

Рис. 13.4. Схемы введения обратной связи по напряжению:  
а — последовательная, б — параллельная

входном сопротивлении усилителя (суммирование токов) (рис. 13.4).

3. *Комбинированную по входу обратную связь*, которая представляет собой сочетание последовательной и параллельной по входу обратных связей (рис. 13.5).

При определении способа введения обратной связи можно использовать аналогичное правило. При замыкании источника сигнала последовательная обратная связь сохраняется, параллельная исчезает. При холостом ходе на входе усилителя сохраняется параллельная обратная связь, последовательная исчезает. Отсюда следует важный вывод: параллельная обратная связь наиболее эффективна при большом сопротивлении источника сигнала, последовательная — при малом сопротивлении источника сигнала.

Если коэффициент передачи обратной связи не зависит от частоты, то такую обратную связь называют *частотно-независимой обратной связью*. Если коэффициент передачи обратной связи зависит от частоты, то такую обратную связь называют *частотно-зависимой обратной связью*.

**Выходы.** 1. Обратные связи могут быть положительными и отрицательными. В усилителях в основном используется отрицательная обратная связь. 2. По способу снятия и введения обратной связи разделяется на последовательную обратную связь по напряжению, последовательную обратную связь по току, параллельную обратную связь по току, комбинированную обратную связь. 3. Обратная связь может быть частотно-независимой и частотно-зависимой.

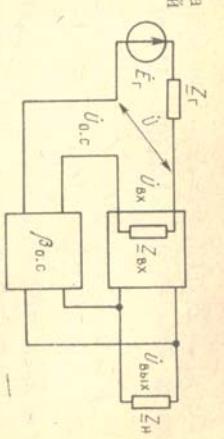


Рис. 13.5. Схема введения комбинированной обратной связи

усиления усилителя с последовательной обратной связью по напряжению

та усиления с обратной связью  $K_{o.c} = \dot{U}_{\text{вых}}/\dot{U}$  через коэффициент усиления усилителя без обратной связи  $K = \dot{U}_{\text{вых}}/\dot{U}_{\text{вх}}$  и коэффициент передачи цепи обратной связи  $\beta_{o.c} = \dot{U}_{o.c}/\dot{U}_{\text{вх}}$ . В общем случае напряжение на входе усилителя  $\dot{U}_{\text{вх}} = \dot{U}_{o.c} + \dot{U}$ , или  $\dot{U} = \dot{U}_{\text{вх}} - \dot{U}_{o.c}$ , тогда коэффициент усиления усилителя с ОС

$$K_{o.c} = \dot{U}_{\text{вых}}/(\dot{U}_{\text{вх}} - \dot{U}_{o.c}) = \dot{U}_{\text{вых}}/(\dot{U}_{\text{вх}} - \dot{U} \beta_{o.c}).$$

Разделив числитель и знаменатель на  $\dot{U}_{\text{вх}}$ , получим:

$$\frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{K}{1 - (\dot{U}_{\text{вх}}/\dot{U}_{\text{вх}})\beta_{o.c}} = \frac{K}{1 - K\beta_{o.c}}. \quad (13.1)$$

Перейдя к показательной форме, имеем

$$K_{o.c} = \frac{K \exp(j\Phi)}{1 - K\beta_{o.c} \exp[j(\varphi + \Phi)]} = \frac{K \exp(j\Phi)}{1 - K\beta_{o.c} \exp(j\Phi_T)}, \quad (13.2)$$

где  $\Phi$  — фазовый угол, вносимый усилителем,  $\Phi_B$  — фазовый угол, вносимый цепью обратной связи. Величина  $A = 1 - K\beta_{o.c}$  называется глубиной обратной связи,  $T = \frac{A}{K\beta_{o.c}}$  — петлевое усиление (усиление по петле). Для определения модуля коэффициента усиления усилителя с обратной связью необходимо привести выражение (13.2) к виду  $K_{o.c} = A + jB$ . Для этого выражение комплексных чисел в показательной форме заменяют тригонометрическим выражением: зная, что  $\exp(jx) = \cos x + j \sin x$ , тогда

$$K_{o.c} = \frac{K (\cos \Phi + j \sin \Phi)}{1 - K\beta_{o.c} (\cos \Phi_T + j \sin \Phi_T)} = \frac{K (\cos \Phi - K\beta_{o.c} \cos \Phi_T)}{1 - 2K\beta_{o.c} \cos \Phi_T + K^2 \beta_{o.c}^2} + \\ + j \frac{K (\sin \Phi + K\beta_{o.c} \sin \Phi)}{1 - 2K\beta_{o.c} \cos \Phi_T + K^2 \beta_{o.c}^2}. \quad (13.3)$$

где  $\Phi_T = \Phi + \Phi_B$  — фазовый угол, вносимый усилителем и цепью обратной связи по петле. Тогда модуль коэффициента передачи усилителя с обратной связью  $K_{o.c}^* = \dot{U}_{\text{вых}}/\dot{E}_T$ , исходя из того, что

$$\dot{U}_{\text{вх}} = [(\dot{E}_T + \dot{U}_{o.c})(Z_r + Z_{\text{вх}})] Z_{\text{вх}} = \dot{E}_T k_{\text{вх}} + \dot{U}_{\text{вых}} \beta_{o.c} k_{\text{вх}}, \quad (13.4)$$

Рассмотрим коэффициент усиления усилителя с обратной связью на примере *последовательной обратной связи по напряжению* (рис. 13.6). Задача заключается в определении коэффициен-

где  $k_{\text{вх}} = Z_{\text{вх}} / (Z_r + Z_{\text{вх}})$  — коэффициент передачи входной цепи, тогда  $\dot{E}_r = \dot{U}_{\text{вх}} k_{\text{вх}} - \dot{U}_{\text{вых}} \beta_{\text{o.c}}$ . Отсюда

$$K_{\text{o.c}}^* = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}} / k_{\text{вх}} - \dot{U}_{\text{вых}} \beta_{\text{o.c}}} = \frac{k_{\text{вх}} K}{1 - k_{\text{вх}} K \beta_{\text{o.c}}} = \frac{K^*}{1 - K^* \beta_{\text{o.c}}}, \quad (13.5)$$

где  $k_{\text{вх}} K = K^* =$  сквозной коэффициент усиления.

Таким образом, при определении сквозного коэффициента усиления с ОС можно в выражение (13.1) вместо коэффициента усиления  $K$  подставить сквозной коэффициент усиления  $K^*$ . При этом сквозная глубина ОС  $A^* = 1 - K^* \beta_{\text{o.c}}$ . Петлевое усиление  $T^* = \underline{K} \underline{\beta}_{\text{o.c}}$ .

Рассмотрим выражение (13.4). Если фазовый сдвиг по петле  $\Phi_r = \Phi + \Phi = 0$ ,  $2\pi n$ , где  $n$  — целое число, то  $\cos \Phi_r = 1$  и коэффициент усиления с ОС

$$(K_{\text{п.о.с}} = K/(1 - K \beta_{\text{o.c}})). \quad (13.6)$$

При этом имеет место положительная обратная связь, так как фаза напряжения обратной связи совпадает со входным сигналом. Если фазовый угол по петле  $\Phi_r = \pi$ , где  $n$  — нечетное число, то

$$(K_{\text{п.о.с}} = K(1 + K \beta_{\text{o.c}})), \quad (13.7)$$

т. е. имеет место отрицательная обратная связь. Как видно из выражений (13.6) и (13.7), положительная обратная связь увеличивает коэффициент усиления усилителя, отрицательная — уменьшает его. Для создания отрицательной обратной связи необходимо, чтобы петлевое усиление  $T = \underline{K} \underline{\beta}_{\text{o.c}}$  было отрицательным и вещественным числом. При частотно-независимой обратной связи, когда  $\Phi_r = 0$ , необходимо, чтобы усилитель изменял фазу выходного напряжения на  $180^\circ$ , такой усилитель называется инвертирующим. В общем случае фазовый сдвиг по петле является функцией частоты, при  $90^\circ < \Phi_r(\omega) < -90^\circ$  имеет место ПОС; при  $90^\circ < \Phi_r < 270^\circ$  имеет место ООС. При достаточно глубокой положительной обратной связи, когда  $K \beta_{\text{o.c}} = 1$ , коэффициент усиления усилителя становится равным бесконечности. Это означает, что на выходе усилителя будет выходное напряжение даже в отсутствие входного сигнала, т. е. при закороченных входных зажимах. Следовательно, усилитель превращается в источник незатухающих колебаний — генератор, который вырабатывает напряжение с частотой, на которой  $\Phi + \Phi_r = 0^\circ$ . Таким образом, при положительной обратной связи может наступить явление самовозбуждения усилителя или, как принято называть, — потеря устойчивости усилителя.

С точки зрения изменения коэффициента усиления отрицательная обратная связь ухудшает параметр усилителя, однако, как будет отмечено ниже, отрицательная обратная связь существенно улучшает остальные параметры усилителя, поэтому в схемах усилителей отрицательная обратная связь нашла широкое

применение. Последовательная обратная связь, как видно из рис. 13.4,а, наиболее сильно влияет на усиление усилителя при малом сопротивлении источника и большом входном сопротивлении усилителя, так как в этом случае почти все напряжение обратной связи подается на вход усилителя.

#### ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

Влияние параллельной обратной связи на сквозной коэффициент усиления усилителя аналогично последовательной обратной связи, так как сформулированные правила для этой схемы справедливы и для остальных. Однако следует отметить, что усилители с параллельным суммированием сигналов во входной цепи отличаются от усилителей с последовательным суммированием сигналов величиной напряжения  $U_{\text{вх}}$  на входе усилителя и способом определения обратной связи  $\beta_{\text{o.c}}$ . Для определения  $U_{\text{вх}}$  в схеме усилителя с параллельной ОС (рис. 13.7) можно воспользоваться методом наложения.

При закороченных входных зажимах усилителя ( $E_r = 0$ ) имеем:

$$\underline{\beta}_{\text{o.c}}^* = \frac{\dot{U}'_{\text{вх}}}{\dot{U}_{\text{вых}}} = \frac{Z_r Z_{\text{вх}} / (Z_r + Z_{\text{вх}})}{Z_{\text{o.c}} + Z_r Z_{\text{вх}} / (Z_r + Z_{\text{вх}})} \quad \text{или } U'_{\text{вх}} = U_{\text{вых}} \beta_{\text{o.c}}^*.$$

Если замкнуть выходные зажимы усилителя  $\dot{U}_{\text{вых}} = 0$ , то можно определить долю входного напряжения, действующего на входе прямой цепи усилителя:

$$\underline{k}_{\text{вх}}^* = \frac{\dot{U}_{\text{вх}}''}{\dot{E}_r} = \frac{Z_{\text{o.c}} Z_{\text{вх}} / (Z_{\text{o.c}} + Z_{\text{вх}})}{Z_r + Z_{\text{o.c}} Z_{\text{вх}} / (Z_{\text{o.c}} + Z_{\text{вх}})} \quad \text{или } U_{\text{вх}}'' = \underline{k}_{\text{вх}}^* E_r,$$

тогда  $\dot{U}_{\text{вх}} = U'_{\text{вх}} + U_{\text{вх}}'' = U_{\text{вых}} \beta_{\text{o.c}}^* + \underline{k}_{\text{вх}}^* E_r$ , т. е.

$$\dot{E}_r = (\dot{U}_{\text{вх}} - \dot{U}_{\text{вых}} \beta_{\text{o.c}}) / \underline{k}_{\text{вх}}^*.$$

Коэффициент усиления усилителя с обратной связью

$$K_{\text{o.c}}^* = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{E}_r} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}} \dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}} - \dot{U}_{\text{вых}} \beta_{\text{o.c}}^*} = \frac{k_{\text{вх}} K}{1 - K \underline{k}_{\text{вх}}^* \beta_{\text{o.c}}} = \frac{K^*}{1 - K^* \beta_{\text{o.c}}}. \quad (13.8)$$

При отрицательной обратной связи

$$K_{\text{o.c}}^* = K^* / (1 + K^* \beta_{\text{o.c}}), \quad (13.9)$$

где  $\beta_{\text{o.c}} = \beta_{\text{o.c}}^* / k_{\text{вх}} = Z_r / Z_{\text{o.c}}$ . Следовательно, параллельная связь наименее сильное влияние оказывает при большом сопротивлении источника сигнала.

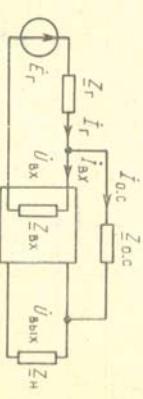


Рис. 13.7. К определению влияния параллельной обратной связи по напряжению на усиление усилителя

## ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ ПО ТОКУ

Схема усилителя с последовательной ОС по току приведена на рис. 13.8.

Как видно из рис. 13.8, напряжение  $\dot{U}_{o.c} = I_{\text{вых}} Z_{o.c}$ , тогда коэффициент обратной связи

$$\underline{\beta}_{o.c} = \frac{\dot{U}_{o.c}}{\dot{U}_{\text{вых}}} = \frac{i_{\text{вых}} Z_{o.c}}{i_{\text{вых}} Z_h} = \frac{Z_{o.c}}{Z_h}. \quad (13.10)$$

Если напряжение, снимаемое с сопротивления  $Z_{o.c}$ , передается на вход через четырехполюсник связи, то общий коэффициент передачи

$$\underline{\beta}_{\text{общ}} = \underline{\beta}_{o.c} \underline{\beta}_1.$$

### ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ ПО ТОКУ

Схема усилителя с параллельной ОС по току приведена на рис. 13.9.

При определении коэффициента передачи обратной связи для схемы рис. 13.9 можно воспользоваться теми же соотношениями, что и при определении параллельной обратной связи по напряжению, заменив  $\dot{U}_{\text{вых}}$  на  $\dot{U}_{o.c}$ , где  $\dot{U}_{o.c} = \dot{U}_{\text{вых}} Z_{o.c} / Z_h$ , тогда

$$\underline{\beta}_{o.c} = \frac{Z_r Z_{o.c}}{Z_{o.c} + Z_h}. \quad (13.11)$$

Для комбинированной обратной связи (рис. 13.10) можно воспользоваться уравнением напряжений, где напряжение обратной связи складывается из двух составляющих, одна из которых пропорциональна выходному напряжению  $\underline{\beta}_{o.c} \dot{U}_{\text{вых}}$ , а вторая — выходному току  $\underline{\beta}_{o.c} Z_{o.c} i_{\text{вых}}$ . Тогда уравнение связи имеет вид:

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{U} + \underline{\beta}_{o.c} (\dot{U}_{\text{вых}} + Z_{o.c} i_{\text{вых}}). \quad (13.12)$$

Из анализа коэффициента усиления с ООС видно, что введение обратной связи во всех случаях уменьшает сквозной коэффициент усиления усилителя  $K^*_{o.c}$  на сквозную глубину  $A^* = (1 + K^* \underline{\beta}_{o.c})$  раз. Однако, как будет показано ниже, введение отрицательной

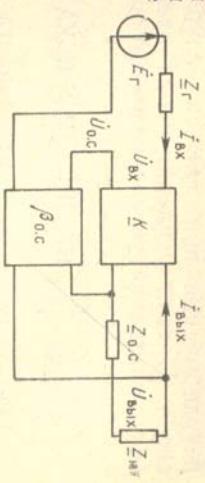


Рис. 13.10. К определению влияния последовательной обратной связи комбинированного типа на усиление усилителя

обратной связи изменяет входное и выходное сопротивления усилителя. В связи с этим параллельная и последовательные обратные связи различно влияют на коэффициент усиления по току и напряжению. Так, например, последовательная обратная связь увеличивает входное сопротивление усилителя в  $(1 + K^* \underline{\beta}_{o.c})$  раз и уменьшает выходное напряжение на ту же величину, поэтому коэффициент усиления по току остается неизменным. Параллельная обратная связь уменьшает входное сопротивление и выходное напряжение усилителя, поэтому коэффициент усиления усилителя  $K = \dot{U}_{\text{вых}} / \dot{U}_{\text{вх}}$  остается неизменным. Однако любая обратная связь изменяет сквозной коэффициент усиления в  $A^*$  раз.

### ОТНОСИТЕЛЬНАЯ НЕСТАБИЛЬНОСТЬ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ УСИЛИТЕЛЯ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Коэффициент усиления усилителя может изменяться от воздействия ряда факторов, которые называются дестабилизирующими. К дестабилизирующим факторам относятся изменение напряжения источников питания, старение и замена усилительных элементов и компонентов схемы, изменение температуры окружающей среды и т. д. Непостоянство коэффициента усиления оценивается коэффициентом относительной нестабильности или просто коэффициентом нестабильности  $\delta_K = dK^*/K^* \approx \Delta K^*/K^*$ , где  $\Delta K^*$  — изменение коэффициента усиления усилителя за счет каких-либо дестабилизирующих факторов. Если в схему усилителя введена обратная связь, то коэффициент нестабильности  $\delta_{K.o.c} = dK^*_{o.c} / K^*_{o.c}$ . Можно показать, что

$$\delta_{K.o.c} = \frac{dK^*/K^*}{1 - \underline{\beta}_{o.c}}. \quad (13.13)$$

При отрицательной обратной связи

$$\delta_{K.o.c} = \frac{dK^*/K^*}{1 + K^* \underline{\beta}_{o.c}}. \quad (13.14)$$

Следовательно, отрицательная обратная связь уменьшает нестабильность коэффициента усиления. При глубокой обратной связи, когда  $K^* \underline{\beta}_{o.c} > 1$ ,  $K^*_{o.c} = K^* / (1 + K^* \underline{\beta}_{o.c}) \approx 1 / \underline{\beta}_{o.c}$ , т. е. не зависит от параметров самого усилителя. Поэтому в усилителях измерительных приборов, аппаратуры связи, системах автоматического

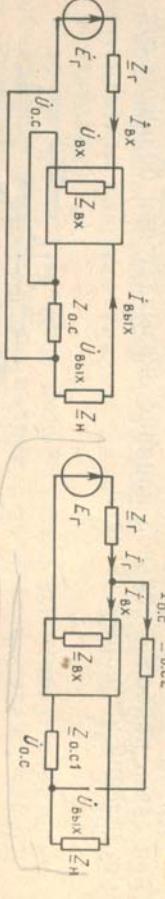


Рис. 13.9. К определению влияния параллельной обратной связи по току на усиление усилителя

регулирования применяется глубокая отрицательная обратная связь. Потеря усиления из-за введения отрицательной обратной связи компенсируется введением дополнительных каскадов.

### НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ И ПОМЕХИ

Одним из важнейших свойств отрицательной обратной связи является уменьшение нелинейных искажений, возникающих в усилителе. Физически этот эффект объясняется тем, что паразитные и комбинационные частоты, обусловленные нелинейностью усиливаемых элементов, снова попадают на вход усилителя, но уже в фазе, противоположной их начальным значениям. Пусть при усилении синусоидального напряжения усилителем без обратной связи с коэффициентом усиления  $K$  кроме полезного выходного сигнала  $\dot{U}_{2m1}$  имеется напряжение какой-либо гармоники  $\dot{U}_{2m2}$ . Если усилитель охватить отрицательной обратной связью с коэффициентом передачи  $\beta_{o.c}$ , то выходное напряжение уменьшается в  $(1 + K\beta_{o.c})$  раз. Для сохранения прежнего значения выходного напряжения сигнал на входе усилителя необходимо увеличить в  $(1 + K\beta_{o.c})$  раз. При этом режим работы усилительных элементов остается прежним. Поскольку часть напряжения с выхода усилителя попадает на его вход, то гармоники, усиливаясь в цепи прямой передачи, вновь появляются на выходе. Таким образом, между начальным  $\dot{U}_{2m1}$  и установленным значениями  $\dot{U}'_{2m1}$  на выходе усилителя существует следующее соотношение:

$$\dot{U}'_{2m1} = \dot{U}_{2m1} + \Delta \dot{U}_{2m2} = \dot{U}_{2m1} + \underline{K} \underline{\beta}_{o.c} \dot{U}'_{2m1},$$

откуда

$$\dot{U}'_{2m1} = \frac{\dot{U}_{2m1}}{1 - \underline{K} \underline{\beta}_{o.c}}.$$

При отрицательной обратной связи  $\dot{U}'_{2m1} = \dot{U}_{2m1}/(1 + K\beta_{o.c})$ . Следовательно, отрицательная обратная связь снижает коэффициент нелинейных искажений в  $(1 + K\beta_{o.c})$  раз, т. е.

$$K_{r0o.c\%} = K_{r\%}/(1 + K\beta_{o.c}). \quad (13.15)$$

Уменьшение нелинейных искажений за счет отрицательной обратной связи является следствием стабилизации коэффициента усиления. Действительно, изменение крутизы транзистора или лампы с возрастанием амплитуды сигнала можно рассматривать как дестабилизирующий фактор, изменяющий коэффициент усиления. Отсюда вытекает, что введение обратной связи приводит к изменению амплитудной характеристики.

Следует отметить, что выражение (13.15) справедливо при незначительном уровне нелинейных искажений, когда можно считать, что усилитель обладает почти линейными свойствами и можно использовать принцип наложения. Фактически уменьшение какой-

либо гармоники получается несколько меньше. Кроме того, для высших гармоник за счет дополнительных фазовых сдвигов отрицательная обратная связь может перейти в положительную, что может привести к увеличению нелинейных искажений по этим гармоникам. Однако в общем случае введение отрицательной обратной связи существенно снижает коэффициент нелинейных искажений.

Влияние обратной связи на напряжение помех оказывает аналогичное действие, так как напряжение помех, возникающее внутри усилительной схемы, попадает снова на вход усилителя в той фазе, когда происходит уменьшение его на выходе. Следует помнить, что с введением отрицательной обратной связи одновременно со снижением напряжения помехи во столько же раз снижается напряжение сигнала. Поэтому соотношение между сигналом и помехой остается неизменным. Для восстановления уровня сигнала на выходе усилителя необходимо увеличивать его напряжение на входе путем введения добавочного каскада. Таким образом, уменьшение уровня помехи на выходе усилителя за счет введения отрицательной обратной связи происходит лишь тогда, когда эти помехи возникают в той части усилителя, которая охвачена петлей обратной связи.

### ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Обратная связь, воздействуя на показатели усилителя, существенно изменяет его входное и выходное сопротивления. Изменение входного сопротивления зависит от способа введения обратной связи и не зависит от способа снятия ее с выходной петли. Рассмотрим входное сопротивление усилителя с последовательной обратной связью по напряжению (см. рис. 13.4а). Из рис. 13.4а

$$\underline{Z}_{bx.o.c} = \dot{U}_{bx}/i_{bx} = (\dot{U}_{bx} - \dot{U}_{o.c})/i_{bx},$$

где  $\dot{U}_{o.c} = \dot{U}_{bx} \underline{K} \underline{\beta}_{o.c}$  — напряжение обратной связи, тогда

$$\underline{Z}_{bx.o.c} = \frac{\dot{U}_{bx}}{i_{bx}} (1 - \underline{K} \underline{\beta}_{o.c}) = \underline{Z}_{bx} (1 - \underline{K} \underline{\beta}_{o.c}). \quad (13.16)$$

При отрицательной обратной связи  $\underline{K} \underline{\beta}_{o.c}$  — величина отрицательная и

$$\underline{Z}_{bx.o.c} = \underline{Z}_{bx} (1 + K\beta_{o.c}). \quad (13.17)$$

Таким образом, последовательная отрицательная обратная связь увеличивает входное сопротивление усилителя.

Увеличение входного сопротивления при последовательной отрицательной обратной связи объясняется тем, что напряжение обратной связи подается в пропафазе с входным сигналом, это приводит к уменьшению входного тока независимо от способа получения обратной связи (по напряжению или по току). Когда  $Z_{bx}$  имеет активную и емкостную составляющие, отрицательная обрат-

тогда  $\underline{Y}_{\text{вх}\circ.c} = \dot{I}_r / \dot{U}_{\text{вх}} = \underline{Y}_{\text{вх}} + (1 + \underline{K}) \underline{Y}_{\circ.c}$ , или  $1/Z_{\text{вх}\circ.c} = 1/Z_{\text{вх}} + (1 + \underline{K}) / Z_{\circ.c}$ , отсюда

$$\underline{Z}_{\text{вх}\circ.c} = \underline{Z}_{\text{вх}} \underline{Z}_{\circ.c} / [\underline{Z}_{\circ.c} + (1 + \underline{K}) \underline{Z}_{\text{вх}}]. \quad (13.19)$$

Рис. 13.11. К определению входного сопротивления транзисторного каскада с последовательной ООС по току:  
а — схема, б — эквивалентная схема

ная связь увеличивает полное входное сопротивление без изменения его фазы, так как глубина обратной связи  $A$  имеет действительное значение. Активная составляющая  $R_{\text{вх}\circ.c} = R_{\text{вх}}(1 + K\beta_{\circ.c})$ ; реактивная составляющая  $1/\omega C_{\text{вх}\circ.c} = (1 + K\beta_{\circ.c}) / (\omega C_{\text{вх}})$  или  $C_{\text{вх}\circ.c} = C_{\text{вх}} / (1 + K\beta_{\circ.c})$ .

Следовательно, последовательная отрицательная обратная связь уменьшает входную емкость усиливального элемента. Наиболее легко реализуется последовательная отрицательная обратная связь по току, которая широко используется как в ламповых, так и в транзistorных каскадах. Последовательная обратная связь по току осуществляется путем включения в цепь эмиттера (катода или истока) резистора, не зашунтированного емкостью (рис. 13.11).

Определим входное сопротивление транзисторного каскада с последовательной ООС по току. Из рис. 13.11

$$u_1 = i_1 h_{110} + (i_1 + i_2) R_a = i_1 [h_{110} + (1 + K_i) R_a],$$

где  $K_i \approx h_{210}$  — коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером. Тогда

$$h_{110\circ.c} = h_{110} + (1 + h_{210}) R_a, \quad (13.18)$$

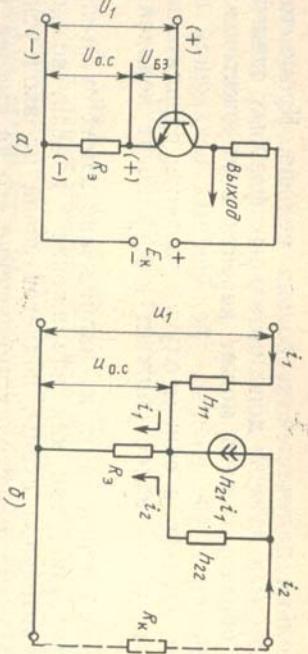
и выражение (13.18) соответствует (13.17):

$$\begin{aligned} Z_{\text{вх}\circ.c} + Z_{\text{вх}}(1 + K\beta_{\circ.c}) &= h_{110} [1 + (1 + h_{210}) R_a / h_{110} R_{\text{вх}}] = \\ &= h_{110} + (1 + h_{210}) R_a \quad \text{при } h_{210} > 1, \quad h_{110\circ.c} = h_{110} + h_{210} R_a. \end{aligned}$$

Для определения входного сопротивления при параллельной обратной связи воспользуемся схемой рис. 13.7. При этом удобнее пользоваться не сопротивлениями, а проводимостями. На основании закона Кирхгофа

$$\dot{I}_r = \dot{I}_{\text{вх}} + \dot{I}_{\circ.c} = \dot{U}_{\text{вх}} Y_{\text{вх}} + (\dot{U}_{\text{вх}} + \dot{U}_{\text{вых}}) Y_{\circ.c} \quad \text{или}$$

$$\dot{I}_r = \dot{U}_{\text{вх}} [Y_{\text{вх}} + (1 + \underline{K}) Y_{\circ.c}],$$



Таким образом, параллельная обратная связь уменьшает входное сопротивление каскада. Физически это объясняется тем, что параллельно входному сопротивлению подключено сопротивление обратной связи  $Z_{\circ.c}$ , напряжение на котором в  $1 + \underline{K}$  раз больше входного напряжения. При подаче отрицательной обратной связи через активное сопротивление  $R_{\circ.c}$  входная проводимость каскада  $\underline{Y}_{\text{вх}\circ.c} = g_1 + j\omega C_1 + (1 + \underline{K}) j\omega C_{\circ.c}$ , где  $C_{\text{вх}\circ.c} = C_1 + (1 + \underline{K}) C_{\circ.c}$ . Таким образом, параллельная ООС, действующая через емкость, увеличивает входную емкость, при этом активная составляющая входного сопротивления остается без изменения. В данном случае можно привести аналогию с динамической входной емкостью электронной лампы, которая, как известно, равна  $C_{\text{вх}} = C_{\text{ск}} + C_{\text{са}}(1 + \underline{K})$ .

#### ВЫХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Выходное сопротивление усилителя можно определить из опыта холостого хода и короткого замыкания  $Z_{\text{вых}\circ.c} = \dot{U}_{\text{вых}\circ.c} / \dot{I}_{\text{вых}\circ.c}$ . Так как параметры усиливательных элементов определяются из опыта холостого хода и короткого замыкания, то выходное сопротивление усилителя с обратной связью можно определить, заменив параметры усиливального элемента  $S$ ,  $R_i$ ,  $\mu$  на эквивалентные параметры с обратной связью. Эквивалентные параметры усиливательных элементов определяются следующим образом:

$$S_{\circ.c} = dI_2 / dU_{\text{вх}} \quad \text{при } dU_2 = 0, \quad \mu_{\circ.c} = dU_2 / dU_{\text{вх}} \quad \text{при } dI_2 = 0,$$

$$R_{i\circ.c} = \mu_{\circ.c} / S_{\circ.c}. \quad (13.19)$$

Тогда для отрицательной обратной связи по напряжению (рис. 13.12, а) получим

$$dU_{\text{вх}} = dU_1 + dU_{\circ.c} = dU_1 + \beta_{\circ.c} dU_2 \quad (13.20)$$

Отсюда  $S_{\circ.c} = S$ , так как при  $dU_2 = 0$ ,  $dU_{\circ.c} = 0$

$$\mu_{\circ.c} = dU_2 / dU_{\text{вх}} = dU_2 / (dU_1 + \beta_{\circ.c} dU_2) = \mu / (1 + \mu\beta_{\circ.c}). \quad (13.21)$$

Тогда  $R_{i\circ.c} = \mu_{\circ.c} / S_{\circ.c} = \mu / (S(1 + \mu\beta_{\circ.c})) = R_i / (1 + \mu\beta_{\circ.c})$ .

Таким образом, отрицательная обратная связь по напряжению уменьшает внутреннее сопротивление усиливального элемента. Физически это объясняется следующим: например, при увеличении сопротивления нагрузки выходное напряжение начинает увеличиваться, однако при этом увеличивается напряжение отрица-

## ЧАСТОТНО-ФАЗОВАЯ И ПЕРЕХОДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ

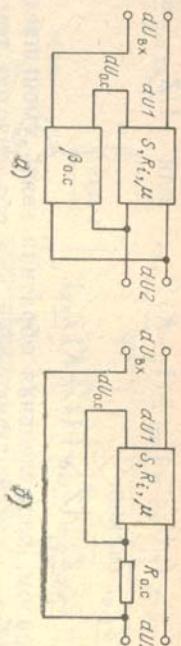


Рис. 13.12. К определению выходного сопротивления усилителя с ООС

тельной обратной связи, что приводит к уменьшению выходного напряжения. Следовательно, отрицательная обратная связь стабилизирует выходное напряжение при изменении внешних условий (сопротивления нагрузки). Поэтому выходную часть усилителя можно рассматривать как источник с малым внутренним сопротивлением.

При отрицательной обратной связи по току (рис. 13.12, б)

$$S_{o.c} = \frac{dI_2}{dU_1 + dU_{o.c}} = \frac{dI_2}{dU_1 + dI_2 R_{o.c}} = \frac{S}{1 + SR_{o.c}}, \quad (13.22)$$

$$\mu_{o.c} = \frac{dU_2}{dU_1 + dU_{o.c}} = \frac{dU_2}{dU_1} = \mu, \quad (13.23)$$

так как  $dU_{o.c} = 0$ . Тогда

$$R_{t.o.c} = \frac{\mu(1 + SR_{o.c})}{S} = R_t(1 + SR_{o.c}). \quad (13.24)$$

Следовательно, отрицательная обратная связь по току увеличивает внутреннее сопротивление усилительного элемента. Физически это объясняется тем, что отрицательная обратная связь по току стабилизирует выходной ток, так как с увеличением выходного тока увеличивается напряжение обратной связи, что приводит к уменьшению выходного напряжения и тока. В транзисторных каскадах, пренебрегая величиной  $h_{12}$ , можно считать, что  $S = h_{21}/h_{11}$ ;  $\mu = h_{21}/h_{11}h_{22}$ . При использовании многокаскадных усилителей с обратной связью выходное сопротивление можно определить, заменив  $\mu = K_{x,x}$  и  $S = S_{yc}$ , где  $K_{x,x}$  — коэффициент усиления усилителя на холостом ходе,  $S_{yc}$  — крутизна усилителя при ООС по напряжению

$$(13.25)$$

$$\underline{Z}_{\text{вых}\ o.c} = \underline{Z}_{\text{вых}} / (1 + K_{x,x} \beta_{o.c}).$$

При ООС по току

$$\underline{Z}_{\text{вых}\ o.c} = \underline{Z}_{\text{вых}} (1 + S_{yc} \underline{Z}_{o.c}).$$

При использовании комбинированной обратной связи

$$R_{t.o.c} = R_t(1 + SR_{o.c}) / (1 + \mu \beta_{o.c}). \quad (13.27)$$

При глубокой обратной связи, когда  $\mu \beta_{o.c} > 1$  и  $SR_{o.c} > 1$ ,  $R_{t.o.c} = R_{o.c} / \beta_{o.c}$  или для многокаскадных усилителей

$$\underline{Z}_{\text{вых}\ o.c} = \underline{Z}_{o.c} \underline{\beta}_{o.c}$$

и не зависит от параметров усилительного элемента (усилителя).

Наличие в схеме усилителя реактивных элементов (емкости, входной, переходной и выходной емкостей усилительных элементов) приводит к изменению комплексного коэффициента усиления (модуля и фазы) при изменении частоты. Изменение частотно-фазовой характеристики на низких частотах обусловлено наличием постоянной времени нижних частот, определяемой емкостью связи и входным сопротивлением:  $\tau_h = C_p(R_t + R_{ax})$ , изменение на верхних частотах обусловлено наличием постоянной времени верхних частот  $\tau_v = C_0 R_h \| R_{вых}$  (см. рис. 12.13).

При введении отрицательной обратной связи происходит стабилизация выходного напряжения или тока, следовательно, стабилизация коэффициента усиления от изменения внешних условий, в том числе и от частоты. Следовательно, изменение коэффициента усиления от частоты, при отрицательной обратной связи получается меньше, чем без нее, т. е. происходит расширение полосы пропускаемых частот (уменьшение частотных искажений).

Однако следует помнить, что при отрицательной обратной связи уменьшение частотных искажений получается за счет уменьшения коэффициента усиления на средних частотах (рис. 13.13), поэтому во сколько раз увеличивается полоса пропускания усилителя, во столько раз снижается коэффициент усиления. Расширение полосы пропускания на нижних частотах эквивалентно увеличению постоянной времени нижних частот  $\tau_{h.o.c} = \tau_h (1 + K \beta_{o.c})$ , расширение полосы пропускания на верхних частотах эквивалентно уменьшению постоянной времени верхних частот  $\tau_{v.o.c} = \tau_v / (1 + K \beta_{o.c})$ . Из выражения (13.3) определим

$$tg \Phi_{o.c} = (\sin \Phi + K \beta_{o.c} \sin \Phi \beta) / (\cos \Phi - K \beta_{o.c} \cos \Phi \beta).$$

При отрицательной обратной связи  $\Phi_B = \pi$ , тогда  $\sin \Phi_B = 0$ ;  $\cos \Phi_B = -1$ . Отсюда  $tg \Phi_{o.c} = \sin \Phi / (\cos \Phi + K \beta_{o.c})$ . При малых фазовых сдвигах  $\sin \Phi \approx \Phi$ ,  $\cos \Phi \approx 1$ ,  $tg \Phi_{o.c} \approx \Phi_{o.c}$ . Тогда

$$\Phi_{o.c} = \Phi / (1 + K \beta_{o.c}). \quad (13.29)$$

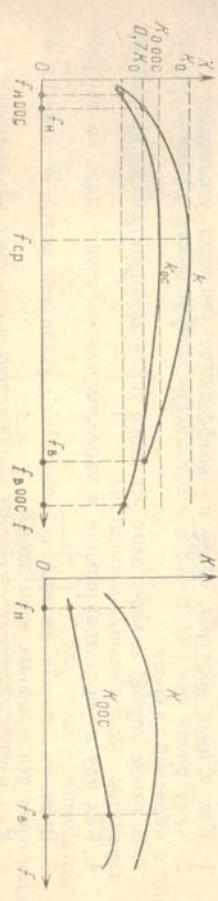


Рис. 13.13. К определению влияния ООС на частотно-фазовую характеристику усилителя переменного тока

(емкости, входной, переходной и выходной емкостей усилительных элементов) приводят к изменению комплексного коэффициента усиления (модуля и фазы) при изменении частоты. Изменение частотно-фазовой характеристики на низких частотах обусловлено наличием постоянной времени нижних частот, определяемой емкостью связи и входным сопротивлением:  $\tau_h = C_p(R_t + R_{ax})$ , изменение на верхних частотах обусловлено наличием постоянной времени верхних частот  $\tau_v = C_0 R_h \| R_{вых}$  (см. рис. 12.13).

При введении отрицательной обратной связи происходит стабилизация выходного напряжения или тока, следовательно, стабилизация коэффициента усиления от изменения внешних условий, в том числе и от частоты. Следовательно, изменение коэффициента усиления от частоты, при отрицательной обратной связи получается меньше, чем без нее, т. е. происходит расширение полосы пропускаемых частот (уменьшение частотных искажений).

Однако следует помнить, что при отрицательной обратной связи уменьшение частотных искажений получается за счет уменьшения коэффициента усиления на средних частотах (рис. 13.13), поэтому во сколько раз увеличивается полоса пропускания усилителя, во столько раз снижается коэффициент усиления. Расширение полосы пропускания на нижних частотах эквивалентно увеличению постоянной времени нижних частот  $\tau_{h.o.c} = \tau_h (1 + K \beta_{o.c})$ , расширение полосы пропускания на верхних частотах эквивалентно уменьшению постоянной времени верхних частот  $\tau_{v.o.c} = \tau_v / (1 + K \beta_{o.c})$ . Из выражения (13.3) определим

$$tg \Phi_{o.c} = (\sin \Phi + K \beta_{o.c} \sin \Phi \beta) / (\cos \Phi - K \beta_{o.c} \cos \Phi \beta).$$

При отрицательной обратной связи  $\Phi_B = \pi$ , тогда  $\sin \Phi_B = 0$ ;  $\cos \Phi_B = -1$ . Отсюда  $tg \Phi_{o.c} = \sin \Phi / (\cos \Phi + K \beta_{o.c})$ . При малых фазовых сдвигах  $\sin \Phi \approx \Phi$ ,  $\cos \Phi \approx 1$ ,  $tg \Phi_{o.c} \approx \Phi_{o.c}$ . Тогда

$$\Phi_{o.c} = \Phi / (1 + K \beta_{o.c}). \quad (13.29)$$

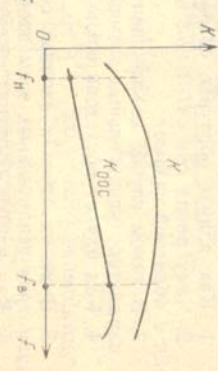


Рис. 13.14. Влияние частотно-фазовой характеристики усилителя на частотную характеристику

Таким образом, введение отрицательной обратной связи уменьшает фазовые искажения усилителя в пределах заданного диапазона частот.

В случае многокаскадных усилителей, охваченных общей отрицательной обратной связью, фазовый сдвиг петли обратной связи в полном диапазоне частот  $0.. \infty$  претерпевает значительные изменения. В результате на отдельных участках изменяется характер обратной связи, она становится положительной, при этом на частотной характеристики могут образоваться максимумы. При глубокой обратной связи коэффициент усиления определяется коэффициентом передачи четырехполюсника обратной связи  $K_{o,c} \approx 1/\beta_{o,c}$ . Это позволяет получить заданную частотную характеристику усилителя, используя частотно-зависимую обратную связь.

Так, например, для компенсации частотных искажений, вносимых кабелем связи, в цепь обратной связи усилителя включают четырехполюсник, коэффициент передачи которого уменьшается с увеличением частоты. В результате происходит увеличение коэффициента усиления с увеличением частоты в заданном диапазоне (рис. 13.14).

Улучшение частотно-фазовой характеристики усилителя за счет введения отрицательной обратной связи приводит к улучшению его переходной характеристики, т. е. уменьшению времени нарастания напряжения на выходе усилителя, а также к уменьшению спада плоской вершины за счет изменения соответствующих постоянных времени усилителя.

**Выходы.** 1. Введение отрицательной обратной связи является одним из самых действенных способов, с помощью которого решается задача создания усилителя с необходимыми характеристиками и параметрами. 2. Отрицательная обратная связь обеспечивает хорошую воспроизводимость и стабилизацию коэффициента усиления усилителя по модулю и фазе практически с любой степенью точности. 3. Отрицательная обратная связь уменьшает исходный коэффициент усиления, что вызывает необходимость увеличения числа каскадов усилителя.

## КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Как влияет обратная связь на коэффициент усиления усилителя?
2. Чему равна относительная нестабильность коэффициента усиления с обратной связью?
3. В каком случае коэффициент усиления усилителя практически не зависит от параметров усилительных элементов?
4. Как влияет последовательная и параллельная обратная связь на входное сопротивление усилителя?
5. В каких случаях входное сопротивление усилителя почти не зависит от параметров усилительных элементов?
6. Как влияет обратная связь по напряжению и по току на выходное сопротивление усилителя?
7. В каких случаях выходное сопротивление усилителя почти не зависит от параметров усилительных элементов?
8. Как влияет отрицательная обратная связь на частотную характеристику усилителя?

9. Каким образом влияет отрицательная обратная связь на коэффициент нелинейных искажений?

10. В каком случае отрицательная обратная связь может уменьшить внутренние помехи усилителя?

11. Определите необходимую глубину обратной связи, если коэффициент нелинейных искажений усилителя без обратной связи  $7\%$ , а требуемый коэффициент нелинейных искажений составляет  $0.1\%$ . Каков коэффициент усиления усилителя без обратной связи для этого случая, если требуемый коэффициент усиления составляет  $100^2$ ?

## Глава 14. ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СХЕМЫ РАБОТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

### 14.1. СПОСОБЫ ПИТАНИЯ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

#### ПИТАНИЕ ВЫХОДНЫХ ЦЕПЕЙ

Для работы усилительного элемента его выходные цепи (коллектор, сток или анод) подключают к источнику постоянного напряжения  $E$ . Напряжение источника питания выбирают в зависимости от условий работы усилительных элементов, но оно не должно быть выше допустимого значения в любом режиме работы усилительного элемента. Для упрощения усилительных устройств все выходные цепи усилительных элементов питаются от одного источника. Выходные цепи могут включаться параллельно или через развязывающие фильтры (рис. 14.1). Развязывающие фильтры уменьшают влияние между каскадами за счет общей цепи питания. Подробнее данный вопрос рассматривается в гл. 17. В мощных усилительных каскадах питание выходных цепей может производиться от отдельных источников, где выходные каскады работают, как правило, при большем напряжении источников.

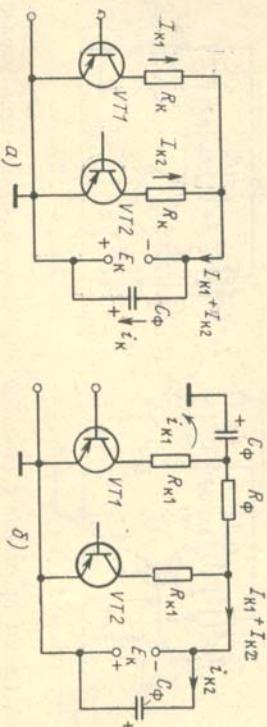


Рис. 14.1. Схемы питания выходных цепей усилительных элементов:  
а — без развязывающих фильтров, б — с фильтром в выходной цепи первого каскада

ков питания, чем каскады предварительного усиления. Аналогично рис. 14.1 выполняют выходные цепи питания полевых транзисторов и электронных ламп. В некоторых усилительных схемах, а также в ряде схем усилителей, выполненных по интегральной технологии, необходимо иметь два источника питания с заземленной средней точкой.

### СХЕМЫ ПОДАЧИ СМЕЩЕНИЯ НА ВХОД БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Как отмечалось ранее (см. гл. 11), для обеспечения нормального режима работы транзистора необходимо между базой и эмиттером создать определенную разность потенциалов, которая для германьевых транзисторов составляет около 0,2...0,6 В, для кремниевых 0,6...1 В. Для транзисторов  $PNP$ -типа база должна иметь отрицательный потенциал по отношению к эмиттеру, для транзисторов  $NPN$ -типа — положительный. Так как потенциал базы по отношению к эмиттеру имеет такую же полярность, что и потенциал коллектора, то подача напряжения смещения на базу может производиться от источника коллекторного напряжения. Простейшие схемы подачи смещения приведены на рис. 14.2.

Смещение  $U_{B30}$  в схеме рис. 14.2,а определяется током смещения  $I_{B0}$ , который зависит от сопротивления резистора, включенного в цепь базы. В большинстве случаев сопротивление резистора  $R_6$  гораздо больше сопротивления участка база — эмиттер транзистора, поэтому ток смещения  $I_{B0} = E_k / R_6$ . Исходя из этого данная схема и получила название — с фиксированным током базы. Гасящее сопротивление можно определить, исходя из тока покоя коллектора  $I_{K0}$ ,

$$(14.1)$$

где  $h_{219}$  — статический коэффициент тока в схеме с общим эмиттером. В схеме рис. 14.2,б сопротивление резисторов делителя выбирают таким образом, чтобы ток делителя был больше тока покоя цепи базы хотя бы в 5...10 раз. Тогда напряжение

$$(14.2)$$

$U_{B30} \approx E_k R_{\text{дел}} / (R_{\text{дел}} + R_{\text{дл}})$ .

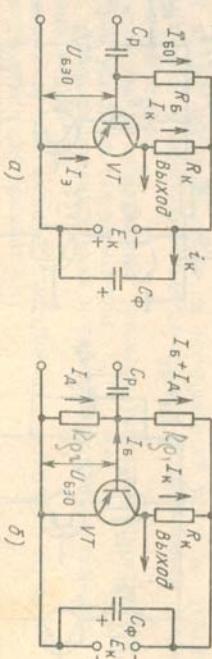


Рис. 14.2. Схемы простейших способов подачи смещения в цепь управляющего электрода биполярного транзистора:

$\alpha$  — с фиксированным током базы;  $\beta$  — с фиксированным напряжением базы — эмиттер (ток  $I_B + I_L$  протекает через  $R_{\text{дел}}$ , ток  $I_L$  — через  $R_{\text{дл}}$ )

Ток делителя  $I_{\text{дел}} = E_k / (R_{\text{дел}} + R_{\text{дл}})$  выбирают, исходя из того, что его значение было в несколько раз выше максимальной амплитуды тока базы. Достоинство нестабилизованных цепей питания — их простота, причем схему с фиксированным током смещения можно применять только в том случае, когда ток через транзистор протекает в течение всего периода сигнала, приложенного к управляющему электроду (режим А). Подача смещения фиксированым напряжением пригодна для любого режима, но менее экономична за счет значительного тока, протекающего через делитель. Кроме того, малое сопротивление делителя уменьшает входное сопротивление каскада, что снижает коэффициент усиления усилителя за счет увеличения падения напряжения на внутреннем сопротивлении источника и уменьшения входного тока транзистора.

### СХЕМЫ ПОДАЧИ СМЕЩЕНИЯ НА ВХОД ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА

В отличие от биполярных транзисторов входной ток полевых транзисторов с управляемым переходом составляет около  $10^{-9} \dots 10^{-12}$  А, и для МДП-транзисторов около  $10^{-14} \dots 10^{-15}$  А. Это позволяет подключить к управляющему электроду резистор с очень большим сопротивлением (около одного мегом и выше).

Транзисторы с управляемым переходом, как правило, работают с полярностью напряжения на затворе, противоположной полярности напряжения на стоке. Такое смещение можно получить за счет включения резистора  $R_n$  в цепь истока (рис. 14.3,а). При протекании тока через резистор  $R_n$  на нем создается падение напряжения  $U_{Rn} = I_{\text{то}} R_n$ , в результате чего потенциал затвора относительно истока будет смещен в обратном направлении на величину  $U_{\text{зи}} = |U_{Rn}|$ . Таким образом, для транзистора с каналом  $P$ -типа (рис. 14.3) потенциал затвора по отношению к истоку будет положительным. Смещение на затворе полевого транзистора желательно выбирать таким, чтобы точка покоя была близка к термостабильной точке транзистора  $M$  (рис. 14.3,б). Наличие рези-

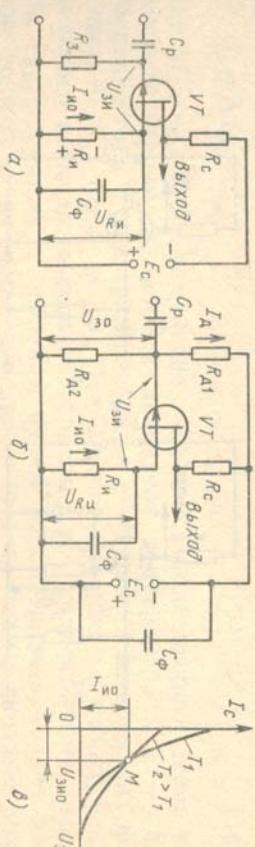


Рис. 14.3. Подача напряжения смещения в цепь управляющего электрода полевого транзистора:

$\alpha$  — схема истокового смещения,  $\beta$  — схема истоковой стабилизации,  $\theta$  — входная характеристика полевого транзистора

тора в цепи истока стабилизирует ток истока (стока) при изменении температуры и смене транзисторов. Действительно, при увеличении тока увеличивается падение напряжения на сопротивлении  $R_a$ , что приводит к увеличению смещения и уменьшению тока истока (стока). Для хорошей стабилизации желательно иметь большое сопротивление в цепи истока, однако это приводит к смещению точки покоя в область малых токов. Для уменьшения напряжения смещения при значительном сопротивлении  $R_a$  к источнику  $E_c$  подключают делитель напряжения  $R_{d1}$ ,  $R_{d2}$ . При этом напряжение смещения  $U_{\text{зм}} = I_{\text{ио}} R_a - U_{\text{з0}}$ , где  $U_{\text{з0}} = E_c R_{d2} / (R_{d1} + R_{d2})$ . Для того чтобы не было отрицательной обратной связи по переменному току, резистор  $R_a$  шунтируют конденсатором большой емкости, сопротивление которой на нижней частоте гораздо меньше, чем  $R_a$ . В отличие от полевого транзистора с управляемым PN-переходом, транзисторы с изолированным затвором могут работать с нулевым, отрицательным или положительным смещением, поэтому применяют схемы подачи смещения рис. 14.3, а и 14.3, б. У МДП-транзисторов с индуцированным каналом отсутствует проводящий канал между областями истока и стока при напряжении между затвором и истоком, равным нулю, поэтому для данных транзисторов применяют схему подачи смещения рис. 14.3, б.

#### ПОДАЧА СМЕЩЕНИЯ НА УПРАВЛЯЮЩУЮ СЕТКУ ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП

Наиболее распространенной схемой подачи напряжения смещения на управляющую сетку в лампах с подогревным катодом является схема автоматического смещения (рис. 14.4, а), аналогичная схеме подачи напряжения смещения полевого транзистора (рис. 14.3, а). Наличие сеточных токов лампы ограничивает сопротивление  $R_c$ , поэтому для ряда ламп дается максимальное сопротивление резистора, который можно включить в цепь управляющей сетки. В усилителях, работающих с отсечкой анодного тока, когда в отсутствие сигнала ток равен нулю, напряжение смещения подается от отдельного источника (рис. 14.4, б).

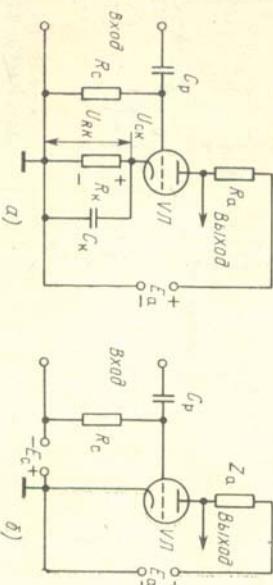


Рис. 14.4. Схема подачи напряжения смещения в цепь управляющей сетки:  
а — автоматическое, б — фиксированное смещение

## 14.2. СТАБИЛИЗАЦИЯ РЕЖИМА РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРА

### ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Процессы, связанные с образованием и движением носителей тока в полупроводниковых приборах, в значительной степени зависят от температуры. Изменение температуры приводит к изменению коллекторного тока и характеристики полупроводниковых приборов. Например, для герmania PN-переход практически исчезает при  $90 \dots 100^\circ\text{C}$ , для кремния при  $160 \dots 200^\circ\text{C}$ . В диапазоне меньших температур изменение параметров и характеристик транзистора может повлечь за собой смещение точки покоя, появление отсечек тока и в результате потерю работоспособности схемы. Кроме того, изменение температуры приводит и к изменению малосигнальных параметров транзисторов. В связи с этим при проектировании схем в первую очередь надо добиваться того, чтобы коллекторный ток транзистора имел определенную стабильность. Следует помнить, что помимо повышения температуры окружающей среды, основной причиной нагрева является мощность, расходуемая на его коллекторном переходе при протекании коллекторного тока.

Очевидно, что всегда температура PN-перехода больше температуры окружающей среды. Для транзисторов, работающих с крайне малыми мощностями, которые намного меньше допустимой, температуру коллекторного перехода можно принять равной температуре окружающей среды. При работе транзистора со значительно большими выходными мощностями необходимо снижать температуру коллекторного перехода путем установки транзистора на дополнительный теплоотвод. Следовательно, каскады на биполярных транзисторах требуют температурной стабилизации режима работы, где влияние изменения температуры на положение точки покоя значительно снижено. Степень изменения тока покоя коллектора за счет изменения обратного тока коллектора  $I_{\text{Кбо}}$ , температурных смещений входной характеристики  $\Delta U_{\text{ЭВ}}(t)$  и изменений коэффициента передачи по току  $\alpha$  принято оценивать коэффициентом нестабильности коллекторного тока

$$S_i = \Delta I_{\text{К0}} / \Delta I_{\text{K}}, \quad (14.3)$$

где  $\Delta I_{\text{К0}}$  — полное изменение тока покоя коллектора в схеме термостабилизации, в рабочем диапазоне температур,  $\Delta'_{\text{K}}$  — приращение тока покоя транзистора за счет дестабилизирующих факторов  $\Delta I_{\text{Кбо}}$ ,  $\Delta U_{\text{ЭВ}}$  и  $\alpha$ . Наибольшее влияние на работу усилительного каскада оказывает обратный ток коллекторного перехода  $I_{\text{Кбо}}$ , поэтому в основном будем рассматривать только влияние тока  $I_{\text{Кбо}}$  на изменение коллекторного тока в режиме покоя, т. е. величину  $S_i = \Delta I_{\text{К0}} / \Delta I_{\text{Кбо}}$ . Для схемы с общей базой  $I_{\text{K}} \approx \alpha I_{\text{Э}} + I_{\text{Кбо}}$ , поэтому можно считать, что  $\Delta I_{\text{К0}} \approx \Delta I_{\text{Кбо}}$  и  $S_i = 1$ . Для маломощных германниевых транзисторов ток  $I_{\text{Кбо}}$  при тем-

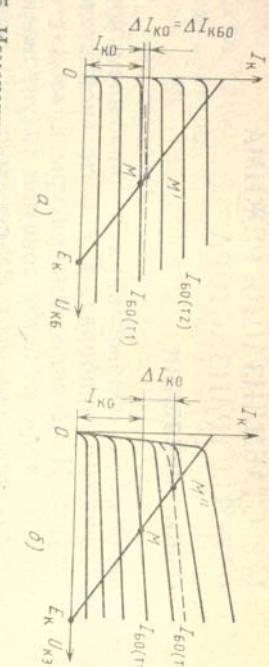


Рис. 14.5. Изменение точки покоя транзисторного каскада с фиксированным током базы при изменении температуры:  
а — для схемы с общей базой ( $U_{Б0}T_2$ ) — штриховая линия), б — для схемы с общим эмиттером

пературе коллекторного перехода  $T_1 = +20^\circ\text{C}$  составляет несколько микротомпер и примерно удваивается при повышении температуры коллекторного перехода на каждые  $10^\circ$ , поэтому при темпера-

$$I_{КБ0}(T_2) = I_{КБ0}(T_1) 2^{(T_2 - T_1)/10}.$$

Следовательно, изменение тока коллектора в схеме с общей базой  $\Delta I_{КБ0} = \Delta I_{КБ0}$  составляет десятки — сотни микротомпер и практически не сказывается на положении точки покоя (рис. 14.5, а). Для схемы с общим эмиттером  $I_K \approx I_{КБ0} + \alpha(I_B + I_K)$  или

$$I_K \approx \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{1}{1-\alpha} I_{КБ0} = \beta I_B + (\beta + 1) I_{КБ0},$$

т. е.  $I_K = h_{21s} I_B + (h_{21s} + 1) I_{КБ0}$ .

Следовательно, для схемы с общим эмиттером

$$(14.4)$$

постоинное изменение тока коллектора  $\Delta I_{КБ0}$  может составлять несколько миллиампер, что приводит к значительному смещению точки покоя  $M$  (рис. 14.5, б), и при значительном  $I_{КБ0}$  и большом изменении температуры тока покоя может переместиться в положение  $M''$  (режим насыщения), когда нормальная работа транзистора в усиленном режиме будет нарушена. Таким образом, схема с общим эмиттером требует обязательной стабилизации точки покоя. Для стабилизации точки покоя используют отрицательную обратную связь по постоянному току.

### СТАБИЛИЗАЦИЯ ТОКИ ПОКОЯ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

При стабилизации обратной связью по напряжению, называемой *коллекторной стабилизацией*, смещение на базу осуществляется включением резистора  $R_6$  между коллектором и базой транзистора (рис. 14.6, а), сопротивление которого

$$(14.5)$$

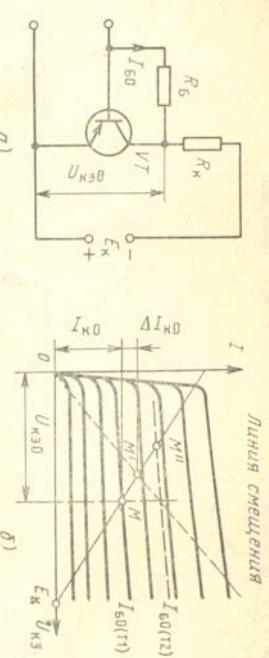


Рис. 14.6. Стабилизация режима работы транзисторного каскада обратной связью по напряжению:  
а — схема, б — к определению точки покоя

При увеличении тока коллектора напряжение на коллекторе уменьшается, что приводит к уменьшению тока базы. Тогда смещение точки покоя  $M$  будет меньше, чем в отсутствие стабилизации ( $M''$ ). Положение новой рабочей точки  $M'$  можно определить, построив линию смещения (рис. 14.6, б). Построение линии смещения осуществляется, исходя из условия, что  $I_B R_6 = U_{K3B}$ . Так при  $U_{K3} = 0$   $I_B = 0$ , при  $U_{K3} = U_{K30}$   $I_B = I_{B0}$ . Для построения можно провести прямую через эти точки и определить положение новой точки покоя  $M'$ , которая будет находиться на пересечении линии смещения с характеристикой при  $I_{B0}$  для новой температуры  $T_2$ . Стабилизация рабочей точки тем выше, чем меньше сопротивление  $R_6$  и чем больше сопротивление  $R_K$ , поэтому такая схема стабилизации дает удовлетворительные результаты при сравнительно высоком сопротивлении, включенном в цепь коллектора, и неприемлема при малом сопротивлении нагрузки  $R_K$  по постоянному току, например, при включении ее через трансформатор. Можно показать, что коэффициент нестабильности для данной схемы

$$S_I \approx \alpha(R_K + R_6)/[R_K + (1 - \alpha)R_6]. \quad (14.6)$$

Резистор  $R_6$  создает отрицательную обратную связь и по переменному току. Если отрицательная обратная связь по переменному току нежелательна, то вместо  $R_6$  включают два резистора  $R_{61}$  и  $R_{62}$ , в среднюю точку которых включают конденсатор  $C_6$ , шунтирующий переменную составляющую (рис. 14.7).

### СТАБИЛИЗАЦИЯ ТОКИ ПОКОЯ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО ТОКУ

Стабилизация точки покоя отрицательной обратной связью по току осуществляется включением резистора  $R_s$  в цепь эмиттера (рис. 14.8). Такой тип стабилизации получил название *эмиттерной стабилизации*. При этом на базу транзистора подается фиксированное напряжение смещения с помощью делителя напряжения  $R_{d1}$ ,  $R_{d2}$ .

Так как  $S_i = dI_{K0}/dI_{KB0}$ , то, дифференцируя выражение по  $I_{KB0}$ , получаем,

$$S_i = (R_\pi + R_a)/[(1-\alpha)R_\pi + R_a]. \quad (14.9)$$

В связи с тем, что  $\alpha$  близка к единице:

$$S_i \approx (R_\pi + R_a)/R_a = R_\pi/R_a + 1.$$

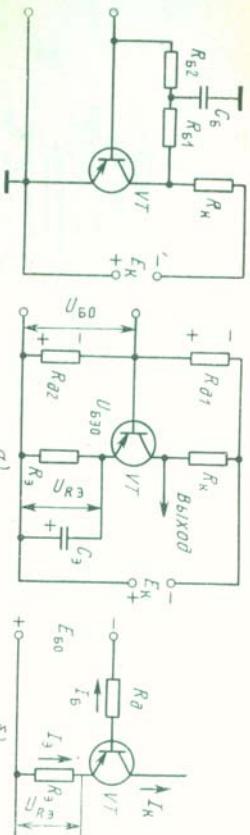


Рис. 14.7. Схема стабилизации режима работы транзистора каскада отрицательной обратной связью по напряжению на переменном токе

Рис. 14.8. Схема стабилизации режима работы транзисторного каскада отрицательной обратной связью по току (а) и эквивалентная схема входной цепи для постоянного тока (б)

При увеличении тока коллектора происходит увеличение и тока эмиттера, а следовательно, и увеличение падения напряжения на эмиттерном сопротивлении. В результате уменьшается напряжение база — эмиттер  $|U_{B\phi}| = |U_{B0}| - |U_{R_3}|$ , что приводит к уменьшению тока коллектора. Резистор  $R_3$  создает отрицательную обратную связь и по переменному току, поэтому часто он шунтируется конденсатором большой емкости (порядка сотен микрофарад). В данной схеме сопротивление резистора  $R_K$  не влияет на стабильность точки покоя, поэтому данная схема получила очень широкое распространение. Однако следует помнить, что с увеличением коллекторного сопротивления допустимое значение изменения тока коллектора  $\Delta I_{K0}$  уменьшается, так как увеличивается опасность захода рабочей точки в режим насыщения.

Относительную нестабильность коллекторного тока  $S_i$  при изменении обратного тока коллектора можно определить следующим образом.

Используя теорему об эквивалентном генераторе, схему рис. 14.8,а можно заменить эквивалентной схемой (рис. 14.8,б), в которой

$$E_{B0} = E_K R_{\Pi 2} / (R_{\Pi 1} + R_{\Pi 2}); \quad R_{\Pi 1} = R_{\Pi 1} R_{\Pi 2} / (R_{\Pi 1} + R_{\Pi 2}).$$

Пренебрегая падением напряжения на участке база — эмиттер, имеем

$$E_{B0} = I_B R_\Pi + I_\phi R_a.$$

Пользуясь уравнением тока в триоде  $I_K = \alpha I_\phi + I_{KB0}$  и  $I_K + I_B = I_\phi$ , получаем  $I_B = I_\phi(1-\alpha) - I_{KB0}$ , тогда  $E_{B0} = [I_\phi(1-\alpha) - I_{KB0}] R_\Pi + I_\phi R_a$ , или  $E_{B0} + I_{KB0} R_\Pi = I_\phi [(1-\alpha) R_\Pi + R_a]$ . Отсюда

$$I_\phi = \frac{E_{B0}}{(1-\alpha) R_\Pi + R_a} + \frac{I_{KB0} R_\Pi}{(1-\alpha) R_\Pi + R_a}. \quad (14.7)$$

Тогда

$$\begin{aligned} I_K &= \frac{\alpha E_{B0}}{(1-\alpha) R_\Pi + R_a} + I_{KB0} \frac{\alpha R_\Pi}{(1-\alpha) R_\Pi + R_a} + I_{KB0} = \\ &= \frac{\alpha E_{B0}}{(1-\alpha) R_\Pi + R_a} + I_{KB0} \frac{R_\Pi + R_a}{(1-\alpha) R_\Pi + R_a}. \end{aligned} \quad (14.8)$$

Для нашего случая

$$R_{\text{дл}} R_{\text{дл}} / (R_{\text{дл}} + R_{\text{дл}}) = 4 \cdot 10^3 \text{ Ом}; \quad R_{\text{дл}} / (R_{\text{дл}} + R_{\text{дл}}) = (U_{P_3} + U_{B_3}) / E_K = \\ = (2 + 0,3) / 10 = 0,23.$$

Следовательно,  $0,23 R_{\text{дл}} = 4 \text{ кОм}$ , отсюда  $R_{\text{дл}} = 4 \cdot 10^3 / 0,23 = 17,4 \text{ кОм}$ . Выбираем резистор  $R_{\text{дл}} = 18 \text{ кОм}$ . Тогда  $R_{\text{дл}} = (5-1) \cdot 10^3 \cdot 18 \cdot 10^3 / [18 \cdot 10^3 - (5-1) \cdot 10^3] = 5,15 \cdot 10^3 \text{ Ом}$ . Выбираем резистор  $R_{\text{дл}} = 5,1 \text{ кОм}$ .

В некоторых случаях для повышения стабильности точки покоя используют комбинированную отрицательную обратную связь (рис. 14.9). Можно показать, что коэффициент относительной нестабильности для данной схемы составляет

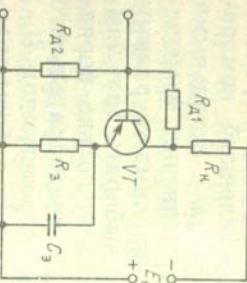
$$S_i \approx \frac{I(R_k + R_{\text{дл}})(R_{\text{дл}} + R_a) + R_{\text{дл}} R_a}{(R_k + R_{\text{дл}})(R_{\text{дл}} + R_a) - \alpha' R_{\text{дл}} R_{\text{дл}}}. \quad (14.11)$$

Таким образом, точку покоя можно стабилизировать с помощью отрицательной обратной связи по напряжению, току или комбинированной. Однако даже при стабильном режиме работы транзистора с изменением температуры происходит изменение тока коллектора  $\Delta I_{\text{ко}} = \Delta V_{\text{бю}} S_i$ , что необходимо учитывать при проектировании транзисторных

каскадов с термостабилизацией цепи стабилизации. Потеря мощности в цепях стабилизации может составлять 20...100% мощности коллекторной цепи. Поэтому в ряде каскадов, особенно выходных, приходится применять специальные меры, которые дают возможность осуществлять стабилизацию без существенного потребления мощности. К таким мерам относится термокомпенсация точки покоя.

Рис. 14.9

Схема стабилизации режима работы комбинированной отрицательной обратной связью



#### ТЕРМОКОМПЕНСАЦИЯ ТОЧКИ ПОКОЯ

Для получения большей стабильности и уменьшения потребляемой мощности в цепях смещения при работе каскадов в широком диапазоне температур применяют термокомпенсацию точки покоя с помощью термочувствительных сопротивлений. В качестве термосопротивлений можно использовать терморезисторы, полупроводниковые диоды, смешанные в прямом или обратном направлении, и другие сопротивления с заметным температурным коэффициентом. Схемы с термокомпенсацией хорошо работают при колебаниях напряжения источника питания и при низких рабочих температурах, когда ухудшается работа блокировочных электролитических конденсаторов. Характерным свойством терморези-

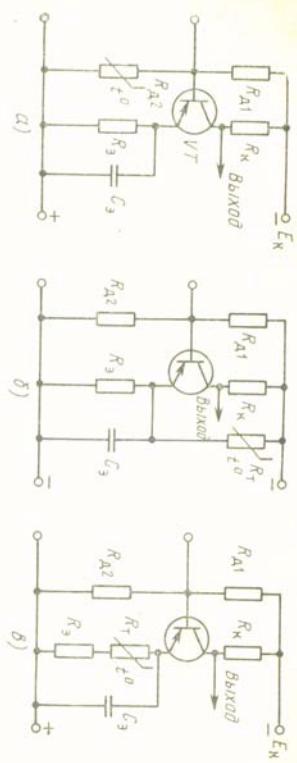


Рис. 14.10. Схемы термокомпенсации точки покоя транзисторного каскада: а, б — резистором с отрицательным температурным коэффициентом, в — резисто-ром с положительным температурным коэффициентом

торов является относительно большой отрицательный температурный коэффициент сопротивления (около 3% град). Терморезисторы с отрицательным коэффициентом можно включать вместо резистора  $R_{\text{дл}}$  (рис. 14.10, а). Сопротивление подбирается таким, при котором обеспечивается заданный режим при нормальной (комнатной) температуре. С повышением температуры сопротивление терморезистора уменьшается, что приводит к уменьшению напряжения на базе транзистора. При соответствующем подборе терморезистора ток коллектора остается постоянным. С помощью данной термокомпенсации можно не только обеспечить постоянство тока  $I_{\text{ко}}$ , но и добиться его уменьшения с повышением температуры. Для более точной подгонки можно использовать комбинацию из линейных резисторов с терморезисторами, подключая их параллельно или последовательно. В схеме рис. 14.10, а цепь компенсации изменяет режим по переменному току, так как входное сопротивление каскада уменьшается с увеличением температуры. Схема рис. 14.10, б не имеет этого недостатка. При использовании проволочных резисторов, имеющих положительный температурный коэффициент, последние включаются в цепь эмиттера (рис. 14.10, в). Температурный коэффициент напряжения смещения германьевых и кремниевых транзисторов составляет примерно  $-2,2 \text{ мВ/}^{\circ}\text{C}$ , а температурный коэффициент сопротивления медного провода равен  $+0,004/\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Для точной компенсации точки покоя при изменении температуры необходимо иметь падение напряжения на резисторе, равное  $2,2 \cdot 10^{-3} / 4 \cdot 10^{-3} = 0,55 \text{ В}$ . В связи с этим сопротивление терморезистора обычно включают с линейным резистором  $R_a$ . Терморезисторы обладают неоднаковой с транзисторами температурной линейностью. Поэтому лучше результаты при компенсации можно получить, применяя в качестве термочувствительного элемента плоскостной полупроводниковый диод. Температурный коэффициент напряжения эмиттер—база транзистора и температурный коэффициент напряжения диода, включенного в прямом направлении, одинаковы. При повышении температуры сопротивление диода падает, чем обеспечивает

ся уменьшение напряжения на участке база — эмиттер. Для того чтобы диод не вносил дополнительную нелинейность, ток через делитель должен соответствовать линейному участку характеристики диода. Схемы термокомпенсации с использованием диода приведены на рис. 14.11. Для того чтобы диод не шунтировал входной сигнал, используют схему 14.11, б, где с увеличением температуры увеличивается падение напряжения на сопротивлении  $R_3$ . При использовании входного трансформатора можно применять схему рис. 14.11, б. Для дополнительного шунтирования переменной составляющей используют блокировочный конденсатор  $C_6$ , хотя сопротивление диода для переменной составляющей невелико. Общий недостаток метода температурной компенсации — нарушение регулировки при замене компенсирующего элемента и других элементов схемы. Кроме того, температурная компенсация действует только в том случае, если температура коллекторного перехода транзистора и компенсирующего элемента изменяется одинаково, что имеет место при изменении температуры окружающей среды. Если же транзистор греется проходящим через него током, а температура компенсирующего элемента неизменна, то никакой компенсации не будет. Для компенсации изменения положения точки покоя вследствие нагрева транзистора необходим хороший тепловой контакт между транзистором и компенсирующим элементом, для чего последний помещается в теплоотвод транзистора. Однако это приводит к усложнению конструкции и не всегда возможно.

**Выводы.** 1. Для обеспечения требуемого режима работы усилительных элементов необходимо иметь, по крайней мере, два напряжения между эмиттирующим и выходным электродами и между эмиттирующим и управляющим электродами (смещение). 2. Создание напряжения смещения, как правило, осуществляется от общего источника питания. 3. Изменение температуры коллекторного перехода биполярных транзисторов приводит к изменению тока  $I_{CBO}$ , что вызывает смещение точки покоя, которое особенно проявляется в каскадах, где транзисторы включены по схеме с общим эмиттером, поэтому такие каскады требуют обязательной стабилизации режима работы. 4. Стабилизация режима работы может осуществляться за счет отрицательной обратной связи по напряжению, по току или за счет комбинированной обратной связи. 5. В некоторых случаях применяют термокомпенсацию точки покоя включением термозависимых сопротивлений.

### 14.3. МЕЖКАСКАДНЫЕ СВЯЗИ

**Общие сведения.** Схемы межкаскадных связей в усилителях служат для передачи энергии от источника сигнала на вход усилителя, от предыдущего каскада к последующему и от оконечного каскада в нагрузку. Схемы межкаскадных связей должны обладать минимальными или допустимыми частотными и фазовыми искажениями и минимальными потерями. Эти схемы одновременно могут служить для подачи питающих напряжений на электроды усиливательных элементов, а также для придания определенных свойств усилительным каскадам или всего усилителя в целом. Схемы межкаскадных связей, входных и выходных цепей могут служить для перехода с симметричной цепи на несимметричную, и наоборот. Так, например, проводная линия связи является симметричной по отношению к земле цепью, а усилитель — несимметричной. Получение симметричного напряжения также необходимо для возбуждения двухтактных каскадов, которые содержат два усилительных элемента, работающих в противофазе на общую нагрузку.

Различают четыре основных вида схем межкаскадной связи: резисторно-емкостную (резисторную), трансформаторную, дроссельно-емкостную и гальваническую. Название усилительного каскада определяется использованной в нем схемой межкаскадной связи, т. е. цепью, которая соединяет выход одного усилительного элемента со входом другого.



Рис. 14.11. Схемы термокомпенсации точки покоя транзисторного каскада:

а — включением диода в цепь входного делителя напряжения, б — включением диода в цепь обратной связи по постоянному току, в — в схеме с трансформаторным входом

Рис. 14.12. Схемы каскада с резисторными связями на биполярных (а) и полевых (б) транзисторах

ления следующего каскада. Достоинства схемы — малые габаритные размеры, масса и стоимость, достаточно хорошая частотно-фазовая и переходная характеристики, устранение влияния режимов работы каскадов по постоянному току, что особенно важно в ламповых каскадах, имеющих высокое положительное напряжение на аноде и определенное напряжение на сетке. Недостаток резисторно-емкостной связи — низкий КПД цепи, уменьшение усиления на низких частотах за счет увеличения сопротивления разделительного конденсатора, невозможность передачи медленно-изменяющихся во времени сигналов, невозможность использования в усилителях постоянного тока. В ламповых каскадах или каскадах на полевых транзисторах при значительной импульсной помехе возможно запирание следующего усилительного элемента за счет разряда конденсатора  $C_p$  на большое сопротивление  $R_a$  следующего каскада, что ограничивает емкость  $C_p$ .

**Трансформаторная связь.** В трансформаторных каскадах для связи каскадов между собой используют трансформатор, первичную обмотку которого включают в выходную цепь усилительного элемента, вторичную — в цепь управляющего электрода (рис. 14.13). Переменная составляющая выходного транзистора, проходящая через первичную обмотку, создает на ней падение напряжения сигнала, которое трансформируется во вторичную обмотку и подается на вход следующего каскада. Вторичную обмотку можно включать по схеме последовательной подачи смещения (рис. 14.13, а) и параллельной (рис. 14.13, б). В ламповых каскадах и в некоторых каскадах на полевых транзисторах вторичная обмотка может быть непосредственно подключена к общему проводу и входному электроду.

Достоинства трансформаторной связи: возможность получения более высокого коэффициента усиления, чем при использовании резисторной связи; обеспечение симметрии выхода; согласование каскада с нагрузкой по сопротивлению и шумам; возможность работы при пониженном напряжении источника питания, так как падение напряжения постоянной составляющей обусловлено только наличием активного сопротивления первичной обмотки трансформатора.

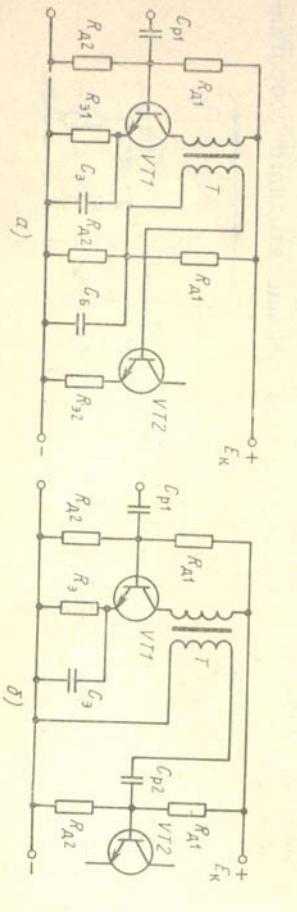


Рис. 14.13. Схема каскада с трансформаторной связью с последовательной (а) и с параллельной (б) подачей смещения

Недостатки трансформаторной связи: дороговизна и большие габаритные размеры каскадов, необходимость защиты от внешних магнитных полей, а также ухудшение частотно-фазовой характеристики за счет реактивных составляющих трансформатора как на низких, так и на высоких частотах.

Трансформаторную связь используют в мощных усилительных каскадах при сравнительно неширокой полосе усиливаемых частот и в усилителях аппаратуры многоканальной связи во входных и выходных цепях. В некоторых случаях применяется комбинированная схема связи (рис. 14.14). Напряжение питания на усилительный элемент подается через резистор  $R_a$ . Связь между каскадами осуществляется через трансформатор, в первичную обмотку которого включен разделительный конденсатор, не пропускающий постоянную составляющую. В резисторно-трансформаторном каскаде через обмотку трансформатора не протекает постоянная составляющая коллекторного (анодного) тока, которая вызывает намагничивание трансформатора. В этом случае магнитопровод трансформатора может быть взят меньшего сечения. Такой каскад позволяет получить подъем частотной характеристики на низких частотах, что невозможно иметь в резисторном или трансформаторном каскаде. Данную схему широко используют при работе каскада с общим коллектором на симметричную нагрузку (рис. 14.14), так как при включении первичной обмотки трансформатора в эмиттерную цепь невозможно осуществить стабилизацию точки покоя из-за малого сопротивления первичной обмотки трансформатора. Полоса усиливаемых частот, размеры, стоимость и масса такого же порядка, как и у трансформаторного. Усиление несколько меньше.

**Дроссельно-емкостная связь.** В дроссельном каскаде в качестве сопротивления, включенного в выходную цепь усилительного элемента, ставят дроссель (рис. 14.15). Разделительный конденсатор  $C_p$  передает переменную составляющую на следующий каскад и не пропускает постоянную составляющую. Дроссельная связь может использоваться при пониженном напряжении источника питания вследствие малого сопротивления дросселя постоянному току. Данный каскад имеет высокий КПД, коэффициент усиления немного выше, чем у резисторных. В настоящее время дрос-

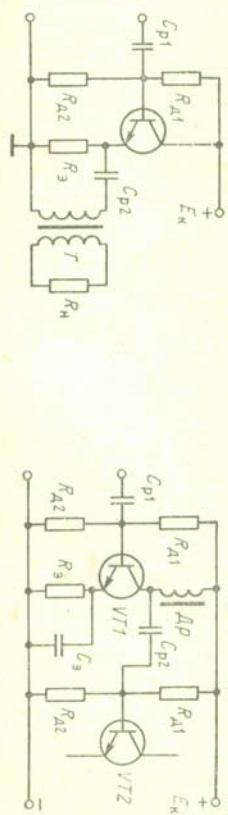


Рис. 14.14. Схема каскада с резисторно-трансформаторной связью

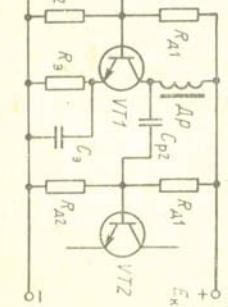


Рис. 14.15. Схема каскада с дроссельной связью