \cdot 50 \cdot 300 \cdot 10^3 \sqrt{1,12^2 - 1} = 21000 \text{ пФ.}$$

Выбираем стандартный конденсатор типа КМ емкостью 22 000 пФ.

9. Определяем коэффициент усиления на средних частотах

$$K = SR_h = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,5 \cdot 10^3 = 7,5 > K_{\text{треб.}}$$

10. Проверяем частотные искажения на верхних частотах

$$M_B = \sqrt{1 + 2\pi f_h C_0 R_{\text{вых}}} = \sqrt{1 + (6,28 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 10^2 \cdot 10^{-12} \cdot 1,5 \cdot 10^3)^2} \approx 1,$$

$$C_0 = C_{\text{вых}} + C_{\text{вх сл}} + C_{\text{монтаж}} = 12 + 80 + 10 = 102 \text{ пФ}; R_{\text{вых}} = R_C.$$

15.4. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

ОСНОВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ И ТРЕБОВАНИЯ

Широкополосные усилители — это усилители, которые должны усиливать сигналы с частотным спектром от нуля до самых высоких частот в пределах десятков и даже сотен мегагерц. Такая широкая полоса частот характерна как для некоторых непрерывных (аналоговых) сигналов, так и для импульсных, которые часто встречаются в аппаратуре многоканальной связи, телеграфии, телевидения. Естественно, что такие усилители имеют свои особенности по сравнению с ранее рассмотренными узкополосными усилителями низкой частоты.

Рассмотрим более подробно особенности импульсных сигналов. Как известно, импульсный сигнал, как и любой нестинусoidalный электрический сигнал, может быть представлен в виде суммы простых синусоидальных колебаний. В состав этих кол-

баний входят кроме основной частоты бесконечно большое число гармоник, а также постоянная составляющая. Для удовлетворительного воспроизведения формы импульса усилителя должен пропустить определенный спектр частот, включающий гармоники основной частоты. Ширина этого спектра определяется в зависимости от формы и длительности импульса. Если усилитель не может пропустить полный спектр усиливаемых частот, то возникают искажения формы импульса, которые учитываются переходной характеристикой усилителя. Напомним, что это приводит к искажениям фронтов импульса и его плоской части (см. рис. 12.14). Требования к широкополосным усилителям остаются примерно те же, что и к узкополосным, но их реализация связана с большими трудностями.

Для импульсных усилителей эти требования можно сформулировать следующим образом:

длительность фронта на выходе усилителя не должна превышать заданной;

перавномерность плоской части импульса должна быть минимальной;

выбросы в плоской части и в паузе между импульсами должны быть минимальны;

получение максимально допустимого коэффициента усиления, как и в узкополосных усилителях.

Для реализации этих требований необходимо добиться минимальных частотных и фазовых искажений в заданной полосе пропускания. Поэтому основным типом широкополосного усилителя является резисторный усилитель, в схеме которого имеется минимальное количество реактивных элементов, способствующих появлению частотных и фазовых искажений, а следовательно, иска- жению формы импульса.

АНАЛИЗ ИСКАЖЕНИЙ ФОРМЫ ИМПУЛЬСА В РЕЗИСТОРНОМ КАСКАДЕ

Для анализа причины искажений формы импульсов, поданных на вход резисторного каскада, рассмотрим его эквивалентную схему (см. рис. 15.2), которая содержит емкости $C_{\text{вых}}$, $C_{\text{вх сл}}$ и C_p . При подаче на емкость напряжения она начинает заряжаться, при этом время заряда τ_z зависит от емкости и сопротивлений, через которые они заряжаются. Так как емкости $C_{\text{вых}}$ и $C_{\text{вх сл}}$ во много раз меньше емкости C_p , то время заряда этих емкостей будет во много раз меньше, чем $\tau_{\text{ср}}$. Поэтому в то время как конденсаторы $C_{\text{вых}}$ и $C_{\text{вх сл}}$ уже полностью зарядятся, разделительный конденсатор еще только начнет заряжаться и напряжение на нем можно будет принять равным нулю, и для малых времен (следовательно, высоких частот), соответствующих фронтам импульса, емкость C_p можно пренебречь, и использовать для этого случая эквивалентную схему для верхних частот.

Для заряда конденсатора C_p требуется длительное время, и в то время, когда этот конденсатор постепенно заряжается, конденсаторы $C_{\text{вых}}$ и $C_{\text{вх сл}}$ уже практически заряжены и не потребляют ток, поэтому для больших времен, а следовательно, низких частот емкостями $C_{\text{вх}}$ и $C_{\text{вх сл}}$ можно пренебречь и использовать для этого случая эквивалентную схему для низких частот.

ОБЛАСТЬ МАЛЫХ ВРЕМЕН (ВЕРХНИХ ЧАСТОТ)

Анализ ведем на основе эквивалентной схемы на верхних частотах, общей для биполярного и полевого транзистора (см. рис. 15.11). Выходное напряжение на емкости меняется по закону заряда емкости C_0 :

$$U_{\text{вых}} = U_m \left(1 - e^{-t/\tau_b}\right), \quad (15.37)$$

где $\tau_b = C_0 R_{\text{в экв}}$ — постоянная времени на верхних частотах. Чем меньше τ_b , тем быстрее зарядится ёмкость.

Время установления импульса от уровня $0.1U_m$ до $0.9U_m$ можно определить, залившись соответствующими значениями напряжения:

$$0.9U_m = U_m \left(1 - e^{-t_2/\tau_b}\right); \quad 1 - e^{-t_2/\tau_b} = 0.9;$$

$$0.1U_m = U_m \left(1 - e^{-t_1/\tau_b}\right); \quad 1 - e^{-t_1/\tau_b} = 0.1.$$

Время нарастания импульса — длительность переднего фронта t_y

$$t_y = t_2 - t_1.$$

Определим t_y . Так как $e^{-t_2/\tau_b} = 0.1$, а $e^{-t_1/\tau_b} = 0.9$, то

$$e^{-t_2/\tau_b} = 10; \quad e^{t_1/\tau_b} = 1.1.$$

Решая уравнения (15.38) и (15.39), получаем:

$$(15.38), (15.39)$$

$$t_2 = \tau_b \ln 10; \quad t_1 = \tau_b \ln 1.1; \quad t_y = \tau_b (\ln 10 - \ln 1.1) \approx 2.2 \tau_b.$$

Желательно, чтобы время установления импульса составляло не более $0.1t_n$ — это длительности, тогда следует выбирать $\tau_b \leq 0.05t_n$.

Таким образом, чем меньше длительность импульса, тем меньше должна быть постоянная времени $\tau_b = R_{\text{в экв}} C_0$. С ростом τ_b увеличиваются фазовые и частотные искажения каскада.

Будем считать верхней границной частотой каскада такую частоту, при которой усиление K_b упадет в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с K , т. е. $M_b = 1.41$ или 3 дБ. При этом $\omega_{\text{в гр}} = 1$, т. е. $2\pi f_{\text{в гр}} = 1$, а $f_{\text{в гр}} = 1/2\pi\tau_b$.

Допустим, длительность импульса $t_n = 1$ мкс, тогда

$$\tau_b \geq 0.05 t_n \geq 0.05 \cdot 10^{-6} \geq 5 \cdot 10^{-8} \text{ с.}$$

Чем меньше длительность импульса, тем шире полоса усилива-

емых частот, тем меньше должна быть постоянная времени каскада на верхних частотах. Увеличение τ_b ведет к увеличению времени установления импульса, фронт импульса становится положе-

ОБЛАСТЬ БОЛЬШИХ ВРЕМЕН (НИЗКИХ ЧАСТОТ)

Анализ ведем на основе эквивалентной схемы для низких частот (см. рис. 15.10). Основное влияние на форму импульса в области низких частот оказывает разделительный конденсатор C_p . Из эквивалентной схемы каскада на низких частотах видно, что при скачкообразном изменении тока I_k на выходе транзистора скачком установится напряжение $U_{\text{вых}}$. Это напряжение будет полностью передано на вход следующего каскада, так как на ёмкости C_p напряжение скачком возникнуть не может, и в первый момент оно остается равным нулю. Только через некоторое время конденсатор C_p начнет заряжаться, на нем создаётся падение напряжения, и входное напряжение следующего каскада уменьшится на величину падения напряжения на C_p , т. е. $U_{\text{вх сл}} = U_{\text{вых}} - U_{C_p}$, а плоская часть импульса постепенно уменьшится, образуя спад на величину U_{C_p} . В импульсных усилителях ёмкость разделительного конденсатора C_p выбирается из условия получения допустимого спада импульса: $\Delta = (U_{\text{max}} - U_{\text{min}})/U_{\text{max}}$. Из формулы (12.13.5) $\Delta = t_n/\tau_h = t_n/[C_p(R_{\text{в экв}} + R_h)\Delta]$.

Чем больше ёмкость разделительного конденсатора, тем при прочих равных условиях требуется большее времени на его заряд и тем меньше будет спад плоской части за время длительности импульса. Разделительный конденсатор препятствует прохождению импульсов большой длительности, и чем больше длительность импульса, тем больше вероятность заряда конденсатора и тем больше будет спад вершины импульса при тех же элементах схемы.

На форму импульса в резисторном каскаде оказывают влияние также цепи $R_s C_s$ в схемах на биполярных транзисторах и $R_{\text{в гр}} C_{\text{в гр}}$ в схемах на полевых транзисторах (см. рис. 15.1, а и 15.1, б). Действительно, при скачкообразном изменении напряжения $U_{\text{вэ}}$ ($U_{\text{зи}}$) конденсатор $C_s(C_{\text{в гр}})$ не может мгновенно зарядиться и напряжение на нем будет равно нулю, но затем конденсатор начнет постепенно заряжаться, на нем создастся падение напряжения, которое вызовет появление ООС и уменьшение амплитуды импульса, т. е. спад его плоской части. Чем больше постоянная времени $\tau_s = R_s C_s$ ($\tau_{\text{в гр}} = R_{\text{в гр}} C_{\text{в гр}}$), тем, естественно, потребуется большее времени на заряд конденсатора $C_s(C_{\text{в гр}})$ и меньше спад плоской вершины импульса.

Таким образом, чем меньше τ_b каскада, тем меньшей длительности t_n импульсы может он усиливать при минимальных искажениях переднего фронта, чем больше τ_b каскада, тем большей длительности импульсы может он усиливать без искажения плоской части импульса.

КОРРЕКЦИЯ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ В ШИРОКОПОЛОСНЫХ И ИМПУЛЬСНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Назначение корректирующих цепей. Для того чтобы расширить полосу усиливаемых частот до самых высоких, включая единицы и десятки мегагерц, без уменьшения коэффициента усиления на средних частотах, в схему широкополосных усилителей вводят специальные цепи высокочастотной коррекции. Эти цепи в импульсных усилителях позволяют уменьшить время установления импульса, улучшая переходную характеристику в области малых времена.

Аналогично можно улучшить переходную характеристику и в области больших времен, расширив полосу усиливаемых частот до самых низких, введя в схему цепь низкочастотной коррекции.

Основная идея коррекции заключается в том, что корректирующее устройство должно осуществить подъем частотной характеристики усилителя в такой же степени, в какой происходит ее завал.

В основном существуют схемы коррекции, которые используют: увеличение сопротивления нагрузки на тех частотах, где производится коррекция; явление резонанса, при котором также увеличивается сопротивление нагрузки на требуемой частоте; частотно-зависимую отрицательную обратную связь, при которой уменьшается коэффициент усиления на всех частотах, кроме тех, на которых нужно получить подъем усиления.

Схема коррекции без обратной связи. Напомним, что при различии разделительного конденсатора в схеме резисторного каскада коэффициент усиления на низких частотах уменьшается по сравнению с K . Для компенсации этого явления выбирают схему, которая позволяет увеличить коэффициент усиления на низких частотах по сравнению со средними частотами. Коэффициент усиления $K_n = S Z_n$, где Z_n — сопротивление, которое меняется с изменением частоты так, что увеличивается на низких частотах. Этого можно добиться в схеме рис. 15.18. В этой схеме переменная составляющая тока замыкается через C_Φ и общее сопротивление в цепи коллектора $Z_k = R_k + 1/j\omega C_\Phi$. Емкость C_Φ выбирают такой, чтобы она для верхних и средних частот представляла очень малое сопротивление, а на низких частотах сопротивление ее заметно возрастало. На средних, а тем более на верхних частотах

$$R_k \gg 1/j\omega C_\Phi \text{ и } K = S_n R_k.$$

На низких частотах сопротивление $x_{C_\Phi} = 1/j\omega C_\Phi$ возрастает и $K_n = S Z_n$.

Таким образом, в данной схеме будут происходить два взаимно компенсирующих друг друга процесса — чем ниже частота усиливаемого сигнала, тем больше падение напряжения на раз-

делительном конденсаторе C_p и усиление падает, но одновременно увеличивается сопротивление коллекторной нагрузки $R_k + 1/j\omega C_\Phi$, и коэффициент усиления $R_k + 1/j\omega C_\Phi$ возрастает. В результате происходит выравнивание частотной характеристики на низких частотах, а при определенных значениях C_Φ и R_k можно даже получить подъем этой характеристики.

При усиблении импульсных сигналов цепь $R_k C_\Phi$ также позволяет скорректировать вершину импульса. И в этом случае происходит два взаимно компенсирующих друг друга явления. За время длительности импульса конденсатор C_p заряжается, создавая спад вершины, уменьшая амплитуду импульса на величину напряжения заряда U_{C_p} , в это же время заряжается и конденсатор C_Φ , причем напряжение заряда этого конденсатора усиливает амплитуду импульса на величину U_{C_Φ} . Таким образом, общий спад вершины импульса уменьшается, а при $U_{C_\Phi} = U_{C_p}$ спад будет скомпенсирован. При соответствующем выборе R_k и C_Φ можно расширить полосу усиливаемых частот, понизив f_{min} в 8...10 раз по сравнению со схемой без коррекции. Эффективность данной коррекции, т. е. возможность с ее помощью скомпенсировать частотные искажения на низких частотах, и спад вершины импульса зависит от соотношения R_k/R_Φ . Чем меньше отношение R_k/R_Φ , тем эффективнее действует коррекция, так как при этом заметнее возрастание общего сопротивления $Z_k = R_k + 1/j\omega C_\Phi$ на низких частотах.

Следует отметить, что эффективность действия коррекции с помощью R_k , C_Φ снижается, если не выполняется условие $R_k > R_{vх,сл}$. Поэтому данная схема наиболее эффективна для схем широкополосных усилителей на полевых транзисторах и для биполярных — в каскадах, работающих на высокоомную нагрузку, — вход кинескопа, осциллографической трубки и т. д. Следует иметь в виду, что обеспечение условия $R_k > R_{vх}$ означает, что на сопротивлении R_k будет создаваться большое падение напряжения, а это потребует увеличения напряжения E_k , поэтому при выборе R_k следует учитывать и допустимое падение напряжения на этом резисторе.

Схема с применением частотно-зависимой ООС (рис. 15.19).

На рис. 15.19 через цепь $R_{o,c} C_{o,c}$ с выхода второго каскада на вход первого вводится отрицательная обратная связь — последовательная, частотно-зависимая, по напряжению. Емкость $C_{o,c}$ выбирается такой, чтобы ее сопротивление на средних и высоких частотах было достаточно малым. В этом случае глубина обратной связи будет определяться только сопротивлением $R_{o,c}$. Это приведет к уменьшению усиления на этих частотах. На низких

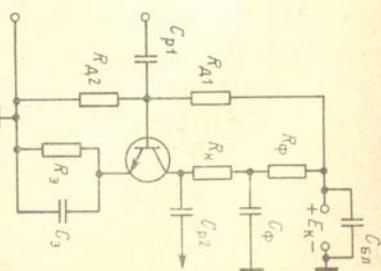


Рис. 15.18. Схема коррекции частотных искажений на низких частотах

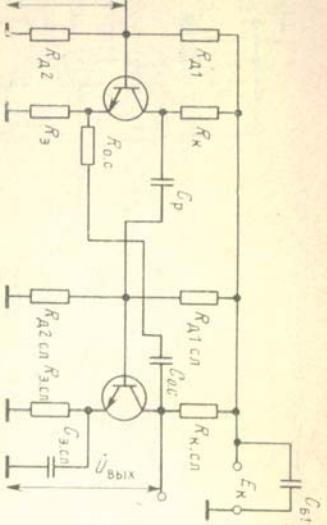


Рис. 15.19. Схема коррекции на низких частотах с помощью ООС

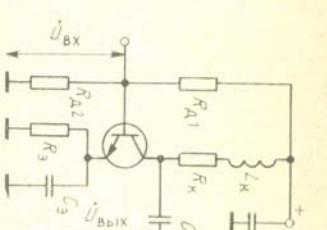


Рис. 15.20. Схема коррекции частотных искажений на верхних частотах с параллельным включением индуктивности

частотах сопротивление $x_{\text{с.с.}}$ подбирается большим, чтобы глубина ООС резко уменьшилась. Таким образом, коэффициент усиления на низких частотах будет уменьшаться в меньшей степени, чем на средних и высоких частотах, что скомпенсирует завал усиления на низких частотах за счет разделительной емкости. Чем больше спад вершины импульса, тем меньше напряжение обратной связи будет подаваться на вход и тем самым он будет уменьшаться.

Схемы коррекции с резонансом на верхних частотах. Напомним, что причиной частотных искажений на верхних частотах является шунтирование нагрузки паразитной емкостью C_0 . Известно, что при резонансе общее эквивалентное сопротивление параллельного контура становится максимальным. Поэтому если емкость C_0 использовать как элемент контура, то при частоте настройки этого контура в резонанс увеличение будет большим, чем на других частотах, так как $K = S Z_k$, а при резонансе эквивалентное сопротивление контура, т. е. Z_k станет максимальным. На рис. 15.20 показана простая схема, в которой данная идея коррекции реализуется. Для создания параллельного колебательного контура в цепь коллектора (стока) последовательно с резистором нагрузки включается корректирующий дроссель L_k . Так как L_k и C_0 включены параллельно друг другу, то схема получила название параллельной ВЧ коррекции. Эквивалентная схема показана на рис. 15.21, а. Резонансная частота контура $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{L_k C_0})$ выбирается близкой к самой высокой частоте усиливающего сигнала. На рис. 15.21, б показаны нормированные частотные характеристики каскада с параллельной коррекцией. Эти кривые сняты при различных значениях коэффициента $a = L_k / R_k^2 C_0$. Характеристика, снятая при $a = 0$, соответствует схеме без коррекции.

Применение параллельной коррекции позволяет увеличить площадь усиления каскада K_{max} , т. е. при неизменном K увеличива-

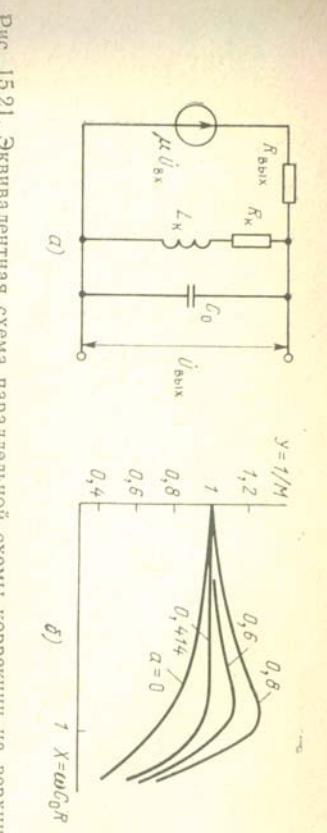


Рис. 15.21. Эквивалентная схема параллельной коррекции на верхних частотах (а) и семейство нормированных частотных характеристик параллельной коррекции на верхних частотах (б)

ется f_{max} . Например, при $a = 0,414$ площадь усиления увеличивается в 1,67 раз, что является довольно значительным увеличением. Данная схема позволяет уменьшить длительность переднего фронта импульса, т. е. уменьшить переходные искажения в области малых времен. Это объясняется тем, что при подаче импульса на вход транзистора происходит скачок тока за очень короткий промежуток времени нарастания импульса. При этом в катушке L_k наводится ЭДС самоиндукции, препятствующая изменению тока в контурной ветви L_k , R_k . Это создает большое сопротивление току, и ток направляется в емкостную ветвь. Благодаря этому емкость C_0 заряжается быстрее, чем в отсутствие L_k , так как чем больше зарядный ток, тем меньше времени требуется на заряд емкости, и, следовательно, длительность переднего фронта импульса уменьшается. Следует иметь в виду, что резонансные свойства контура ухудшаются, если он шунтируется малым сопротивлением. Поэтому данная схема работает эффективно, если нагрузкой каскада является высокоомное сопротивление, т. е. следующий каскад собран на полевом транзисторе, либо коррекция производится в каскаде на биполярном транзисторе, нагруженном на вход кинескопа или осциллографической трубки.

В схеме параллельной коррекции емкости $C_{\text{вых}}$ и $C_{\text{вх сл}}$ включены параллельно и общая емкость $C_0 = C_{\text{вых}} + C_{\text{вх сл}}$ увеличивает время заряда этой емкости, а для получения резонанса на заданной частоте f_{max} требуется меньшая индуктивность, что уменьшает волновое сопротивление контура и его добротность. В широкополосных усилителях применяют схему коррекции, которая позволяет частично устранить эти недостатки и, следовательно, увеличить площадь усиления K_{max} . В схеме рис. 15.22 индуктивность L_k разделяет емкости $C_{\text{вых}}$ и $C_{\text{вх сл}}$, так что они оказываются включеными между собой последовательно, что увеличивает скорость заряда емкости C_0 и уменьшает длительность фронта. Это позволяет получить большее усиление за счет применения большего сопротивления нагрузки в цепи коллектора (стока). При большем сопротивлении нагрузки R_k (R_c) уменьшается ток транзистора, рассеиваемая на коллекторе (стоке).

4. Какая схема простой ВЧ коррекции при одной и той же величине L_K может обеспечить более широкую полосу усиления — последовательная или параллельная и почему?
5. Почему резонансные схемы ВЧ коррекции не применяют в промежуточных каскадах усиления на биполярных транзисторах?

Глава 16. ОКОНЕЧНЫЕ И ПРЕДОКОНЕЧНЫЕ КАСКАДЫ

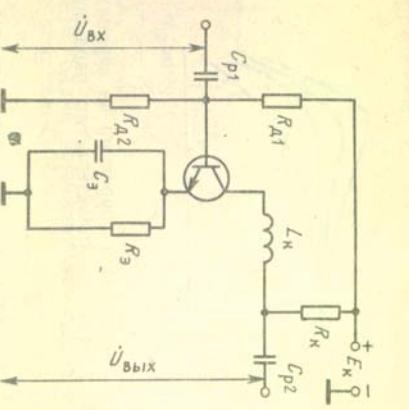


Рис. 15.22. Последовательная схема коррекции с индуктивностью на верхних частотах.

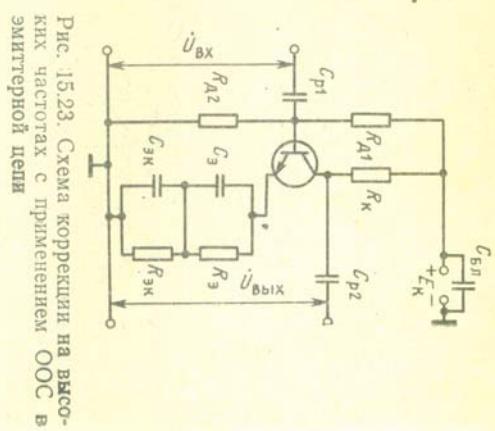


Рис. 15.23. Схема коррекции на высоких частотах с применением ООС в эмиттерной цепи

Схема коррекции на верхних частотах с помощью ООС. Резонансные схемы коррекции на верхних частотах работают эффективно в каскадах на биполярных транзисторах с высокомоменной нагрузкой. В предварительных каскадах усиления, где $R_{вх}$ следующего каскада мало, применяются схемы с коррекцией за счет ООС, на действие которых не оказывало бы влияния $R_{вх}$ сл. На рис. 15.23 с помощью $R_{вх}$, $C_{вх}$ создается цепь частотно-зависимой ООС по току; $C_{вх}$ выбирается такой, чтобы только на верхних частотах $X_C < R_{вх}$, а на средних и низких частотах $X_C > R_{вх}$. В этом случае возникает ООС только на средних и низких частотах. Следовательно, коэффициент усиления на низких и средних частотах уменьшается по сравнению с коэффициентом усиления на верхних частотах. Это позволяет скомпенсировать уменьшение коэффициента усиления на верхних частотах за счет емкости C_0 .

Выводы. 1. Длительность фронта импульса пропорциональна постоянной времени $\tau_b = C_0 R_{вх \text{ экт}}$. 2. Искажение плоской части импульса зависит от постоянной времени $\tau_h = C_p R_{вх \text{ экт}}$. Чем меньше τ_h , тем больше стад плоской части. 3. Цепи коррекции широкополосных усилителей позволяют расширить полосу усиливаемых частот от самых низких до самых высоких при сохранении заданного коэффициента усиления на средних частотах.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

- В чем заключается противоречие при выборе сопротивления нагрузки в широкополосных усилителях?
- Какое влияние оказывает входное сопротивление следующего каскада на длительность фронта и спад плоской части импульса?
- Каковы соображения по выбору $C_{вх}$ в коллекторной (стоковой) цепи для коррекции искажений на низких частотах?

Напомним, что оконечным каскадом называется каскад, с выхода которого сигнал, усиленный до заданной мощности или напряжения, поступает в нагрузку.

Оконечные каскады отличаются между собой выходной мощностью, полосой усиливаемых частот, типом нагрузки. В каждом отдельном случае требуется выбирать для работы в этом каскаде наиболее подходящий усилительный элемент — биполярный или полевой транзистор или электронную лампу, подобрать для них оптимальный режим работы и соответственно схему включения.

Как и в предварительных каскадах, выбор оптимального варианта определяется теми основными требованиями, которым должен удовлетворять данный каскад. Соответствие основным требованиям и является главным критерием выбора того или иного варианта.

Рассмотрим наиболее важные требования, которые предъявляются к работе оконечного каскада.

- Получение высокого КПД. С помощью усилительного элемента происходит преобразование энергии источника коллекторного (стокового, анодного) питания в энергию усиленного полезного сигнала, отдаваемого в нагрузку: $\eta = P_{\text{пол}} / P_0$, где $P_{\text{пол}}$ — полезная мощность на выходе оконечного каскада, P_0 — мощность, потребляемая от источника. Чем выше КПД, тем большая часть затраченной мощности источника преобразуется в полезную мощность, отдаваемую в нагрузку, тем меньше требуется энергии источника питания для получения требуемой мощности в нагрузке.

Оконечные каскады мощностью в единицы и десятки ватт имеют мощность в сотнях миллионов приемников, телевизоров, электрофонов, радиоприемников, модуляторов передатчиков. Отсюда ясно, что проблема повышения КПД в оконечных каскадах усилителей приобретает важное государственное значение, так как повышение

КПД позволяет сэкономить для государства тысячи киловатт электроэнергии. Кроме того, мощность источника питания, которая не преобразовалась в полезную мощность сигнала, расходуется в основном на разогрев коллектора (стока, анода). Мощность, рассеиваемая на коллекторе (стоке, аноде) $P_{\text{расc}} = P_0 - P_{\sim}$. Следовательно, чем меньше КПД, тем при той же полезной мощности больше тепла затрачивается на разогрев коллектора (стока, анода), тем в более тяжелом режиме работает усилительный элемент.

2. Получение максимальной мощности в нагрузке. Известно, что условием получения максимальной мощности в нагрузке является согласование выходного сопротивления усилительного элемента с нагрузкой. Условие согласования — равенство сопротивления нагрузки выходному сопротивлению усилительного элемента. Как известно, в схемах усилителей с ОЭ (ОИ, ОК) или ОВ (ОЗ, ОС) выходное сопротивление велико и составляет от сотен до сотен тысяч ом. При включении в цепь усилителя низкоомной нагрузки (например, громкоговорителей, у которых сопротивление составляет единицы ом, кабельной линии с малым волновым сопротивлением) мощность, отдаваемая источником, распределится пропорционально сопротивлениям электронного прибора и нагрузки, и в этом случае большая часть мощности источника потеряется на усилительном элементе, а мощность, отдаваемая в нагрузку, будет очень мала.

Следовательно, в каждом отдельном случае должны быть предусмотрены меры по согласованию сопротивления нагрузки с выходным сопротивлением усилительного элемента.

3. Получение минимальных нелинейных искажений. Для получения большой мощности на выходе оконечного каскада и особенно большого КПД на вход усилительного элемента необходимо подавать такие амплитуды напряжения, которые бы позволили добиться максимального отношения $I_{\sim} / I_{\text{ист}}$, и $U_{\sim} / E_{\text{ист}}$. Такие соотношения возможны только при использовании большей части характеристики транзистора (лампы), включая и нелинейные участки. Естественно, что при этом форма сигнала искажается, т. е. возникают нелинейные искажения. Таким образом, возникает противоречие между требованием получения наибольшего КПД и минимальных нелинейных искажений. Следовательно, в каждом отдельном случае требуется определить условия преодоления этого противоречия, т. е. возможность получения максимального КПД при минимальных нелинейных искажениях.

4. Получение минимальных частотных и фазовых искажений. Решение этой проблемы происходит таким же путем, как и в предварительных каскадах, так как причины этих искажений в обоих случаях одинаковы: наличие в схеме реактивных элементов Л. и С.

УСИЛИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В ОКОНЕЧНЫХ КАСКАДАХ

Выбор вида усилительного элемента в оконечном каскаде в основном определяется мощностью, которую он должен отдать в нагрузку.

В настоящее время при мощности свыше 1 кВт используются только электронные лампы — генераторные и модуляторные триоды, тетроды, пентоды; при мощностях в сотни ватт также используют лампы и транзисторы, при мощностях менее 100 Вт используемые электронные лампы становятся неоправданным; учитывая их недостатки, в таких усилителях, как правило, используют транзисторы (как биполярные, так и в последнее время полевые). Выбор конкретного типа усилительного элемента зависит от допустимой мощности рассеивания на коллекторе (аноде, стоке), максимального тока коллектора (анодного, стокового) напряжения, предельной частоты прибора.

В мощных каскадах стремятся выбрать электронный прибор такого типа, чтобы получить от него заданную мощность при его максимальном использовании, т. е. при максимальных переменных токах и напряжениях, близких к допустимым для данного прибора.

Назовем коэффициентом использования тока $\psi = I_m / I_0$, а коэффициентом использования напряжения $\xi = U_m / U_0$. Отсюда $I_m = \psi I_0$, а $U_m = \xi U_0$. Мощность, отдаваемая электронным прибором:

$$P_{\sim} = I_m U_m / 2 = \xi \psi U_0 I_0 / 2 = \xi \psi P_0 / 2,$$

где $P_0 = U_0 I_0$ — мощность, отдаваемая источником. Так как $\eta = P_{\sim} / P_0$, то $P_{\sim} = \eta P_0 = \xi \psi P_0 / 2$. Следовательно, $\eta = \xi \psi / 2$.

Таким образом, чем лучше используется электронный прибор, т. е. больше ψ и ξ , тем больше КПД каскада, тем больше полезная мощность, отдаваемая в нагрузку. При этом методика расчетов по параметрам электронного прибора, которая использовалась в предварительных каскадах с учетом того, что амплитуда входного сигнала незначительна, в данном случае дает уже неверные результаты. Это объясняется тем, что на небольшом участке характеристики ее можно считать линейной и параметры неизменными, а на большом участке характеристики нельзя пренебречь ее нелинейностью, и следует учитывать, что параметры прибора в пределах изменения участка будут меняться. Поэтому такие каскады рассчитываются графически по входным и выходным характеристикам соответствующего электронного прибора.

ТЕПЛОВОЙ РЕЖИМ УЭ В ОКОНЕЧНЫХ КАСКАДАХ

Вследствие того, что выделяющаяся в усилительном элементе мощность $P_{\text{расc}} = P_0 - P_{\sim}$ преобразуется из электрической в тепловую, происходит нагрев УЭ и соответственно повышение его

температуры, что увеличивает вероятность теплового пробоя. Это вызывает необходимость уделять особое внимание тепловому режиму работы транзисторов в оконечном каскаде, особенно у биполярных транзисторов. В усилителях малой мощности рассеяние тепла при нагреве происходит через корпус транзистора в окружающее пространство непосредственно.

Напомним, что основная мощность в биполярном транзисторе рассеивается на коллекторном переходе, при этом естественно температура перехода t_p^o выше температуры окружающей среды t_o^o .

Для характеристики возможности работы транзистора в большом диапазоне температур вводится параметр — тепловое сопротивление перехода $R_{t,p-c} = (t_p^o - t_o^o) / P_{\text{расc}}$. Чем больше рассеивающая тепло поверхность, тем меньше $R_{t,p-c}$.

В малоомощных транзисторах, работающих без радиаторов, тепловое сопротивление складывается из двух $R_{t,p-k}$ (переход-корпус) и $R_{t,k-o}$ (корпус-среда).

При наличии радиатора появляется еще один канал рассеивания тепла и, следовательно, еще одно сопротивление $R_{t,p-c}$ (радиатор-среда). Наличие радиатора позволяет резко повысить мощность, рассеиваемую коллекторным переходом, и получить большую полезную мощность.

Так как в настоящее время электронные лампы в оконечных каскадах усилителей используют только при большой мощности, то для охлаждения анодов применяют воздушное либо водяное охлаждение. В последнее время появились молниевые полевые транзисторы, которые стали применять в выходных каскадах.

РЕЖИМ РАБОТЫ УЭ

Оконечные каскады могут работать в режимах А, АВ, В. Выбор режима определяется требованиями, предъявляемыми к данному каскаду. Самый высокий КПД обеспечивает режим В, но в этом режиме и самые большие нелинейные искажения.

Наименьшие нелинейные искажения можно получить в режиме А, но так как в этом режиме очень низкий КПД, его применяют только при очень малой мощности, где КПД не играет существенной роли. В усилителях повышенной мощности используют режим В или АВ. В импульсных схемах большое применение находится ключевой режим.

ВКЛЮЧЕНИЕ НАГРУЗКИ

Условие получения максимальной мощности в нагрузке — согласование сопротивления нагрузки с выходным сопротивлением усилительного элемента. При соотношении $R_h \ll R_{\text{вых}}$ непосредственное включение нагрузки в цепь коллектора (анода, стока) нецелесообразно, так как в нагрузке выделяется очень малая часть мощности, а большая часть выделяется на усилительном элементе,

разогревая его. Отсюда в данном случае требуется специальное согласующее устройство. Это может быть трансформатор, трансформирующий малое сопротивление нагрузки во вторичной обмотке в большое сопротивление первичной обмотки.

Для согласования в случае $R_h \ll R_{\text{вых}}$ применяют понижающий трансформатор. Если пренебречь потерями в трансформаторе, можно записать, что мощности в обмотках примерно равны, т. е. $P_2 = P_1$, следовательно $U_2^2/R_h \approx U_{\text{вых}}^2/R_h$ или $U_2^2/U_{\text{вых}}^2 = R'_h/R_h$, где R'_h — приведенное сопротивление первичной обмотки, нагружающее усилительный элемент.

Например, $R_h = 10 \Omega$, $n = 10$. Тогда $R'_h = 10 \cdot 10^2 = 1000 \Omega$. Физически это явление можно объяснить тем, что в поникающем трансформаторе, если пренебречь потерями во вторичной обмотке, во столько раз увеличивается ток, во сколько раз уменьшается напряжение. Этот ток вторичной обмотки индуцирует ЭДС взаимоиндукции со вторичной обмоткой в первичную, которая в ответствии с правилом Ленца препятствует изменению тока в первичной обмотке. Эта противоЭДС и является причиной появления большого сопротивления в первичной обмотке R'_h .

Таким образом, с помощью согласующего трансформатора при низкоомной нагрузке удается напрузить усилительный элемент на сопротивление, близкое к его $R_{\text{вых}}$. Это позволяет получить в нагрузке максимальную мощность.

В том случае, когда применение трансформатора неприменимо, а нагрузка низкоомная, применяют схему с ОК (ОА, ОС), имеющую малое $R_{\text{вых}}$, что позволяет включить нагрузку непосредственно на выходе УЭ.

В некоторых усилителях, работающих на высокоомную нагрузку, например на электронно-лучевую трубку, специальные схемы согласования не требуется, т. е. нагрузка может быть включена на выходе схемы с ОЭ (ОК, ОИ).

СПОСОБЫ ВКЛЮЧЕНИЯ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

В выходных каскадах электронные приборы могут работать в каждой из трех схем включения. Выбор схемы включения зависит от конкретных требований к данной схеме.

Схема с ОЭ (ОК) дает наибольшее усиление по мощности, а это означает, что заданную мощность на выходе в данной схеме можно получить при меньшей мощности, отдаваемой предоконечным каскадом.

Схема с ОБ обладает высокой температурной стабильностью, имея 100%-ю ООС по току, создает меньшие нелинейные искажения, дает возможность работать в более широком частотном диапазоне. Схема имеет очень маленькое входное сопротивление, и для согласования с выходом предоконечного каскада требуется входной согласующий трансформатор, схема потребляет большой ток на входе, и предоконечный каскад должен отдавать большую

мощность, чем в схеме с ОЭ. Выходное сопротивление этой схемы гораздо больше, чем в схеме с ОЭ, и поэтому требуется обязательно выходной трансформатор для согласования.

Схема с ОК (ОА, ОС), благодаря тому, что она охвачена глубокой отрицательной связью, последовательной, по напряжению имеет малое выходное сопротивление и позволяет произвести беспротивление легко согласуется с резисторным предоконечным каскадом. ООС уменьшает частотные и нелинейные искажения в каскаде. Однако эта схема имеет наименьшее усиление по мощности, коэффициент усиления по напряжению меньше 1.

Выводы. 1. Для получения максимального КПД в оконечных каскадах применяют режимы работы В и АВ. 2. Для получения максимальной мощности в нагрузке в оконечных каскадах применяют согласование с нагрузкой. 3. При низкоомной нагрузке в качестве согласующего элемента применяют понижающие трансформаторы либо усилительные элементы, работающие в схеме с ОК (ОА, ОС). 4. В настоящее время биполярные и полевые транзисторы используют в усилителе при мощности не выше сотен мВт. При мощности в единицы киловатт и выше используют электронные лампы.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Чем объяснить повышение КПД каскада, если усилительный элемент работает в режиме В?

2. Почему для согласования с низкоомной нагрузкой с большим сопротивлением усилительного элемента согласующий трансформатор должен быть понижающим?

3. В чем заключаются достоинства применения мощных полевых транзисторов в оконечных каскадах?

4. В какой из схем включения усилительных элементов оконечного каскада с ОЭ или ОК потребуется больше напряжения сигнала для подачи на вход, чтобы получить одну и ту же мощность?

16.2. ОДНОТАКТНЫЙ ТРАНСФОРМАТОРНЫЙ КАСКАД

ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Однотактный трансформаторный каскад является основной схемой выходного каскада в существующих линейных усилителях многоканальной связи. С помощью выходного трансформатора согласуется выходное сопротивление каскада с характеристиками сопротивлением линии, реализуется комбинированная обратная связь мостового типа (см. гл. 18), улучшается использование напряжения источника питания, так как падение напряжения на сопротивлении первичной обмотки очень мало.

Особенностью однотактного каскада является то, что он работает в режиме А.

Рис. 16.1. Принципиальная схема однотактного трансформаторного каскада

Схема однотактного трансформаторного каскада с ОЭ показана на рис. 16.1: $R_{\text{дл}}$, $R_{\text{дл2}}$, R_3 , C_3 обеспечивают подачу смещения и температурную стабилизацию режима.

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ РАБОТЫ КАСКАДА

К основным энергетическим показателям, характеризующим работу оконечного каскада, относятся: полезная мощность, которую должен отдать усилительный элемент в нагрузку; мощность, потребляемая от источника; мощность рассеяния на коллекторе, КПД каскада.

В режиме А, как известно, точка покоя располагается на середине линейного участка входной характеристики. Ток I_{K0} и напряжение U_{K0} в этой точке соответствуют работе каскада в отсутствие сигнала. При подаче на вход переменного сигнала ток I_{K} и напряжение U_{K} начинают меняться по закону изменения этого сигнала. Область изменения тока I_{K} ограничена по максимуму допустимым максимальным током I_{Kmax} , минимальным током I_{Kmin} при $I_{\text{B}} = 0$. Область изменения выходного напряжения ограничена по максимуму допустимым напряжением U_{Kmax} , а по минимуму U_{Kmin} , при котором транзистор переходит в режим насыщения. Рабочую точку выбирают так, чтобы амплитуда переменной составляющей тока $I_{\text{Km}} < I_{\text{Kmax}}/2$, а амплитуда переменного напряжения $U_{\text{Km}} < U_{\text{Kmax}}/2$. Следовательно, $I_{\text{Km}} < I_{\text{K0}}$ и $U_{\text{Km}} < U_{\text{K0}}$. Полезная мощность

$$P_{\text{u}} = I_{\text{Km}} U_{\text{Km}}/2. \quad (16.1)$$

Затраченная источником мощность

$$P_0 = I_{\text{K0}} U_{\text{K0}}, \quad (16.2)$$

а КПД

$$\eta = \frac{P_{\text{u}}}{P_0} = \frac{I_{\text{Km}} U_{\text{Km}}}{2 I_{\text{K0}} U_{\text{K0}}}. \quad (16.3)$$

Если считать при холостом использовании транзистора, что $I_{\text{Km}} = 0,9 I_{\text{K0}}$, а $U_{\text{Km}} \approx 0,9 U_{\text{K0}}$, то $\eta = 0,9 \cdot 0,9 / 2 \approx 0,4$.

В отсутствие сигнала, т. е. в режиме покоя, вся мощность, отдаваемая источником P_0 , рассеивается на коллекторе: $P_0 = P_{\text{K}}$. Отсюда

$$P_{\text{K}} = P_{\text{u}}/\eta \approx P_{\text{u}}/0,4 \approx 2,5 P_{\text{u}}. \quad (16.4)$$

На основании (16.4) можно выбрать соответствующий транзистор, у которого $P_{\text{Kmax}} > P_{\text{K}}$. У этого транзистора следует проверить выполнение условий

$$I_{\text{Kmax}} \geq I_{\text{Km}} + I_{\text{K0}}, \quad U_{\text{Kmax}} \geq U_{\text{Km}} + U_{\text{K0}}. \quad (16.5), (16.6)$$