

МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО СПЕЦИАЛЬНОГО
ОБРАЗОВАНИЯ СССР

МОСКОВСКИЙ ордена ЛЕНИНА и ордена ОКТЯБРЬСКОЙ РЕВОЛЮЦИИ
ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

А. Н. СТАРОСТИН, А. Т. КОБЯК, А. М. ОСИПОВ

ЛИНЕЙНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО СИГНАЛА



МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО СПЕЦИАЛЬНОГО
ОБРАЗОВАНИЯ СССР

МОСКОВСКИЙ ордена ЛЕНИНА и ордена ОКТЯБРЬСКОЙ РЕВОЛЮЦИИ
ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

А. Н. СТАРОСТИН, А. Т. КОБЯК, А. М. ОСИПОВ

Утверждено
Учебно-методическим управлением МЭИ
в качестве учебного пособия
для студентов

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

по курсу

ИМПУЛЬСНАЯ ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА
И ОСНОВЫ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

ЛИНЕЙНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО СИГНАЛА

Редактор А. Н. СТАРОСТИН



Москва

1982

УДК 621.374(075)

Линейные усилители переменного сигнала. Старостин А. Н., Кобяк А. Т., Осипов А. М./Под ред. А. Н. Старостина. — М.: МЭИ, 1982. — 68 с.

В работе рассматриваются схемы включения активных компонентов (биполярных и униполярных транзисторов) в усилительных каскадах, параметры усилительных каскадов, дается анализ работы линейных усилителей и приводятся основные расчетные соотношения для определения основных показателей усилителя и параметров компонентов схем.

© Московский энергетический институт, 1982 г.

*Алексей Николаевич Старостин,
Александр Трофимович Кобяк,
Анатолий Михайлович Осипов*

Учебное пособие по курсу

«Импульсная электронная техника и основы микроэлектроники»

ЛИНЕЙНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО СИГНАЛА

(Кафедра электрофизики)

Технический редактор *Н. Н. ТолчENOва.*

Корректор *Л. В. Варламова.*

Л—84172.

Формат бумаги 60×84/16

Тираж 1000.

Подписано к печати 22.10.1982 г.

Печ. л. 4,25

Заказ 2337.

Уч.-изд. л. 3,4

Цена 15 коп.

Типография МЭИ, Красноказарменная, 13

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящее учебное пособие представляет собой переработанный и дополненный материал части теоретического приложения сборника лабораторных работ по первой части курса «Электронная и импульсная техника», изданного в МЭИ, 1975 г.

В данную работу включены общие сведения о линейных усилителях, одиночных усилительных каскадах на биполярных и униполярных транзисторах, усилителях с RC -связью и избирательных усилителях.

В главе 2 рассматривается общая структурная схема усилительного каскада, как основного узла линейных электронных устройств без конкретизации активного компонента. На базе этой схемы описываются принципиальные схемы одиночных каскадов на биполярных и униполярных транзисторах. Для каждого типа каскадов выводятся формулы, позволяющие определять основные показатели. Анализ усилительных каскадов производится с применением эквивалентных схем (§ 2.2) и теории сигнальных графов (§ 2.3).

В главе 3 рассматриваются частотная и переходная характеристики усилителя с RC -связью, анализируется его работа в диапазоне больших времен (низких частот) и малых (высоких частот), выводятся соотношения для расчета линейных искажений импульсных сигналов. Приводятся сведения из теории обратной связи и рассматривается влияние отрицательной обратной связи на свойства усилителя.

В главе 4 рассмотрены избирательные RC -усилители, построенные на базе усилителя с обратной связью.

Учебное пособие «Линейные усилители переменного сигнала» включает большую часть материала первой части курсов «Импульсная электронная техника и основы микроэлектроники» и «Электронные цепи ЭВМ и основы микроэлектроники», читаемых авторами для специальностей 0606, 0642, 0645, 0608, 0648, 0647 факультета автоматики и вычислительной техники и поэтому окажется полезным при изучении

лекционного материала и при подготовке к лабораторным работам, выполняемым студентами АВТФ в лаборатории кафедры электрофизики.

Учебное пособие написано преподавателями кафедры электрофизики МЭИ. Глава 1, § 2.1, 2.3 написаны проф. А. Н. Старостиним; главы 3 и 4 — канд. техн. наук ассист. А. Т. Кобяком; глава 2 (кроме § 2.1, 2.3) — канд. техн. наук ассист. А. М. Осиповым; § 3.1—3.3 написаны совместно проф. А. Н. Старостиним и канд. техн. наук ассист. А. Т. Кобяком.

Большую помощь в подготовке и оформлении рукописи оказала ст. инженер кафедры электрофизики МЭИ Л. Г. Камшилина. Авторы выражают ей искреннюю благодарность.

Редактирование учебного пособия осуществлено проф. А. Н. Старостиним.

Глава I

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ЛИНЕЙНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

1.1. Определение и классификация усилителей

Линейными усилителями называются электропреобразовательные устройства, обладающие способностью повышать уровень мощности входного сигнала без искажения его формы.

Усилитель действует как преобразователь электрической энергии вторичного источника питания в колебательную энергию. Усиление слабых сигналов отображает управление энергией местного источника. Усиливается не сам сигнал, а под воздействием сигнала электрические токи в цепях местного источника начинают изменяться в такт с изменением сигнала.

Структурная схема усилителя приведена на рис. 1.1. Усилитель действует как преобразователь энергии источника постоянного напряжения в энергию усиливаемого переменного сигнала. Собственно усилитель показан на рисунке в виде четырехполюсника 2. Он является активным четырехполюсником, так как мощность переменного сигнала на выходе (в нагрузке) $P_{\text{вых}}$ всегда больше мощности на входе $P_{\text{вх}}$. На вход этого четырехполюсника подается переменный сигнал $U_{\text{вх}}$ от источника с внутренним сопротивлением R_r и ЭДС E_r . По отношению к источнику сигнала усилитель представляет собой нагрузочное сопротивление, называемое входным ($R_{\text{вх}}$). Величина $R_{\text{вх}}$ определяется схемой и параметрами усилительных элементов, в качестве которых применяются либо транзисторы, либо электронные лампы. Сопротивление $R_{\text{вх}}$ характеризует потребление энергии на входе усилителя.

К выходу усилителя подключается сопротивление нагрузки R_n , которая в общем случае является комплексной. По отношению к нагрузке усилитель можно рассматривать в качестве генератора переменного сигнала с ЭДС $E_{\text{вых}}$ и внут-

ренным сопротивлением $\bar{R}_{\text{вых}}$, называемым выходным сопротивлением усилителя.

Сопротивления $R_{\text{вх}}$ и $R_{\text{вых}}$ относятся к эксплуатационным показателям усилителя.

В зависимости от соотношений между R_{Γ} и $R_{\text{вх}}$, $R_{\text{вых}}$ и $R_{\text{н}}$ различают следующие режимы работы и соответствующие им типы усилителей.

1. Усилитель напряжения $R_{\Gamma} \ll R_{\text{вх}}$, $R_{\text{н}} \gg R_{\text{вых}}$. Работа усилителя характеризуется величинами напряжений на входе и на выходе: $U_{\text{вх}} \approx E_{\Gamma}$ и $U_{\text{вых}} \approx E_{\text{вых}}$.

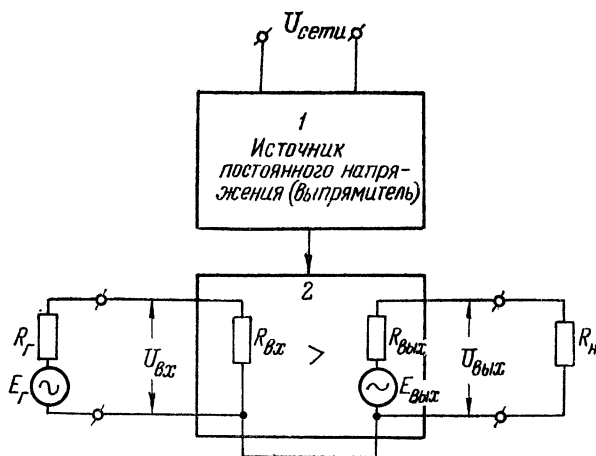


Рис. 1.1. Структурная схема усилителя

2. Усилитель тока $R_{\Gamma} \gg R_{\text{вх}}$, $R_{\text{н}} \ll R_{\text{вых}}$. При указанных условиях работу усилителя удобнее характеризовать токами на входе $I_{\text{вх}}$ и выходе $I_{\text{вых}}$.

3. Усилитель мощности $R_{\Gamma} = R_{\text{вх}}$; $R_{\text{н}} = R_{\text{вых}}$. Работу усилителя на входе и выходе удобнее характеризовать мощностями.

4. Усилитель тока с потенциальным выходом $R_{\Gamma} \gg R_{\text{вх}}$, $R_{\text{н}} \gg R_{\text{вых}}$. В этом случае входной величиной усилителя является ток, а выходной — напряжение.

5. Усилитель напряжения с токовым выходом $\bar{R}_{\Gamma} \ll R_{\text{вх}}$, $R_{\text{н}} \ll R_{\text{вых}}$. Здесь входной величиной является напряжение, а выходной — ток.

6. Усилитель напряжения с мощным выходом $R_r \ll R_{вх}$, $R_n = R_{вх}$. Входной величиной является напряжение, а выходной — мощность.

Кроме перечисленных шести типов усилителей существуют еще три типа усилителей, которые встречаются относительно редко.

7. Усилитель мощности с потенциальным выходом $R_r = R_{вх}$, $R_n \gg R_{вх}$. В этом случае в качестве входной величины можно принять мощность, а выходной — напряжение.

8. Усилитель мощности с токовым выходом $R_r = R_{вх}$, $R_n \ll R_{вх}$. В качестве входной величины принимается мощность, а выходной — ток.

9. Усилитель тока с мощным выходом $R_r \gg R_{вх}$, $R_n = R_{вх}$. Входной величиной является ток, а выходной — мощность.

1.2. Эксплуатационные показатели усилителя

Помимо $R_{вх}$ и $R_{вх}$ к эксплуатационным показателям относятся выходные и входные величины, коэффициент полезного действия и коэффициент усиления.

В зависимости от типа усилителя в качестве выходных величин принимают либо выходную мощность (типы 3, 6, 9), либо выходное напряжение (типы 1, 4, 7), либо выходной ток (типы 2, 5, 8). То же самое относится и к входным величинам, ими могут служить либо входная мощность (типы 3, 7, 8), либо входное напряжение (типы 1, 5, 6), либо входной ток (типы 2, 4, 9).

Эффективность работы усилителя определяется коэффициентом полезного действия. В общем случае усилитель имеет несколько ступеней (каскадов) усиления, т. е. является мно-

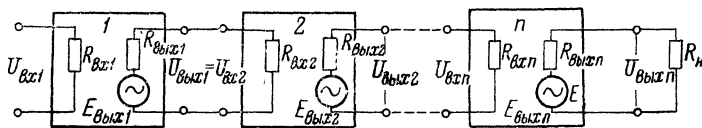


Рис. 1.2. Структурная схема многокаскадного усилителя

гокаскадным электропреобразовательным устройством (рис. 1.2). КПД такого усилителя, как правило, определяется последним (выходным) каскадом усилителя и равен

$$\eta = \frac{P_{вых}}{P_0}, \quad (1.1)$$

где P_0 — мощность источника постоянного напряжения.

Для ламповых усилителей КПД равен

$$\eta = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{СУММ}}}, \quad (1.2)$$

где $P_{\text{СУММ}} = P_{\text{а}} + P_{\text{нак}} + P_{\text{э}} + P_{\text{см}}$;

$P_{\text{а}}$ — мощность анодных цепей;

$P_{\text{нак}}$ — мощность цепей накала;

$P_{\text{э}}$ — мощность экранных цепей;

$P_{\text{см}}$ — мощность цепей смещения управляющей сетки.

Количественным показателем работы усилителя служит коэффициент усиления.

Исходя из определения усилителя, основным количественным показателем его берут коэффициент усиления мощности

$$K_p = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}}. \quad (1.3)$$

Однако на практике этот коэффициент используется лишь в случае усилителей мощности (тип 3). В остальных же случаях коэффициент K_p скорее характеризует «право» электропреобразовательных устройств называться усилителями. Причиной этому является зависимость величины K_p не только от параметров самого усилителя, но и от параметров внешних компонентов и в первую очередь от нагрузки.

Так, например, для усилителя напряжения (тип 1)

$$K_p = \left(\frac{E_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \right)^2 \cdot \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{Н}}}. \quad (1.4)$$

Считая, что $E_{\text{ВЫХ}} = K_{u_x} U_{\text{ВХ}}$, где K_{u_x} является параметром самого усилителя (K_{u_x} — коэффициент усиления напряжения в режиме холостого хода на выходе), приходим к выводу, что K_p зависит от нагрузки и поэтому не пригоден для характеристики данного усилителя. В то же время для усилителя мощности

$$K_p = \left(\frac{E_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \right)^2 \cdot \frac{R_{\text{ВХ}}}{4R_{\text{ВЫХ}}} = (K_{u_x})^2 \frac{R_{\text{ВХ}}}{4R_{\text{ВЫХ}}}. \quad (1.5)$$

Как видно из (1.5), коэффициент K_p в случае усилителя мощности (тип 3) является параметром самого усилителя и не зависит от внешних компонентов.

Для характеристики усилителей напряжения применяется коэффициент усиления напряжения

$$K_u = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}. \quad (1.6)$$

В режиме холостого хода на выходе

$$K_{u_x} = \frac{E_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}, \quad (1.7)$$

коэффициент K_{u_x} определяется внутренними параметрами усилителя. В случае однокаскадного усилителя K_{u_x} определяется параметрами усилительного элемента (транзистора или лампы) и сопротивлением режимного резистора в выходной цепи.

Для характеристики усилителей тока применяется коэффициент усиления тока

$$K_i = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}}. \quad (1.8)$$

В режиме короткого замыкания на выходе

$$K_{i_{\text{кз}}} = \frac{I}{I_{\text{ВХ}}}, \quad (1.9)$$

где $I = \frac{E_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}}$ — ток выходного генератора.

В общем случае коэффициенты усиления K_u и K_i являются комплексными величинами. Действительно, в символической форме входное и выходное напряжения равны $\dot{U}_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}} \cdot e^{j\varphi_1}$, $\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ}} \cdot e^{j\varphi_2}$, а коэффициент усиления напряжения

$$\dot{K}_u = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} e^{j(\varphi_2 - \varphi_1)} = K_u e^{j\varphi_{yc}}, \quad (1.10)$$

где K_u — модуль коэффициента усиления;

$\varphi_{yc} = \varphi_2 - \varphi_1$ — фазовый сдвиг, который вносит усилитель.

Если $\varphi_1 = 0$, то $\varphi_{yc} = \varphi_2$. Аналогично коэффициент усиления тока можно записать в виде

$$\dot{K}_i = K_i e^{j\varphi_{yc}}, \quad (1.11)$$

где φ_{yc} — фазовый сдвиг, который вносит усилитель.

Коэффициент усиления напряжения многокаскадного усилителя (рис. 1.2) равен

$$\dot{K}_u = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ } n}}{\dot{U}_{\text{ВХ } 1}} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ } 1}}{\dot{U}_{\text{ВХ } 1}} \cdot \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ } 2}}{\dot{U}_{\text{ВЫХ } 1}} \dots \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ } n}}{\dot{U}_{\text{ВЫХ } n-1}}, \quad (1.12)$$

т. е.

$$K_u = K_{u1} \cdot K_{u2} \dots K_{un-1} \cdot K_{un}.$$

Логарифмический коэффициент усиления

Коэффициент усиления иногда целесообразно выражать в логарифмических единицах — децибелах (1 дБ = 0,1 бел). Связь линейных и логарифмических единиц выражается соотношениями:

$$K_{u,i}(\text{дБ}) = 20 \lg K_{u,i}, \quad (1.13)$$

$$K_p(\text{дБ}) = 10 \lg K_p. \quad (1.14)$$

Множитель 2 в выражении (1.13) делает логарифмический коэффициент усиления напряжения (или тока) в режиме согласования на входе и на выходе и при $R_n = R_r$ равным логарифмическому коэффициенту усиления мощности:

$$K_p(\text{дБ}) = 10 \lg \frac{|U_{\text{ВЫХ}}^2 / 4R_r|}{|U_{\text{ВХ}}^2 / 4R_1|} = 10 \lg \frac{U_{\text{ВЫХ}}^2}{U_{\text{ВХ}}^2} = 20 \lg K_u. \quad (1.15)$$

Удвоение коэффициента K_p означает увеличение $K_p(\text{дБ})$ на 3 дБ, а удвоение $K_{u,i}$ — увеличение $K_{u,i}(\text{дБ})$ на 6 дБ.

Если линейный коэффициент усиления меньше единицы (ослабление сигнала), то логарифмический коэффициент усиления будет отрицательным.

Например, если линейный коэффициент усиления равен

$K_u = \frac{1}{\sqrt{2}}$, то в децибелах

$$K_u(\text{дБ}) = 20 \lg \frac{1}{\sqrt{2}} = 10 \lg \frac{1}{2} = -10 \lg 2 = -3 \text{ дБ}.$$

1.3. Качественные показатели усилителя

К показателям, определяющим качество работы усилителя, относятся: частотные характеристики, коэффициент нелинейных искажений и амплитудная характеристика, динамический диапазон и чувствительность усилителя, стабильность коэффициента усиления.

Рассмотрим эти показатели.

Частотные характеристики усилителя

В реальных усилителях имеют место так называемые линейные искажения усиленного сигнала.

Эти искажения обусловлены зависимостью модуля коэффициента усиления напряжения или тока, а также фазового

сдвига между входными и выходными величинами от частоты входного сигнала.

Зависимость $K_{u, \nu}(f)$ называется амплитудно-частотной характеристикой, а зависимость $\varphi_{\nu c}(f)$ — фазочастотной характеристикой. На рис. 1.3, а приведен график типичной ампли-

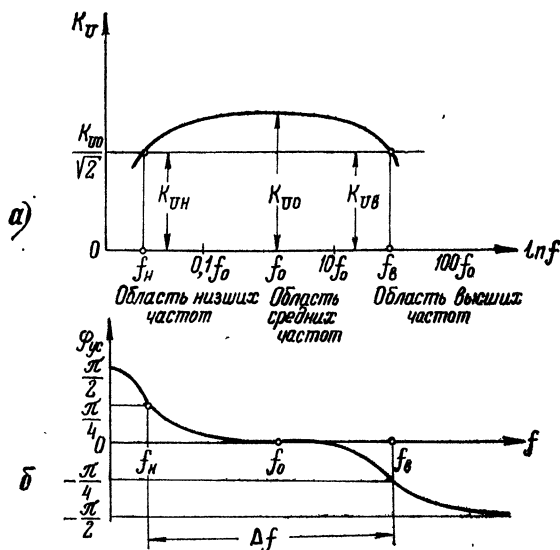


Рис. 1.3. Частотные характеристики усилителя

тудно-частотной характеристики $K_u(f)$ усилителя переменного напряжения, содержащего, помимо активных, реактивные компоненты. Из-за наличия реактивных компонентов сигналы не всех частот усиливаются одинаково. В области низких и высоких частот равномерность амплитудно-частотной характеристики нарушается и наблюдается ее спад. На графике отмечены граничные частоты в диапазоне низких и высоких частот (f_H — низшая граничная частота, f_B — высшая граничная частота).

Граничные частоты определены по спадку коэффициента усиления: на частотах f_H и f_B коэффициент усиления уменьшается в $\sqrt{2}$ раз ($K_{uH} = K_{uB} = \frac{K_{u0}}{\sqrt{2}}$, где K_{u0} — коэффициент усиления в области средних частот).

В общем случае отношение $\frac{K_{u0}}{K_{ин}} = M_n$ называется коэффициентом частотных искажений в области низких частот, а отношение $\frac{K_{u0}}{K_{ув}} = M_b$ — коэффициентом частотных искажений в области высоких частот.

Величины M_n и M_b принимают в качестве заданных параметров, и тогда уровень $K_{ин}$ и $K_{ув}$ становится вполне определенным.

Наиболее распространенным является значение $M_n = \sqrt{2}$. При этом коэффициент усиления падает на 3 дБ. Значение M_b чаще всего также выбирается равным $M_b = \sqrt{2}$ или $M_b = 1,1$. Если $M_n = M_b$, то индексы обычно не пишутся.

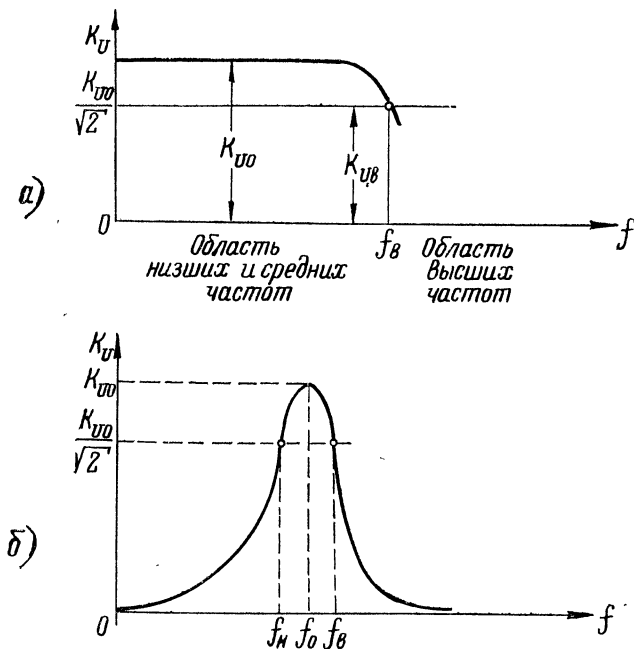


Рис. 1.4. Амплитудно-частотные характеристики: а — усилителя постоянного тока; б — избирательного усилителя

Кроме рассмотренного вида амплитудно-частотной характеристики, на практике встречаются зависимости $K_u(f)$, приведенные на рис. 1.4, а и б.

Усилитель, обладающий амплитудно-частотной характеристикой, показанный на рис. 1.4, а, может усиливать сигналы самой низкой частоты, включая постоянный ток. Однако на высоких частотах наблюдается спад характеристики $K_u(f)$. Такую характеристику имеют усилители постоянного тока (УПТ). Амплитудно-частотную характеристику, показанную на рис. 1.4, б, имеют избирательные усилители. График типичной фазочастотной характеристики усилителя переменного напряжения показан на рис. 1.3, б. Фазочастотная характеристика $\varphi_{yc}(f)$ неразрывно связана с амплитудно-частотной характеристикой $K_u(f)$. Эти характеристики позволяют судить о линейных искажениях формы несинусоидального сигнала.

Коэффициент нелинейных искажений

Под коэффициентом нелинейных искажений (клирфактором) в случае синусоидального сигнала на входе понимается отношение

$$K_{\text{ни}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} P_n}}{P_1} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2}}{U_1} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1}, \quad (1.16)$$

где $\sum_{n=2}^{\infty} P_n$ — мощность на нагрузке, определяемая высшими гармониками; n — номер гармоники.

Нелинейные искажения связаны с нелинейностью характеристик транзисторов и ламп, в результате чего при достаточно большом синусоидальном сигнале на входе выходное напряжение становится несинусоидальным.

Амплитудная характеристика усилителя

Амплитудной характеристикой называется зависимость $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$. График характеристики показан на рис. 1.5.

В определенном диапазоне изменения входного сигнала график $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ представляет собой прямую линию, тангенс угла наклона которой определяется коэффициентом усиления напряжения. Затем угол наклона начинает уменьшаться, что связано с появлением нелинейных искажений. Экспериментально-амплитудная характеристика снимается при частоте сигнала, находящемся в диапазоне средних частот, с тем, чтобы исключить влияние реактивных элементов на величину коэффициента усиления.

Динамический диапазон и чувствительность усилителя

Чувствительность усилителя определяется минимальным напряжением сигнала, который усилитель может усиливать без заметных помех. Чувствительность ограничивается собственными шумами усилителя (доходит до величины 10^{-9} В).

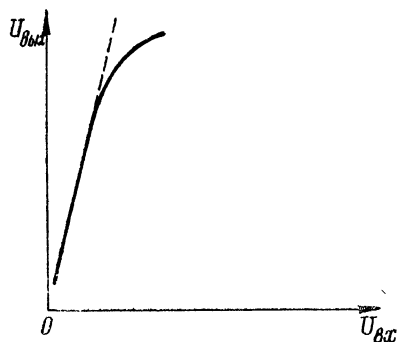


Рис. 1.5. Амплитудная характеристика усилителя

Отношение входного напряжения, соответствующего максимальной выходной величине ($U_{\text{вых}}$, $P_{\text{вых}}$, $I_{\text{вых}}$), к чувствительности усилителя называется динамическим диапазоном усилителя.

Усилители высокого класса имеют динамический диапазон около 70 дБ, что соответствует 3000-кратному усилению. Для сравнения, голос человека имеет диапазон 50 дБ, что соответствует 300-кратному усилению.

Стабильность коэффициента усиления

Стабильность коэффициента усиления зависит от ряда факторов, в частности, от старения усилительных элементов (транзисторов, ламп), изменения окружающей температуры, старения компонентов схем усилителей (R , C , L), колебаний напряжений источников питания и т. д.

Особенно сильно нестабильность коэффициента усиления сказывается в многокаскадном усилителе. Требования к стабильности усилителя определяются областью его применения. Особенно важно иметь стабильный коэффициент усиления в измерительных и некоторых специальных усилителях.

Стабильность амплитуды выходного напряжения

Амплитуда выходного напряжения усилителя в сильной степени зависит от нагрузки. Характеристика $U_{\text{вых}} = f(R_{\text{н}})$ имеет наклон. С уменьшением $R_{\text{н}}$ выходное напряжение уменьшается. Коэффициент неустойчивости $U_{\text{вых}}$ определяется отношением

$$\lambda_{\text{и}} = \frac{U_{\text{хх}}}{U_{\text{вых}}}, \quad (1.18)$$

где $U_{\text{хх}}$ — выходное напряжение при холостом ходе;

$U_{\text{вых}}$ — выходное напряжение при заданной нагрузке.

Практически допустимая величина неустойчивости лежит в пределах $\lambda_{\text{и}} = 2-3$ дБ.

Глава 2

ОДИНОЧНЫЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ

2.1. Структурная схема усилительного каскада

Как уже отмечалось в гл. 1, усилитель в общем случае является многокаскадным электропреобразовательным устройством (рис. 1.2). Он имеет несколько каскадов (ступе-

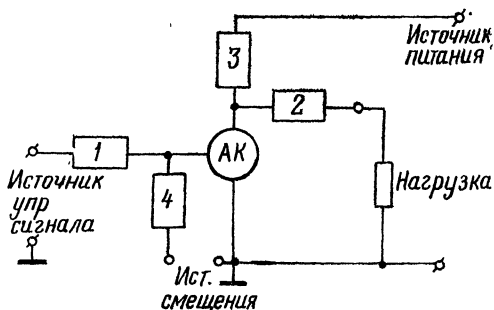


Рис. 2.1. Структурная схема усилительного каскада

ней) усиления. Каждый из каскадов содержит, как правило, компоненты, имеющие одинаковое назначение с аналогичными компонентами других каскадов, или, иными словами,

каждый усилительный каскад имеет сходную структуру с соседними каскадами, а каскады, расположенные между входным и выходным, часто имеют одинаковую структуру. Таким образом, структурную схему любого усилительного каскада, независимо от типа усилительного элемента, можно представить в виде общей схемы, включающей один и тот же набор компонентов. Такая структурная схема приведена на рис. 2.1. Активный компонент в схеме не конкретизируется. Структурная схема включает в себя источники питания, смещения и управляющего сигнала и пассивные компоненты, обеспечивающие режим работы активного компонента (двухполосники 3, 4) по цепям питания 3 и смещения 4. Параметры компонентов 3, 4 и напряжений источников питания и смещения в линейных усилителях определяются из условия обеспечения рабочей точки активного компонента таким образом, чтобы параметры активного компонента в диапазоне изменения входного сигнала оставались постоянными. В качестве двухполосников 3 и 4 могут применяться резисторы, диоды и транзисторы. Двухполосники 1 и 2 выполняют роль разделительных элементов. Элемент 1 разделяет по постоянному току вход усилительного элемента от источника сигнала, а элемент 2 — по постоянному току выход усилительного элемента от нагрузки. По типу разделительных элементов производится классификация усилителей:

а) усилители с емкостной связью ($1 - C_1, 2 - C_2$) (часто эти усилители называют усилителями с RC -связью);

б) усилители с резистивной связью ($1 - R_1, 2 - R_2$).

В зависимости от схемы включения активного компонента различают три типа усилительных каскадов:

1) с общим эмиттирующим электродом (ОЭЭ);

2) с общим собирающим электродом (ОСЭ);

3) с общим управляющим электродом (ОУЭ).

Эмиттирующим электродом называется эмиттер в биполярных транзисторах, исток в униполярных транзисторах, катод в электронных лампах. Собирающий электрод — это коллектор в биполярных транзисторах, сток в униполярных транзисторах, анод в электронных лампах. Управляющий электрод — база в биполярных транзисторах, затвор в униполярных транзисторах, первая сетка в электронных лампах.

Каждый из типов усилительных каскадов выполняет примерно одну и ту же функцию независимо от применяемого активного компонента и обладает качественно одинаковыми эксплуатационными показателями.

Так, например, каскад с общим эмиттирующим электродом является усилителем, инвертирующим фазу входного сигнала, обеспечивает коэффициент усиления напряжения и тока существенно больше единицы. Каскад с общим собирающим электродом — обычный повторитель, коэффициент усиления напряжения которого близок к единице (но меньше единицы), повторяет фазу входного сигнала, имеет коэффициент усиления тока существенно больше единицы, обладает повышенным входным сопротивлением, малым выходным сопротивлением и поэтому может применяться в качестве звена, согласующего низкоомную нагрузку с выходным сопротивлением усилителя.

2.2. Усилительные каскады на биполярных транзисторах

Применительно к биполярным транзисторам различают три типа усилительных каскадов: каскад с общим эмиттером

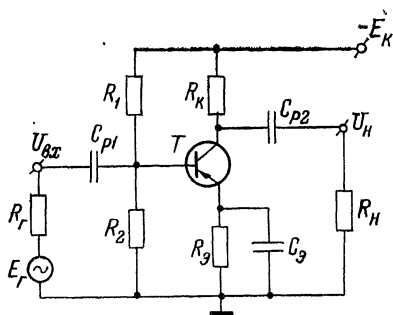


Рис. 2.2. Схема усилительного каскада с общим эмиттером

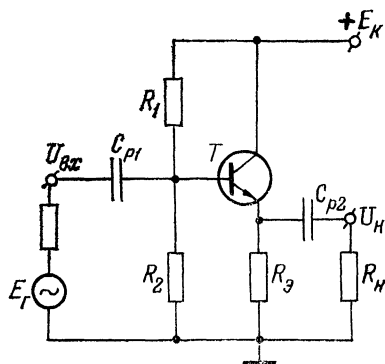


Рис. 2.3. Схема усилительного каскада с общим коллектором

(ОЭ) (рис. 2.2), с общим коллектором (ОК) (эмиттерный повторитель) (рис. 2.3) и с общей базой (ОБ) (рис. 2.4).

В схемах каскадов роль пассивных компонентов, обеспечивающих режим работы по цепи питания (3), выполняют R_k (рис. 2.2 и 2.4), R_e (рис. 2.3), а по цепи смещения (4)

$$R_6 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} :$$

$$\left(E_{см} = - \frac{E_k R_3}{R_1 + R_2} \right),$$

$$R_3 \left(E_{см} = \frac{E_k R_2}{R_1 + R_3} \right).$$

Роль разделительных элементов выполняют конденсаторы C_{p1} и C_{p2} . Величины емкостей C_{p1} и C_{p2} выбираются достаточно большими, чтобы свести к минимуму влияние конденсаторов на параметры усилительных каскадов.

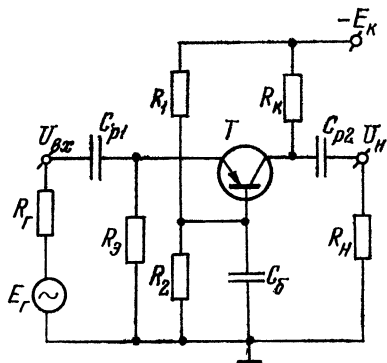


Рис. 2.4. Схема усилительного каскада с общей базой

2.2.1. Каскад с общим эмиттером

Схема каскада ОЭ приведена на рис. 2.2. Режим покоя усилителя задается резисторами R_1 , R_2 , R_e и R_k . Наличие резистора R_e создает отрицательную обратную связь по постоянному току, что улучшает температурную стабильность каскада. Конденсатор C_s по переменной составляющей шунтирует R_e и тем самым резко ослабляет отрицательную обратную связь по переменному току.

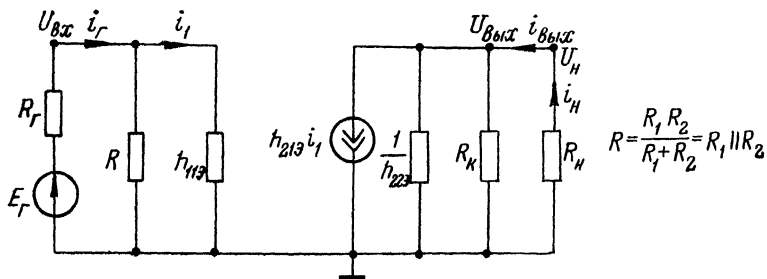


Рис. 2.5. Эквивалентная схема усилительного каскада с общим эмиттером в h -параметрах

Эквивалентная схема каскада ОЭ в области средних частот приведена на рис. 2.5. В этой схеме не учтено влияние внутренней отрицательной связи в транзисторе по напряже-

нию, так как напряжение обратной связи ($h_{12\theta}U_H$) пренебрежимо мало по сравнению с входным напряжением каскада ($U_{ВХ}$). Это существенно упрощает анализ усилителя и делает результаты более наглядными.

Из эквивалентной схемы определяем основные параметры усилителя:

входное сопротивление

$$R_{ВХ} = \frac{U_{ВХ}}{I_{ВХ}} = \frac{U_{ВХ}}{I_r} = \frac{R \cdot h_{11\theta}}{R + h_{11\theta}} = R \parallel h_{11\theta}, \quad (2.1)$$

выходное сопротивление

$$R_{ВЫХ} = \frac{U_{ВЫХ}}{I_{ВЫХ}} = \frac{1/h_{22\theta} \cdot R_K}{1/h_{22\theta} + R_K} = \frac{1}{h_{22\theta}} \parallel R_K = R'_K, \quad (2.2)$$

коэффициент усиления напряжения

$$K_u = \frac{U_H}{E_r} = -h_{21\theta} \frac{R'_K}{h_{11\theta}} \xi_{ВХ u} \cdot \xi_{ВЫХ u}, \quad (2.3)$$

где $\xi_{ВХ u} = \frac{R_{ВХ}}{R_{ВХ} + R_r}$ — коэффициент распределения напряжения генератора;

$\xi_{ВЫХ u} = \frac{R_H}{R'_K + R_H}$ — коэффициент распределения выходного напряжения;

коэффициент напряжения тока

$$K_i = \frac{I_H}{I_r} = (h_{21\theta} \xi_{ВХ i} \cdot \xi_{ВЫХ i}), \quad (2.4)$$

где $\xi_{ВХ i} = \frac{R}{R + h_{11\theta}}$ — коэффициент токораспределения на входе;

$\xi_{ВЫХ i} = \frac{R'_K}{R'_K + R_H}$ — коэффициент токораспределения на выходе.

Входное сопротивление каскада при увеличении сопротивления R стремится к максимальному значению, равному входному сопротивлению транзистора $h_{11\theta}$. Однако при этом ухудшается температурная стабильность каскада. При расчете сопротивлений резисторов R_1 и R_2 стремятся учесть оба фактора.

Выходное сопротивление каскада ОЭ практически определяется сопротивлением резистора R_k , так как обычно выполняется условие $\frac{1}{h_{22}} \gg R_k$ и $R'_k \approx R_k$.

Отрицательный знак коэффициента усиления напряжения отражает факт инверсии фазы входного сигнала на выходе усилителя, что является отличительной особенностью каскада ОЭ по сравнению с каскадом ОК и ОБ. Коэффициент усиления напряжения зависит, как следует из (2.3), от параметров генератора входного сигнала и нагрузки и достигает максимального значения при $R_r = 0$ и $R_n = \infty$ (режим идеального напряжения):

$$|K_u \max| = h_{21\beta} \frac{R'_k}{h_{11\beta}} = \frac{E_{\text{ВЫХ}}}{E_{\text{ВХ}}} . \quad (2.5)$$

Как видно из этой формулы, для увеличения коэффициента усиления идеального усилителя напряжения надо увеличивать R'_k и уменьшать $h_{11\beta}$ (т. е. выбирать транзисторы с меньшими значениями $h_{11\beta}$ и $h_{22\beta}$). Однако при последовательном соединении усилительных каскадов, когда $R_r > 0$ и $R_n < \infty$, необходимо учитывать значения коэффициентов распределения напряжений $\xi_{\text{ВХ } i}$ и $\xi_{\text{ВЫХ } i}$, которые будут уменьшаться при уменьшении $h_{11\beta}$ ($\xi_{\text{ВХ } i}$) и увеличении R'_k ($\xi_{\text{ВЫХ } i}$), что приведет к уменьшению коэффициента усиления напряжения. Согласование усилительных каскадов и заключается в оптимальном выборе сопротивления R_k и параметров транзистора $h_{11\beta}$ и $h_{22\beta}$ для получения максимального коэффициента усиления напряжения K_u .

Коэффициент усиления тока каскада, как следует из (2.4), ограничен значением коэффициента передачи тока $h_{21\beta}$ транзистора и зависит от коэффициентов токораспределения $\xi_{\text{ВХ } i}$ и $\xi_{\text{ВЫХ } i}$, которые максимальны и равны единице при $R = \infty$ и $R_n = 0$ (режим усилителя тока). Реально $R < \infty$ и $R_n > 0$, и всегда $K_i < h_{21\beta}$.

Для выходного каскада усилителя необходимо знать коэффициент усилителя мощности

$$K = \frac{P_n}{P_r} = \frac{I_n U_n}{I_r U_r} = K_i K_u . \quad (2.6)$$

Нетрудно показать, что коэффициент K_p максимален при $R_n = R_{\text{ВЫХ}}$. Поскольку в каскаде ОЭ коэффициенты K_i и K_u могут быть весьма значительными, то и усиление мощности может быть велико.

В лабораторном стенде цепь эмиттера каскада ОЭ выполнена таким образом, что можно вводить отрицательную обратную связь по переменному току, не изменяя при этом режима покоя транзистора (рис. 2.6). Влияние сопротивле-

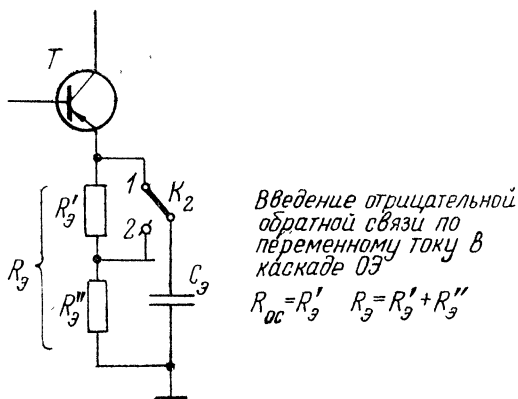


Рис. 2.6. Схема подачи отрицательной обратной связи по переменному току

ния обратной связи на параметры каскада ОЭ аналогично влиянию внутренней обратной связи по току в транзисторе, обусловленной наличием общего для входной и выходной цепей сопротивления $r_э$. Эта обратная связь характеризуется коэффициентом обратной связи $\gamma_б = \frac{\Delta I_б}{\Delta I_к}$, показывающим, какая часть тока коллектора ответвляется в цепь базы.

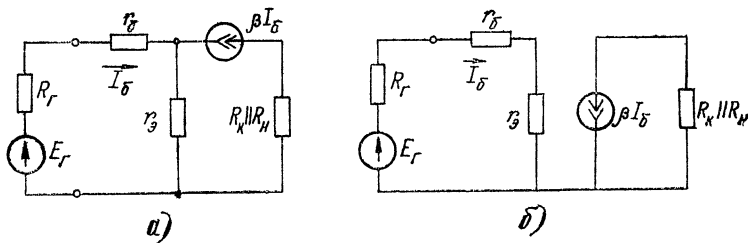


Рис. 2.7. Эквивалентная схема реального транзистора (а), идеального транзистора без внутренней обратной связи (б)

На рис. 2.7, а и б приведены две эквивалентные схемы. В схеме рис. 2.7, а, соответствующей реальному транзисто-

ру, имеет место обратная связь по току. Коэффициент обратной связи равен

$$\gamma_6 = \frac{r_9}{R_r + r_9 + r_6} . \quad (2.7)$$

При $R_r = 0$

$$\gamma_6 = \gamma_{60} = \frac{r_9}{r_9 + r_6} . \quad (2.8)$$

В схеме рис. 2.6, б обратной связи нет. Для этой схемы входное сопротивление равно

$$r'_{вх} = r_6 + r_9 = h'_{119} \quad (2.9)$$

и ток базы

$$I'_6 = \frac{E_r}{R_r + r_6 + r_9} = \frac{E_r}{R_r + h'_{119}} . \quad (2.10)$$

Коэффициент усиления напряжения равен

$$K'_u = -\beta \frac{R_k \parallel R_H}{R_r + r_9 + r_6} , \quad (2.11)$$

или в h -параметрах

$$K'_u = -h_{219} \cdot \frac{R_k \parallel R_H}{R_r + h'_{119}} . \quad (2.12)$$

Коэффициент усиления тока в схеме рис. 2.7, б равен

$$K'_i = \beta \frac{R_r}{R_r + r_6 + r_9} \cdot \frac{R_k}{R_k + R_H} \quad (2.13)$$

или в h -параметрах

$$K'_i = \frac{h_{219} R_r}{R_r + h_{119}} \cdot \frac{R_9}{R_k + R_H} . \quad (2.14)$$

Для эквивалентной схемы реального транзистора параметры $r_{вх}$, K_u , K_i (рис. 2.7, а) можно выразить через коэффициент обратной связи и соответствующие параметры схемы без обратной связи (рис. 2.7, б).

В самом деле, входное сопротивление транзистора, определяемое соотношением (3.91) [4], через коэффициент γ_{60} и $r'_{вх}$, выражается формулой

$$r_{вх} = r'_{вх} (1 + \gamma_{60} \beta) \quad (2.15)$$

или в h -параметрах

$$h_{119} = h'_{119} (1 + \gamma_{60} h_{219}) . \quad (2.15a)$$

Коэффициент усиления напряжения через γ_6 и K'_u равен

$$K_u = \frac{K'_u}{1 + \gamma_6 \beta} \quad (2.16)$$

или в h -параметрах

$$K_u = \frac{K'_u}{1 + \gamma_6 h_{21a}} \quad (2.16a)$$

Соответственно коэффициент усиления тока равен

$$K_t = \frac{K'_t}{1 + \gamma_6 \beta} \quad (2.17)$$

или в h -параметрах

$$K_t = \frac{K'_t}{1 + \gamma_6 h_{21a}} \quad (2.17a)$$

Ток базы в реальных транзисторах определяется через ток I'_6 и γ_6 по формуле

$$I_6 = \frac{I'_6}{1 + \gamma_6 \beta} = \frac{I'_6}{1 + \gamma_6 h_{21a}}, \quad (2.18)$$

т. е. обратная связь является отрицательной. Из соотношений (2.15) и (2.18) видно, что входное сопротивление при наличии отрицательной обратной связи увеличивается в $(1 + \gamma_6 \beta)$ раз, а входной ток I_6 соответственно уменьшается в $(1 + \gamma_6 \beta)$ раз. Коэффициенты усиления напряжения (2.16) и тока (2.17) уменьшаются в $(1 + \gamma_6 \beta)$ раз. Можно показать, что отрицательная обратная связь повышает стабильность коэффициента усиления в $(1 + \gamma_6 \beta)$ раз.

Включение в цепь эмиттера внешнего резистора R'_e приводит к увеличению коэффициента обратной связи, который при $R_r = 0$ становится равным

$$\gamma_{60} = \frac{r_e + R'_e}{r_e + R'_e + r_{e1}} \quad (2.19)$$

Для реальной схемы усилительного каскада коэффициент обратной связи равен

$$\gamma_6 = \frac{r_e + R'_e}{r_e + R'_e + r_{e1} + R_r \parallel R} \quad (2.20)$$

т. е. с увеличением R'_e коэффициент γ_6 увеличивается.

Для расчета параметров усилителя с обратной связью можно воспользоваться соотношением (3-91) [4], заменив в нем r_s на сумму $r_s + R_{oc}$:

$$h^{oc}_{11\beta} = r_s + r_s(1 + \beta) + R_{oc}(1 + \beta) \quad (2.21)$$

или

$$h^{oc}_{11\beta} = h_{11\beta} + R_{oc}(1 + \beta). \quad (2.22)$$

С учетом соотношения (2.22) получаем

$$R_{вх\ oc} = R \parallel [h_{11\beta} + (1 + h_{21\beta})R_{oc}] \quad (2.23)$$

и при $R \gg h^{oc}_{11\beta}$

$$R_{вх\ oc} = h_{11\beta} + R_{oc}(1 + \beta). \quad (2.24)$$

Коэффициент усиления напряжения при $R \gg h^{oc}_{11\beta}$

$$K_{u\ oc} = K_u \frac{R_r + h_{11\beta}}{R_r + h^{oc}_{11\beta}}. \quad (2.25)$$

Коэффициент усиления тока при $R \gg h^{oc}_{11\beta}$

$$K_{I\ oc} = K_I \frac{R + h_{11\beta}}{R + h^{oc}_{11\beta}}. \quad (2.26)$$

Введение отрицательной обратной связи снижает коэффициент усиления напряжения, но повышает его стабильность.

2.2.2. Каскад с общим коллектором (эмиттерный повторитель)

Схема каскада ОК приведена на рис. 2.3. Режим покоя транзистора задается резисторами R_1 , R_2 и R_3 .

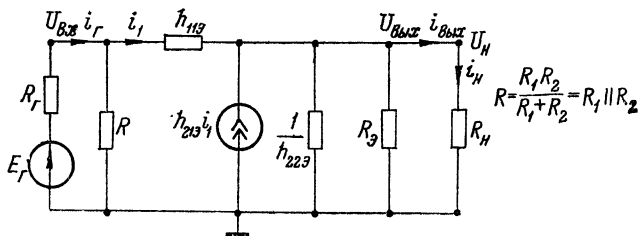


Рис. 2.8. Эквивалентная схема усилительного каскада с общим коллектором в h -параметрах

Для анализа усилителя ОК можно воспользоваться эквивалентной схемой замещения транзистора в h -параметрах, значения которых определены для схемы включения транзистора с общим эмиттером (рис. 2.8). В этой схеме, как и

в схеме рис. 2.5, не учтена внутренняя обратная связь по напряжению.

Из схемы замещения каскада ОК определяем его основные параметры:

входное сопротивление

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\Gamma}} = R \left\| \left[h_{11\text{э}} + (1 + h_{21\text{э}}) \left(\frac{1}{h_{22\text{э}}} \| R_{\text{н}} \right) \right] \right\| ; \quad (2.27)$$

выходное сопротивление

$$R_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых}}}{I_{\text{вых}}} = \left(\frac{h_{11\text{э}} + R_{\Gamma} \| R}{1 + h_{21\text{э}}} \right) \left\| \frac{1}{h_{22\text{э}}} \right\| R_{\text{э}} ; \quad (2.28)$$

коэффициент усиления напряжения

$$K_u = \frac{U_{\text{н}}}{E_{\Gamma}} = \frac{(1 + h_{21\text{э}}) R'_{\text{э}}}{(1 + h_{21\text{э}})(R'_{\text{э}} \| R_{\text{н}}) + h_{11\text{э}}} \xi_{\text{вх} \text{ } u} \cdot \xi_{\text{вых} \text{ } u} , \quad (2.29)$$

где $R'_{\text{э}} = R_{\text{э}} \| 1/h_{22\text{э}}$,

где $\xi_{\text{вх} \text{ } u} = \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + R_{\Gamma}}$ — коэффициент распределения напряжения генератора;

$\xi_{\text{вых} \text{ } u} = \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R'_{\text{э}}}$ — коэффициент распределения выходного напряжения;

коэффициент усиления тока

$$K_i = \frac{I_{\text{н}}}{I_{\Gamma}} = (1 + h_{21\text{э}}) \xi_{\text{вх} \text{ } i} \xi_{\text{вых} \text{ } i} , \quad (2.30)$$

где $\xi_{\text{вх} \text{ } i} = \frac{R}{R + R'_{\text{вх}}}$ — коэффициент токораспределения на входе;

$R'_{\text{вх}}$ — входное сопротивление каскада при $R \rightarrow \infty$;

$\xi_{\text{вых} \text{ } i} = \frac{R'_{\text{э}}}{R'_{\text{э}} + R_{\text{н}}}$ — коэффициент токораспределения на выходе.

Сравнивая полученные выражения с аналогичными формулами для каскада ОЭ, приходим к следующим выводам:

1) входное сопротивление каскада ОК может быть значительно больше, чем у каскада ОЭ, если сопротивление входного делителя достаточно велико;

2) выходное сопротивление каскада ОК значительно меньше, чем у каскада ОЭ, практически не зависит от сопротивления резистора выходной цепи каскада в достаточно широком диапазоне его изменения;

3) коэффициент усиления напряжения каскада ОК всегда меньше единицы и зависит от сопротивлений R_n и R_r ;

4) коэффициент усиления тока несколько больше, чем в каскаде ОЭ, при тех же значениях $\xi_{вх i}$ и $\xi_{вых i}$;

5) коэффициент усиления мощности каскада ОК обычно несколько меньше, чем у каскада ОЭ, но при малых сопротивлениях нагрузки может быть и больше.

Указанные свойства каскада ОК (большое входное и малое выходное сопротивления, меньше, чем единица, коэффициент усиления напряжения) обусловлены наличием глубокой отрицательной обратной связи по напряжению, являющейся неотъемлемым свойством схемы с общим коллектором. Эта особенность каскада ОК становится объяснимой при сопоставлении схем замещения каскада ОЭ (рис. 2.5) и каскада ОК (рис. 2.8). Различие в структурах схем замещения заключается в том, что в каскаде ОК входная и выходная цепи связаны не только по току (как и в каскаде ОЭ), но и по напряжению. Входной ток транзистора в каскаде ОЭ равен

$$I_1^{ОЭ} = \frac{U_{вх}}{h_{11э}}, \quad (2.31)$$

а в каскаде ОК

$$I_1^{ОК} = \frac{U_{вх} - U_{вых}}{h_{11э}}. \quad (2.32)$$

При $R_r = 0$ выражения (2.31) и (2.32) записываются следующим образом:

$$I_1^{ОЭ} = \frac{E_r}{h_{11э}}; \quad (2.33)$$

$$I_1^{ОК} = \frac{E_r - K_u E_r}{h_{11э}} = \frac{(1 - K_u) E_r}{h_{11э}}. \quad (2.34)$$

При $R = \infty$ входные сопротивления каскадов определяются по формулам:

$$R_{вх}^{ОЭ} = \frac{E_r}{I_1^{ОЭ}} = h_{11э}; \quad (2.35)$$

$$R_{вх}^{ОК} = \frac{E_r}{I_1^{ОК}} = \frac{h_{11э}}{1 - K_u}. \quad (2.36)$$

Из (2.36) следует, что входное сопротивление каскада ОК благодаря наличию отрицательной обратной связи в $\frac{1}{1-K_u}$ раз больше, чем каскада ОЭ.

Тот же результат можно получить из сопоставления выражений (2.1) и (2.27), считая, что $R = \infty$.

Аналогичным образом можно показать, что выходное сопротивление каскада ОК в $\frac{1}{1-K_u}$ раз меньше, чем каскада ОЭ для равных значений R_k и R_3 .

Обладая высоким входным и низким выходным сопротивлениями, каскад ОК применяется для согласования усилительных каскадов между собой, а также с источниками входного сигнала и нагрузкой. Как следует из (2.29), каскад ОК не инвертирует фазу сигнала и не усиливает напряжение.

Обычно коэффициент усиления каскада ОК близок к единице, а напряжение на выходе (эмиттере) как бы «повторяет» входное напряжение. Поэтому широкое распространение получило другое название каскада ОК — эмиттерный повторитель.

2.2.3. Каскад с общей базой

Схема каскада ОБ приведена на рис. 2.4. Режим покоя задается резисторами R_3 , R_1 , R_2 и R_k . Конденсатор C_6 обес-

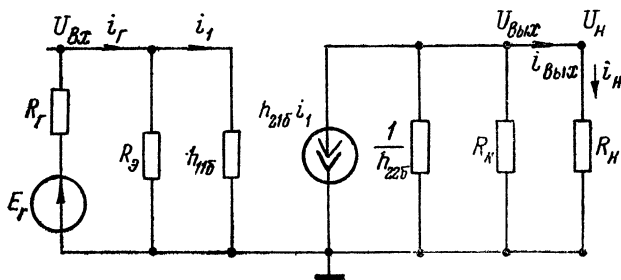


Рис. 2.9. Эквивалентная схема усилительного каскада с общей базой в h -параметрах

печивает включение транзистора по схеме с общей базой по переменной составляющей.

Эквивалентная схема замещения каскада ОБ приведена на рис. 2.9. По своей структуре она не отличается от схемы замещения каскада ОЭ (рис. 2.5). Различие заключается в

значениях h -параметров, но это обуславливает существенные особенности каскада по сравнению с каскадом ОЭ. Для определения параметров каскада ОБ можно воспользоваться соответствующими выражениями для каскада ОЭ (2.1) — (2.2), заменяя индексы у h -параметров и сопротивление R на R_g .

Связь h -параметров схемы ОБ с h -параметрами схемы ОЭ задается известными соотношениями:

ределения

$$h_{116} = \frac{h_{119}}{1 + h_{219}} ;$$

Особенно

$$h_{216} = - \frac{h_{219}}{1 + h_{219}} ;$$

$$h_{226} = \frac{h_{229}}{1 + h_{219}} .$$

Как и в схеме ОЭ, можно пренебречь коэффициентом обратной связи h_{12} , так как $h_{126} \ll 1$.

С учетом вышеизложенного получаем для основных параметров каскада ОБ:

входное сопротивление

$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = \frac{U_{вх}}{I_r} = R_g \parallel h_{116}; \quad (2.37)$$

выходное сопротивление

$$R_{вых} = \frac{U_{вых}}{I_{вых}} = \frac{1}{h_{226}} \parallel R_k = R'_k; \quad (2.38)$$

коэффициент усиления напряжения

$$K_u = \frac{U_n}{E_r} = - h_{216} \frac{R'_k}{h_{116}} \xi_{вх u} \xi_{вых u}, \quad (2.39)$$

где $\xi_{вх u} = \frac{R_{вх}}{R_{вх} + R_r}$ — коэффициент распределения напряжения генератора;

$\xi_{вых u} = \frac{R_n}{R_n + R'_k}$ — коэффициент распределения выходного напряжения;

коэффициент усиления тока

$$K_i = \frac{I_n}{I_r} = - h_{216} \xi_{вх i} \xi_{вых i}, \quad (2.40)$$

где $\xi_{\text{вх}t} = \frac{\tilde{R}_9}{R_9 + h_{116}}$ — коэффициент токораспределения на входе;

$\xi_{\text{вых}t} = \frac{R'_k}{R'_k + R_n}$ — коэффициент токораспределения на выходе.

Входное сопротивление каскада ОБ практически равно h_{116} и существенно меньше входного сопротивления каскада ОЭ. Выходное сопротивление определяется сопротивлением R_n , поскольку $1/h_{226} \gg R_n$.

Коэффициент усиления напряжения того же порядка, как и каскада ОЭ для тех же значений R_r и R_n . Однако в случае последовательного соединения каскадов ОБ коэффициент усиления напряжения становится меньше единицы. Действительно, подставляя в (2.39) значение $R_r = R_{\text{вых}}$ и $R_n = R_{\text{вх}}$, после преобразований получаем

$$K_u = -h_{216} \frac{R_9}{R_9 + h_{116}} \cdot \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вых}} + R_{\text{вх}}} \cdot \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + R_{\text{вых}}} < 1.$$

Как следует из (2.40), коэффициент усиления тока каскада ОБ всегда меньше единицы, следовательно, в случае последовательного соединения однотипных каскадов ОБ коэффициент усиления мощности меньше единицы. Отметим, что каскад ОБ так же, как и каскад ОК, не инвертирует фазу входного сигнала (значение h_{216} в (2.39) и (2.40) меньше нуля).

Преимуществом каскада является большая линейность выходных характеристик транзистора по сравнению с выходными характеристиками транзистора в схемах ОЭ и ОК. Следовательно, в каскаде ОБ могут быть достигнуты большие значения неискаженного выходного напряжения. По этой причине каскады ОБ применяются в качестве выходных (оконечных) в усилителях мощности, если необходимо обеспечить малый коэффициент нелинейных искажений выходного напряжения.

Другим достоинством каскадов ОБ является большое значение верхней граничной частоты f_v по сравнению с каскадами ОЭ и ОК, что обусловлено значительно большим значением граничной частоты f_a по сравнению с f_v транзисторов.

2.3. Усилительные каскады на униполярных транзисторах

Применительно к униполярным транзисторам различают три типа усилительных каскадов: каскад с общим истоком (рис. 2.10), каскад с общим стоком (истоковый повторитель) (рис. 2.11) и каскад с общим затвором (рис. 2.12).

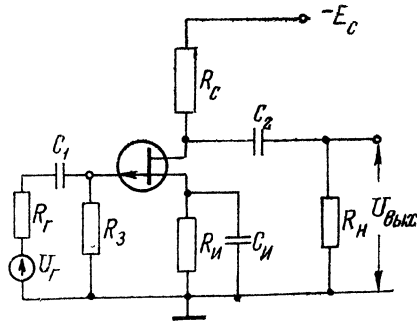


Рис. 2.10. Схема каскада с общим истоком

В схемах каскадов роль пассивных компонентов, обеспечивающих режим работы транзистора по постоянному току, выполняют: в цепи питания (3) R_c (рис. 2.10, 2.12), R_x (рис. 2.11); в цепи смещения (4) R_3 ($E_{см} = -I_{са} \cdot R_x$) (рис. 2.10, 2.11). Роль разделительных элементов выполняют

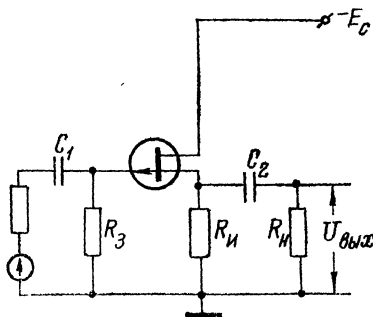


Рис. 2.11. Схема каскада с общим стоком (истоковый повторитель)

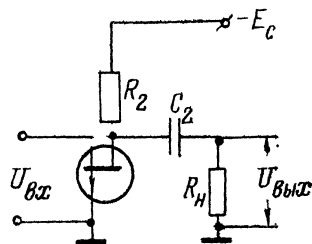


Рис. 2.12. Схема каскада с общим затвором

разделительные конденсаторы C_1 и C_2 . (В схеме рис. 2.12 C_1 не показано, так как схема с общим затвором самостоя-

тельного применения не имеет, но находит применение в качестве элемента сложных усилительных устройств).

Как и в схемах на биполярных транзисторах, емкости конденсаторов C_1 и C_2 выбираются достаточно большими, чтобы свести к минимуму влияние конденсаторов на параметры усилительных каскадов.

2.3.1. Каскад с общим истоком

В схеме каскада (рис. 2.10) применяется так называемое автоматическое смещение, реализуемое с помощью цепи $R_{\kappa}C_{\kappa}$. Падение напряжения на сопротивлении R_{κ} от тока покоя транзистора $I_{\text{на}} \cong I_{\text{са}}$ создает смещение потенциала истока относительно точки заземления на величину $U_{\text{иа}} = -I_{\text{са}}R_{\kappa}$, а потенциал затвора задается равным нулю, так как падение напряжения от тока затвора на сопротивлении R_g пренебрежимо мало (ток затвора мал). В итоге напряжение между затвором и истоком в режиме покоя будет равно $U_{\text{зи}} = I_{\text{са}} \cdot R_{\kappa}$. Наличие R_{κ} создает отрицательную обратную связь по постоянному току, что улучшает стабильность усилительного каскада. Для блокирования обратной связи по переменной составляющей резистор R_{κ} шунтируют конденсатором C_{κ} .

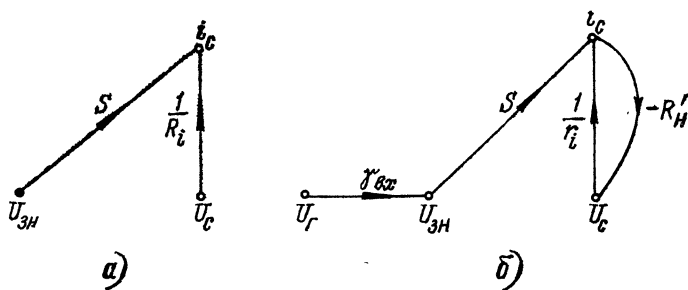


Рис. 2.13. Сигнальные графы полевого транзистора (а), каскада с общим истоком (б)

Определим основные показатели усилительного каскада в диапазоне средних частот. Для этого можно (рис. 4.11 [4]) воспользоваться либо эквивалентной схемой транзистора, либо теорией сигнальных графов. Применим теорию сигнальных графов. На рис. 2.13, а приведен S -граф полевого тран-

вистора. Для построения сигнального графа усилительного каскада необходимо учесть следующие соотношения:

$$U_{\text{зн}} = U_{\text{г}} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_{\text{г}}} = U_{\text{г}} \cdot \gamma_{\text{вх}}, \quad (2.41)$$

$$U_{\text{с}} = -R'_{\text{н}} I_{\text{с}}, \quad (2.42)$$

где $R'_{\text{н}} = R_{\text{с}} \parallel R_{\text{н}}$.

Достроив ветви графа на основании (2.41) и (2.42), получим граф усилительного каскада (рис. 2.13, б), который содержит только один контур обратной связи с передачей $-\frac{R'_{\text{н}}}{r_i}$, поэтому определитель графа будет равен $\Delta = 1 + \frac{R'_{\text{н}}}{r_i}$.

Применяя формулу Мэсона [3], получим выражение для коэффициента усиления напряжения

$$K_u = \frac{U_{\text{с}}}{U_{\text{г}}} = -\frac{\gamma_{\text{вх}} S R'_{\text{н}}}{1 + \frac{R'_{\text{н}}}{r_i}}, \quad (2.43)$$

которое после преобразования примет вид

$$K_u = -\gamma_{\text{вх}} S r_i \parallel R_{\text{с}} \parallel R_{\text{н}}. \quad (2.44)$$

При $R_{\text{г}} = 0$ и $R'_{\text{н}} \rightarrow \infty$ коэффициент усиления достигает предельной величины

$$K_{u \text{ max}} = S r_i = \mu_{\text{тр}}, \quad (2.45)$$

где $\mu_{\text{тр}}$ — статический коэффициент транзистора.

Выходное сопротивление каскада

$$R_{\text{вых}} = R_{\text{с}} \parallel r_i \cong R_{\text{с}}. \quad (2.46)$$

Входное сопротивление рассматриваемого каскада определяется практически сопротивлением резистора R_3 , так как входное сопротивление собственно полевого транзистора значительно превышает эту величину.

Оценим эквивалентную входную емкость усилительного

каскада. На рис. 2.14 приведена схема усилительного каскада, в которой показаны паразитные емкости транзистора $C_{3\text{с}}$, $C_{3\text{н}}$, $C_{\text{сн}}$.

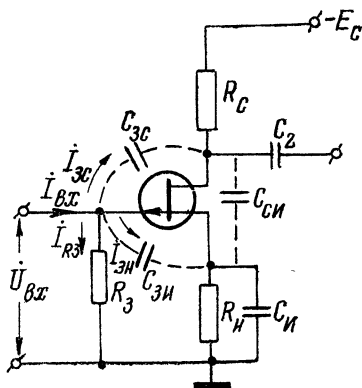


Рис. 2.14. Схема каскада с общим истоком (показаны межэлектродные емкости)

Запишем выражение для тока $I_{вх}$

$$I_{вх} = I_{R_3} + I_{зс} + I_{зн},$$

где $I_{зс}$, $I_{зн}$ — токи в емкостях $C_{зс}$ и $C_{зн}$.

Выражая составляющие токов через $\dot{U}_{вх}$ и проводимости ветвей, получим

$$I_{вх} = \frac{\dot{U}_{вх}}{R_3} + j\omega C_{зн} \dot{U}_{вх} + j\omega C_{зс} \dot{U}_{зс}. \quad (2.47)$$

Переменный сигнал напряжения на емкости $C_{зс}$ определяется разностью переменных потенциалов на обкладках конденсатора $C_{зс}$, которые соответственно равны $\dot{U}_{вх}$ и $\dot{U}_{с}$. Выражая переменную составляющую потенциала $\dot{U}_{с}$ через коэффициент усиления $\dot{U}_{с} = -K_{u0} \dot{U}_{вх}$, получим

$$\dot{I}_{вх} = \frac{\dot{U}_{вх}}{R_3} + j\omega C_{зн} \dot{U}_{вх} + j\omega C_{зс} \dot{U}_{вх}(1 + K_{u0}), \quad (2.48)$$

где K_{u0} — модуль коэффициента усиления напряжения каскада при $R_r = 0$.

Из выражения (2.48) находим

$$Y_{вх} = \frac{1}{R_3} + j\omega [C_{зн} + C_{зс}(1 + K_{u0})], \quad (2.50)$$

откуда получаем

$$C_{экив} = C_{зн} + C_{зс}(1 + K_{u0}). \quad (2.51)$$

Таким образом, входное сопротивление усилительного каскада является комплексным:

$$Z_{вх} = R_3 \parallel \frac{1}{j\omega C_{экив}}. \quad (2.52)$$

По аналогии с ламповыми каскадами эффект увеличения емкости затвор—сток $C_{зс}(1 + K_{u0})$ называют эффектом Миллера.

Импульсная добротность полевых транзисторов определяется так же, как в электронных лампах:

$$D_{пт} = \frac{S}{2,2(C_{зс} + C_{си})}. \quad (2.53)$$

2.3.2. Каскад с общим стоком (истоковый повторитель)

В схеме истокового повторителя (рис. 2.11) выходной переменный сигнал снимается с сопротивления R_n . Наличие в цепи истока резистора R_n создает стопроцентную отрицательную обратную связь по напряжению.

Определим основные показатели усилительного каскада в диапазоне средних частот. Воспользуемся для этого тео-

рией сигнальных графов. Для построения сигнального графа каскада необходимо учесть следующие соотношения:

$$U_{\text{вх}} = U_{\Gamma} \frac{R_3}{R_3 + R_{\Gamma}} = \gamma_{\text{вх}} U_{\Gamma}; \quad (2.54)$$

$$i_{\text{эи}} = U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}; \quad (2.55)$$

$$U_{\text{вых}} = I_0 (R_{\text{н}} \parallel R_{\text{н}}') = I_0 \cdot R'_{\text{нн}}; \quad (2.56)$$

$$U_0 = -U_{\text{вых}}. \quad (2.57)$$

Достроив ветви графа, согласно (2.54), (2.55), (2.56), (2.57), к S -графу (рис. 2.13, а), получим сигнальный граф

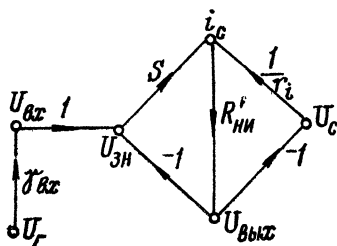


Рис. 2.15. Сигнальный граф истокового повторителя

усилительного каскада (рис. 2.15). Граф имеет два контура обратной связи с передачами $-SR'_{\text{нн}}$ и $-\frac{R'_{\text{нн}}}{r_i}$, поэтому определитель графа будет равен

$$\Delta = 1 + SR'_{\text{нн}} + \frac{R'_{\text{нн}}}{r_i}.$$

Применяя формулу Мезона, получим выражение для коэффициента усиления напряжения

$$K_u = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\Gamma}} = \frac{\gamma_{\text{вх}} SR'_{\text{нн}}}{1 + SR'_{\text{нн}} + \frac{R'_{\text{нн}}}{r_i}}. \quad (2.58)$$

Если учесть, что в практических схемах выполняется условие $r_i \gg R'_{\text{нн}}$,

$$K_u = \frac{\gamma_{\text{вх}} SR'_{\text{нн}}}{1 + SR'_{\text{нн}}}. \quad (2.59)$$

При $R_r=0$ и $R'_{нн} \rightarrow \infty$ коэффициент усиления достигает предельной величины

$$K_{u \max} = \frac{S r_i}{1 + S r_i} = \frac{\mu_{\text{тр}}}{1 + \mu_{\text{тр}}} . \quad (2.60)$$

В инженерных расчетах для определения K_u обычно применяется формула (2.59).

Выходное сопротивление каскада определяется из графа (рис. 2.10) при $R_n \rightarrow \infty$ и будет равно

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_n}{1 + S R_n + \frac{R_n}{r_i}} . \quad (2.61)$$

При $r_i \gg R_n$

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_n}{S \left(R_n + \frac{1}{S} \right)} = R_n \parallel \frac{1}{S} . \quad (2.62)$$

Если $R_n \gg \frac{1}{S}$, то

$$R_{\text{вых}} \cong \frac{1}{S} . \quad (2.63)$$

Для современных полевых транзисторов сопротивление $R_{\text{вых}}$ находится в пределах от сотен ом до единиц килоом.

Входное сопротивление определяется сопротивлением резистора R_3 , так как входное сопротивление собственно полевого транзистора значительно превышает эту величину.

Оценим эквивалентную входную емкость $C_{\text{вх}}$ усилительного каскада. На рис. 2.16 приведена схема, в которой показаны паразитные емкости транзистора $C_{зс}$, $C_{зи}$.

Запишем выражение для тока $I_{\text{вх}}$.

$$I_{\text{вх}} = I_{R_3} + I_{зс} + I_{зи} .$$

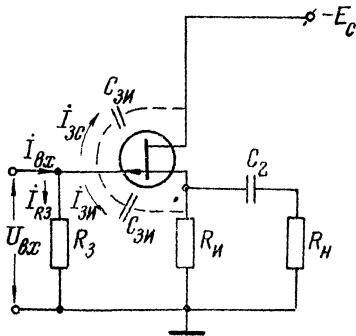


Рис. 2.16. Схема истокового повторителя

Выражая составляющие тока через $\dot{U}_{вх}$ и проводимости ветвей, получим

$$\dot{i}_{вх} = \frac{\dot{U}_{вх}}{R_3} + j\omega C_{зс} \dot{U}_{вх} + j\omega C_{зн} \dot{U}_{зн}. \quad (2.64)$$

Переменный сигнал напряжения на емкости $C_{зн}$ определяется разностью

$$\dot{U}_{зн} = \dot{U}_{вх} - \dot{U}_{вых} = \dot{U}_{вх} (1 - K_{и0}), \quad (2.65)$$

где $K_{и0}$ — коэффициент усиления напряжения истокового повторителя при $R_r = 0$ ($\gamma_{вх} = 1$). Подставляя $\dot{U}_{зн}$ из (2.65) в (2.64), получим

$$\dot{i}_{вх} = \frac{\dot{U}_{вх}}{R_3} + j\omega C_{зс} \dot{U}_{вх} + j\omega C_{зн} (1 - K_{и0}) \dot{U}_{вх}. \quad (2.66)$$

Из выражения (2.66) находим

$$Y_{вх} = \frac{1}{R_3} + j\omega [C_{зс} + C_{зн} (1 - K_{и0})], \quad (2.67)$$

откуда получаем

$$C_{экв\ ип} = C_{зс} + C_{зн} (1 - K_{и0}). \quad (2.68)$$

Входное сопротивление истокового повторителя является комплексным и формально определяется по формуле (2.52), в которую подставляется значение $C_{экв\ ип}$, найденное по формуле (2.68).

Эквивалентная входная емкость истокового повторителя существенно меньше эквивалентной входной емкости каскада с общим истоком (2.51). Это делает истоковый повторитель по отношению к каскаду с общим истоком более высокочастотным.

Глава 3

УСИЛИТЕЛИ С RC-СВЯЗЯМИ

Как уже отмечалось в главе 1, линейные усилители в общем случае являются многокаскадными устройствами. В усилителях переменного сигнала связь между каскадами осуществляется с помощью элементов, исключаящих гальваническую (непосредственную) связь одного каскада с другим, источника сигнала со входом усилителя и выхода усилителя с нагрузкой. В усилителях с RC-связями (рис. 3.1)

такими элементами являются конденсаторы C_{p1} , C_{p2} , C_{p3} , которые обладают малым сопротивлением для переменной составляющей сигнала и не пропускают постоянную составляющую. Именно поэтому усилители с RC -связями являются усилителями переменного сигнала.

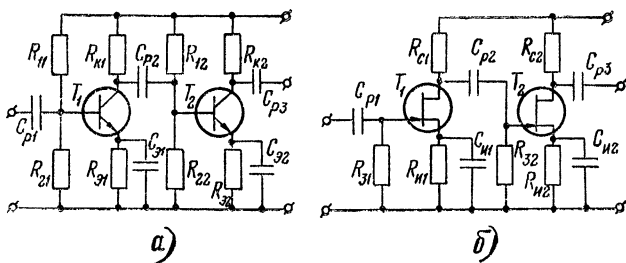


Рис. 3.1. Схема двухкаскадного RC -усилителя на биполярных (а) и полевых (б) транзисторах

Основными характеристиками усилителя с RC -связями являются амплитудная, частотная и переходная характеристики.

3.1. Частотные и переходная характеристики усилителя

3.1.1. Частотные характеристики усилителя

Типовые амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики усилителя с RC -связями приведены на рис. 1.3 и 3.2. Из характеристик видно, что анализ работы усилителя условно можно разделить на три диапазона: диапазон средних частот ($\Delta f = f_{в} - f_{н}$), где коэффициент усиления практически остается постоянным, а фазовый сдвиг близок к нулю; диапазон низких частот ($0 < f < f_{н}$), где коэффициент усиления усилителя уменьшается с уменьшением частоты, а фазовый сдвиг возрастает; диапазон высших частот ($f > f_{в}$), где с увеличением частоты коэффициент усиления уменьшается, а фазовый сдвиг возрастает по абсолютной величине. Описанный характер поведения амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик легко объяснить на примере однокаскадного усилителя на биполярном транзисторе (рис. 3.3, а). На этом же рисунке приводятся схемы замещения (рис. 3.3, б) и обобщенная эквивалентная схема (рис. 3.3, в) каскада, с помощью которых можно получить зависимость

коэффициента усиления от частоты. В общем виде выражение для изображения коэффициента усиления запишется в виде

$$K_u(p) = \frac{K_{u0}}{(1 + p\tau_B) \left(1 + \frac{1}{p\tau_H}\right)}, \quad (3.1)$$

где τ_B — постоянная времени, связанная с высшей граничной частотой f_B соотношением $\tau_B = \frac{1}{2\pi f_B}$;

τ_H — постоянная времени, связанная с низшей граничной частотой f_H соотношением $\tau_H = \frac{1}{2\pi f_H}$;

K_{u0} — коэффициент усиления напряжения на средней частоте.

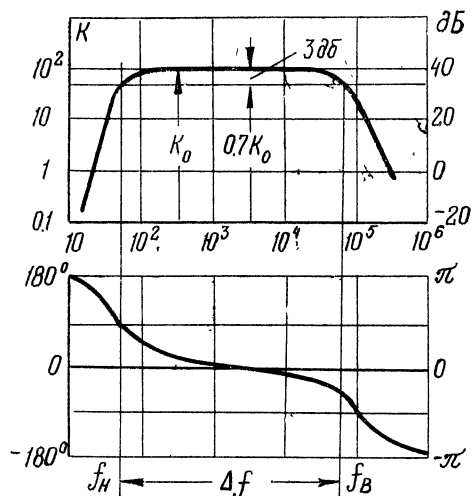


Рис. 3.2. Амплитудно-частотная (а) и фазо-частотная (б) характеристики двухкаскадного RC-усилителя

Поскольку $\tau_B \ll \tau_H$, то выражение (3.1) можно записать в виде

$$K_u(p) = \frac{K_{u0}}{1 + p\tau_B + \frac{1}{p\tau_H}}. \quad (3.2)$$

Подставив в (3.2) $p=j\omega$ и найдя модуль и фазу комплекса $K(j\omega)$, получим зависимости $K_u(\omega)$ и $\varphi_{yc}(\omega)$, приведенные на рис. 1.3 и рис. 3.2.

Модуль коэффициента усиления

$$K_u(\omega) = \frac{K_{u0}}{\sqrt{1 + \left(\omega\tau_B - \frac{1}{\omega\tau_H}\right)^2}}, \quad (3.3)$$

а аргумент его, представляющий собой фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями, равен

$$\varphi_{yc} = \text{arctg} \left(\frac{1}{\omega\tau_H} - \omega\tau_B \right). \quad (3.4)$$

На частоте $\omega_0 = \sqrt{\omega_H \omega_B}$ коэффициент усиления максимален: $K_u = K_{u0}$, а $\varphi_{yc} = 0$. Эта частота иногда называется квазирезонансной частотой.

В области низких частот $\left(\omega\tau_B \ll \frac{1}{\omega\tau_H}\right)$ модуль коэффициента усиления равен

$$K_{uH}(\omega) = \frac{K_{u0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau_H}\right)^2}} = \frac{K_{u0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_H}{\omega}\right)^2}}, \quad (3.5)$$

а аргумент

$$\varphi_{ycH}(\omega) = \text{arctg} \left(\frac{\omega_H}{\omega} \right). \quad (3.6)$$

В диапазоне высоких частот $\left(\omega\tau_B \gg \frac{1}{\omega\tau_H}\right)$ модуль коэффициента усиления определяется соотношением

$$K_{uB}(\omega) = \frac{K_{u0}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_B)^2}} = \frac{K_{u0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_B}\right)^2}}, \quad (3.7)$$

а аргумент

$$\varphi_{ycB}(\omega) = - \text{arctg} \left(\frac{\omega}{\omega_B} \right). \quad (3.8)$$

Уменьшение коэффициента усиления в области низких и высоких частот приводит к линейным искажениям импульсного сигнала. Возникновение искажения связано с тем, что при усилении несинусоидального напряжения отдельные составляющие его из-за неравномерности амплитудно-частотной ха-

характеристики усиливаются по-разному, в результате чего форма кривой усиленного напряжения искажается. Эти искажения оцениваются коэффициентом частотных искажений, который на низких частотах определяется отношением

$$M_n = \frac{K_{u0}}{K_{uH}} = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_n}{\omega}\right)^2}, \quad (3.9)$$

а на высоких частотах

$$M_v = \frac{K_{u0}}{K_{uH}} = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_v}\right)^2}. \quad (3.10)$$

Обычно для усилителей напряжения с резисторно-конденсаторной связью допустимая величина коэффициента частот-

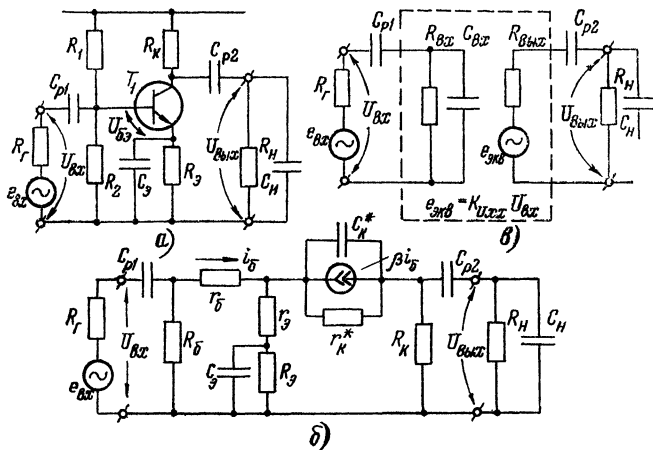


Рис. 3.3. Однокаскадный усилитель на биполярном транзисторе (а), его схема замещения (б) и обобщенная эквивалентная схема (в)

ных искажений находится в пределах 1,05—1,4. В усилителях радиотехнических устройств коэффициенты M_n и M_v принимаются равными $\sqrt{2}$. Это соответствует значениям частот $\omega_{n\text{ гр}} = \frac{1}{\tau_n}$ и $\omega_{v\text{ гр}} = \frac{1}{\tau_v}$. Значения $\omega_{n\text{ гр}}$ и $\omega_{v\text{ гр}}$, соответствующие допустимым коэффициентам частотных искажений, называются нижней и верхней граничными частотами. Диапазон частот, в котором коэффициенты частотных искажений

не превышают допустимых значений, т. е. $\Delta\omega = \omega_{в гр} - \omega_{н гр}$, называется полосой пропускания усилителя.

Коэффициент усиления многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов:

$$K_u(j\omega) = \prod_{i=1}^n K_{u i}(j\omega) = K_{u 1} e^{j\varphi_1} \cdot \dots \cdot K_{u n} e^{j\varphi_n}. \quad (3.11)$$

Отсюда следует, что коэффициенты частотных искажений и угол сдвига фаз между выходным и входным напряжениями многокаскадного усилителя возрастают с увеличением числа каскадов:

$$M = M_1 \cdot M_2 \cdot \dots \cdot M_n, \quad (3.12)$$

$$\varphi_{yc} = \varphi_1 + \varphi_2 + \dots + \varphi_n. \quad (3.13)$$

Полоса пропускания усилителя с увеличением числа каскадов уменьшается. Действительно, из соотношения (3.12) можно получить для n -каскадного усилителя следующие приближенные соотношения:

$$\omega_n = \sum_{i=1}^n \omega_{н i}, \quad (3.14)$$

$$\frac{1}{\omega_{в}} = \sqrt{\sum \left(\frac{1}{\omega_{в i}} \right)^2}, \quad (3.15)$$

где $\omega_{н i}$, $\omega_{в i}$ — нижняя и высшая граничные частоты отдельных каскадов.

3.1.2. Переходная характеристика усилителя

Для оценки линейных искажений, возникающих при передаче импульсных сигналов, обычно пользуются переходной характеристикой усилителя. Переходной характеристикой будем называть реакцию усилителя на единичную возмущающую функцию. Переходная характеристика усилителя применительно к изображению $K_u(p)$ (3.1) может быть определена сравнительно просто. Аналитическое выражение переходной характеристики имеет вид

$$K_u(t) = K_{u0} \left(e^{-\frac{t}{\tau_n}} - e^{-\frac{t}{\tau_{в}}} \right). \quad (3.16)$$

График этой функции приведен на рис. 3.4. Реальные переходные характеристики имеют более сложную форму (рис.

3.5). Линейные искажения выходного сигнала при этом оцениваются следующими параметрами:

1) временем задержки $t_з$, определяемым интервалом времени между моментом подачи входного сигнала и моментом достижения выходным сигналом уровня $0,1 U_{\text{вых м}}$;

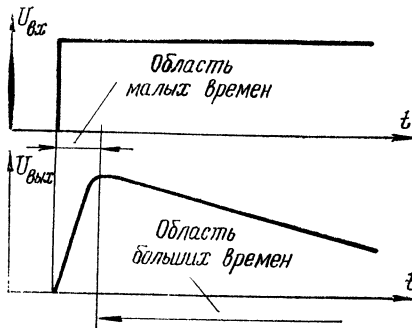


Рис. 3.4. Переходная характеристика усилителя

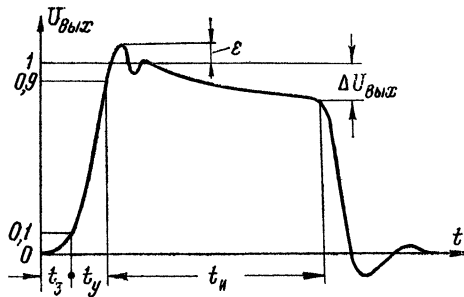


Рис. 3.5. Реальная переходная характеристика усилителя

2) временем нарастания фронта импульса $t_р$ или временем установления, определяемым интервалом времени, в течение которого выходной импульс нарастает от уровня $0,1 U_{\text{вых м}}$ до уровня $0,9 U_{\text{вых м}}$;

3) относительным спадом плоской вершины выходного импульса

$$\delta = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых м}}} = \frac{U_{\text{вых м}} - U_{\text{вых}}(t_n)}{U_{\text{вых м}}},$$

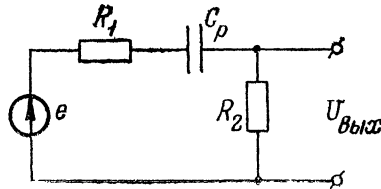
где t_u — длительность входного импульса прямоугольной формы.

Рассмотрим физические причины возникновения линейных искажений импульса и уменьшения коэффициента усиления в диапазоне низких и высоких частот и оценим количественно эти искажения.

3.2. Анализ работы усилителя в диапазоне низких частот и больших времен

Причиной уменьшения коэффициента усиления при уменьшении частоты и спада плоской вершины является наличие в схеме разделительных конденсаторов C_{p1} , C_{p2} и блокирующего конденсатора в цепи эмиттера. Цепи связи между источником сигнала и входом усилителя, выходом первого каскада и входом второго каскада имеют вид, приведенный на рис. 3.6. В цепи связи источника со входом усилителя $C_p =$

Рис. 3.6. Схема замещения усилителя в диапазоне низких частот, учитывающая разделительные конденсаторы



$= C_{p1}$, $R_1 = R_{ист}$, $R_2 = R_{вх1}$ постоянная времени $\tau_1 = C_{p1}(R_{ист} + R_{вх1})$, а в цепи связи между выходом первого и входом второго каскада $C_p = C_{p2}$, $R_1 = R_{вых1}$, $R_2 = R_{вх2}$ постоянная времени $\tau_2 = C_{p2}(R_{вых1} + R_{вх2})$. Коэффициент передачи такой цепи (рис. 3.6) определяется соотношением

$$K(j\omega) = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + \frac{1}{j\omega C_p}}$$

При уменьшении частоты сигнала возрастает сопротивление разделительных конденсаторов C_{p1} и C_{p2} , увеличивается падение напряжения на них, снижается коэффициент передачи и соответственно напряжение на входе транзисторов T_1 и T_2 . Это и приводит к уменьшению коэффициента усиления. Влияние конденсатора C_e состоит в том, что при уменьшении частоты возрастают сопротивление конденсатора и результирующее сопротивление в цепи эмиттера. Это приво-

дит к увеличению падения напряжения от переменной составляющей сигнала на сопротивлении R_0 и уменьшению воздействующего на вход транзистора напряжения U_0 , и, следовательно, к уменьшению выходного напряжения и коэффициента усиления.

В области низких частот выражения для коэффициента усиления и фазового сдвига записываются в виде (3.5) и (3.6). Оценим количественно значение постоянной времени $\tau_{\text{ц}}$. Для этого проследим воздействие на усилитель импульса в виде единичной функции в диапазоне больших времен (рис. 3.4). При подаче ступенчатого сигнала на вход цепей (рис. 3.6) скачок входного сигнала в первый момент передается на выход, а затем, по мере зарядки конденсатора, выходное напряжение уменьшается и создается спад плоской вершины. Переходная функция цепи, показанной на рис. 3.6, определяется по формуле

$$K_u(t) = K_{u0} e^{-\frac{t}{\tau_{\text{ц}}}}, \quad (3.17)$$

где $\tau_{\text{ц}}$ — постоянная времени цепи. В нашем случае $\tau_{\text{ц}}$ равна τ_1 или τ_2 .

Относительный спад плоской вершины, вызываемый RC -цепями связи, будет определяться по формуле

$$\delta_u = 1 - e^{-\frac{t_u}{\tau_{\text{ц}}}}. \quad (3.18)$$

При $t_u \ll \tau_{\text{ц}}$

$$\delta_u = \frac{t_u}{\tau_{\text{ц}}}. \quad (3.19)$$

Поскольку усилитель имеет две RC -цепи связи, суммарный спад плоской вершины при выполнении условий $t_u \ll \tau_1$ и $t_u \ll \tau_2$ будет равен

$$\delta_u = \delta_{u1} + \delta_{u2} = \frac{t_u}{\tau_1} + \frac{t_u}{\tau_2}. \quad (3.20)$$

Блокирующий конденсатор C_0 также вызывает спад плоской вершины. Действие его объясняется зависимостью управляющего входного тока каскада от напряжения на конденсаторе. При воздействии импульсного сигнала входной ток в первый момент достигает максимального значения (рис. 3.7)

$$I_{\text{вх}}(0) = \frac{U_{\text{вх м}}}{r_0 + r_0}, \quad (3.21)$$

а затем по мере зарядки конденсатора с постоянной времени τ_0 уменьшается и стремится к уровню

$$i_{\text{вх}}(\infty) = \frac{U_{\text{вх м}}}{r_0 + (r_0 + R_0)(1 + \beta)}. \quad (3.22)$$

Постоянная времени перезаряда τ_0 конденсатора C_0 определяется соотношением

$$\tau_0 = C_0 (R_{\text{вых } 0} \parallel R_0), \quad (3.23)$$

где $R_{\text{вых } 0}$ — выходное сопротивление каскада со стороны эмиттера, величина его равна

$$R_{\text{вых } 0} = \frac{(R_{\text{ист}} \parallel R_0) + r_0 + r_0}{1 + \beta}. \quad (3.24)$$

С уменьшением входного тока будет уменьшаться ток источника βi_0 и, следовательно, выходное напряжение.

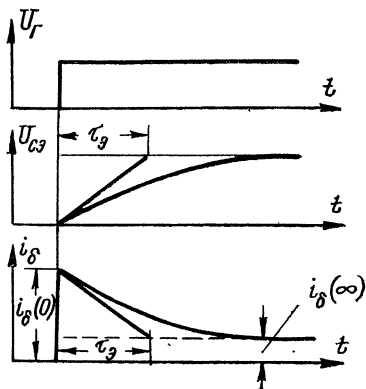


Рис. 3.7. Временная диаграмма входного тока транзистора при учете блокирующего конденсатора C

Отличие влияний конденсатора C_0 и конденсаторов в цепях связи C_{p1} и C_{p2} на форму импульса состоит в том, что по мере заряда конденсатора C_0 выходное напряжение стремится не к нулю, а к некоторому уровню $u_{\text{вых}}(\infty)$, определяемому током источника $\beta i_0(\infty)$.

Если выполняется условие $t_u \ll \tau_0$, то спад плоской вершины выходного напряжения, вызываемый влиянием блокирующего конденсатора C_0 , будет равен

$$\delta U_0 = \frac{t_u}{\tau_0},$$

а результирующий спад плоской вершины, вызванный всеми RC -цепями, будет равен сумме

$$\delta U = \delta U_1 + \delta U_2 + \delta U_0 = \frac{t_u}{\tau_{\text{н}}}, \quad (3.25)$$

где

$$\frac{1}{\tau_n} = \frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2} + \frac{1}{\tau_3}, \quad (3.26)$$

τ_n — эквивалентная постоянная времени, с которой изменяется выходное напряжение в области больших времен при действии на входе прямоугольного импульса.

Если учесть, что $\frac{1}{\tau_n} = \omega_n$, то

$$\delta U = t_n \cdot \omega_n. \quad (3.27)$$

Формула (3.27) устанавливает связь спада плоской вершины с нижней граничной частотой.

Коррекция спада плоской вершины (коррекция амплитудно-частотной характеристики в диапазоне низких частот)

Уменьшение спада плоской вершины (расширение частотного диапазона в область низких частот) достигается применением дополнительных корректирующих элементов. Одна из схем коррекции приведена на рис. 3.8, а. Корректирующим

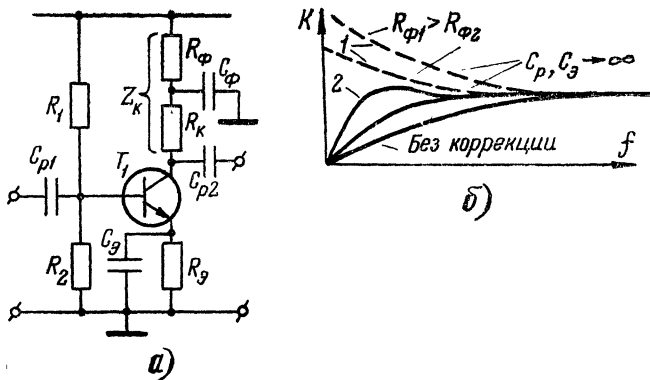


Рис. 3.8. Коррекция усилителя на низких частотах: а — схема, б — амплитудно-частотные характеристики

элементом является RC -фильтр на резисторе R_ϕ и конденсаторе C_ϕ . В диапазоне средних и высших частот резистор R_ϕ зашунтирован конденсатором C_ϕ и не оказывает никакого влияния на коэффициент усиления.

Основная идея коррекции состоит в том, что при уменьшении частоты ослабевает шунтирующее действие конденса-

тора, что приводит к увеличению эквивалентного сопротивления в цепи коллектора транзистора и, следовательно, к увеличению коэффициента усиления усилителя (рис. 3.8, б — кривая 1). При неоптимальном выборе параметров компонентов схемы (R_ϕ , C_ϕ , R_k) возможен подъем коэффициента усиления выше уровня K_{u0} в области низких частот (рис. 3.8, б — кривая 2).

Проследим действие корректирующего элемента в условиях усиления импульсного сигнала. Для упрощения учитываем только разделительный конденсатор C_{p2} , считая его единственным источником искажения вершины импульса. На рис. 3.9 приведены эквивалентная схема выходной цепи усилительного каскада и временные диаграммы выходного напряжения $u_{\text{вых}}(t)$, потенциала в точке «а» $u_a(t)$, напряжения на разделительном конденсаторе C_{p2} $u_c(t)$.

При действии в момент времени $t=t_0$ импульса источника тока $\beta i_b(0) = \beta I_{bM}$ скачком изменяются выходное напряжение и потенциал точки «а». Этот скачок передается через конденсатор C_{p2} на выход. Величина скачка равна $U_{\text{вых M}} =$

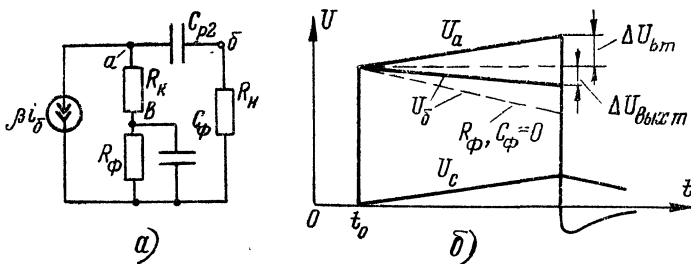


Рис. 3.9. Эквивалентная схема выходной цепи усилителя в области больших времен (а) и временные диаграммы (б)

$=\beta I_{bM}(R_k \parallel R_n)$. В первый момент времени конденсатор C_ϕ разряжен и $u_{c\phi} = 0$. По мере заряда конденсаторов C_ϕ и C_{p2} потенциал точки «а» u_a и напряжение на конденсаторе C_{p2} u_c будут возрастать. Полагая, что длительность импульса достаточно мала по сравнению с постоянными времени перезаряда конденсаторов C_ϕ и C_{p2} , можно считать зависимости $u_a(t)$ и $u_c(t)$ линейными. Если потенциал точки «а» за время действия импульса $t=t_u$ возрастет на столько же, на сколько увеличится напряжение на конденсаторе C_{p2} , то выходное напряжение останется неизменным. Если же кон-

денсатор C_ϕ будет заряжаться с большей скоростью, чем конденсатор C_{p2} , то $u_{\text{вых}}(t)$ будет иметь подъем, т. е. возникнет перекоррекция.

Определим условие коррекции. В общем виде выходное напряжение равно

$$u_{\text{вых}}(t) = U_{\text{вых м}} + \Delta u_a(t) - \Delta u_c(t). \quad (3.28)$$

При сделанных допущениях изменения $\Delta u_a(t)$ и $\Delta u_c(t)$ за время $t = t_u$ будут равны

$$\Delta u_o(t_u) = i_\phi \frac{t_u}{C_\phi} = \frac{U_{\text{вых м}}}{R_k} \cdot \frac{t_u}{C_\phi}, \quad (3.29)$$

$$\Delta u_c(t_u) = i_{\text{срз}} \frac{t_u}{C_{p2}} = \frac{U_{\text{вых м}}}{R_n} \cdot \frac{t_u}{C_{p2}}. \quad (3.30)$$

Тогда выходное напряжение к концу действия входного сигнала будет равно

$$u_{\text{вых}}(t_u) = U_{\text{вых м}} \left[1 + t_u \left(\frac{1}{R_k C_\phi} - \frac{1}{R_n C_{p2}} \right) \right]. \quad (3.31)$$

Условием коррекции $u_{\text{вых}}(t_u) = U_{\text{вых м}}$ является равенство

$$R_k C_\phi = R_n C_{p2}. \quad (3.32)$$

При $R_k C_\phi < R_n C_{p2}$ имеет место перекоррекция, а при $R_k C_\phi > R_n C_{p2}$ — недокоррекция.

Приведенный анализ работы корректирующего элемента является приближенным, хотя и достаточно нагляден. Он справедлив при $R_n \gg R_k$.

С учетом всех причин, вызывающих спад плоской вершины, условие коррекции записывается в виде

$$R_k C_\phi = \tau_n. \quad (3.33)$$

Из этого условия определяется емкость конденсатора. В усилителях с корректирующим звеном, рассчитанным из условия (3.32), реально имеет место спад вершины импульса, определяемый по формуле

$$\delta U = \frac{t_u^2}{2 \frac{R_\phi}{R_k} C_{p2} R_n}. \quad (3.34)$$

3.3. Анализ работы усилителя в диапазоне высоких частот и малых времен

Уменьшение коэффициента усиления K_u при увеличении частоты и затягивание фронта нарастания объясняются инер-

ционными свойствами транзистора и наличием в схеме паразитных емкостей. Для биполярного транзистора коэффициент передачи тока базы зависит от частоты (3.76) [4], а при действии на входе ступенчатого сигнала в виде единичной функции зависит от времени (3.67) [4]. Большой вклад в неравномерность частотной характеристики вносят емкости $C_{к}$, $C_{н}$. С увеличением частоты в диапазоне высоких частот уменьшается коэффициент β и увеличивается шунтирующее действие емкостей (рис. 3.3, в), приводящее к уменьшению входного сопротивления и сопротивления нагрузки, что в результате вызывает уменьшение коэффициента усиления. При действии на входе ступенчатого сигнала в виде единичной функции выходной сигнал не успевает за изменением входного сигнала, так как требуется определенное время на перезаряд емкостей и увеличение β до максимального уровня. В целом влияние названных факторов можно оценить в виде эквивалентной постоянной времени $\tau_{в}$, которая определяется из анализа схемы рис. 3.3, б. В диапазоне высоких частот конденсаторы $C_{р1}$, $C_{р2}$ и $C_{э}$ можно не учитывать (т. е. считать емкости их бесконечно большими).

В реальных усилителях входной сигнал подается от источника с конечным внутренним сопротивлением $R_{ист}$. В этом случае управляющий ток в течение действия входного сигнала не остается постоянным (рис. 3.10), что объясняется наличием внутренней обратной связи в транзисторе. В первый момент времени ток базы без учета сопротивления $R_{б}$ равен

$$i_b(0) = \frac{e_{ист}}{R_{ист} + r_b + r_{э}}. \quad (3.35)$$

По мере увеличения $\beta(t)$ ток базы будет уменьшаться, так как возрастает входное сопротивление. Установившееся зна-

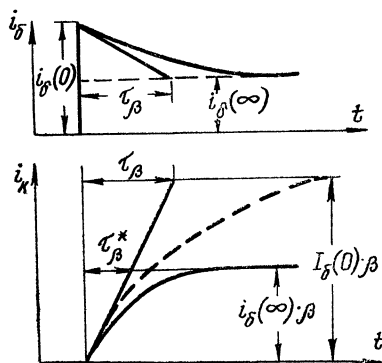


Рис. 3.10. Временная диаграмма реального базового тока и тока коллектора при воздействии от источника с конечным внутренним сопротивлением

чение тока будет равно

$$i_6(\infty) = \frac{e_{\text{ист}}}{R_{\text{ист}} + r_6 + r_3(1 + \beta_0)} = \frac{i_6(0)}{1 + \gamma_6 \beta_0}, \quad (3.36)$$

где $\gamma_6 = \frac{r_3}{R_{\text{ист}} + r_6 + r_3}$ — коэффициент обратной связи по току.

Коллекторный ток в первый момент изменяется с постоянной времени τ_β и стремится к уровню $i_6(0) \cdot \beta_0$ (рис. 3.10). Однако из-за уменьшения тока $i_6(t)$ уровень $i_k(t)$ ограничивается величиной $i_6(\infty) \cdot \beta_0$, и в результате эквивалентная постоянная времени нарастания коллекторного тока уменьшается до значения

$$\tau_\beta^* = \frac{\tau_\beta}{1 + \gamma_6 \beta_0}. \quad (3.37)$$

С учетом емкостей C_H и C_K эквивалентная постоянная времени изменения выходного напряжения будет равна

$$\tau_v = \tau_\beta^* + [C_K(1 + \beta_0) + C_H](R_K \parallel R_H). \quad (3.38)$$

Изображение коэффициента усиления напряжения будет равно

$$K_u(p) = \frac{K_{u0}}{1 + p\tau_v}. \quad (3.39)$$

Коэффициент усиления на средних частотах

$$K_{u0} = \frac{\beta_0 R_H}{(1 + \gamma_6 \beta_0)(R_{\text{ист}} + r_6 + r_3)}. \quad (3.40)$$

Выходное напряжение $u_{\text{вых}}(t)$ при действии на входе ступенчатого сигнала в виде единичной функции определяется соотношением

$$u_{\text{вых}}(t) = 1 \cdot K_{u0} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_v}} \right). \quad (3.41)$$

Длительность фронта нарастания (время установления) t_y равна

$$t_\phi = t_y = 2.2\tau_v = 2.2 \{ \tau_\beta^* + [C_K(1 + \beta) + C_H](R_K \parallel R_H) \}. \quad (5.42)$$

Высшая граничная частота ω_v равна

$$\omega_v = \frac{1}{\tau_v}.$$

Важной характеристикой усилителя является добротность D , которая определяется как произведение следующих величин:

$$D = K_{u0} \cdot f_v \quad (3.43)$$

или

$$D = K_{u0} \cdot \frac{1}{t_{y\frac{1}{2}}}, \quad (3.44)$$

где

$$f_B = \frac{\omega_B}{2\pi}.$$

Для усилительного каскада добротность определяется внутренними свойствами усилительного элемента и не может превышать определенной максимальной для этого элемента

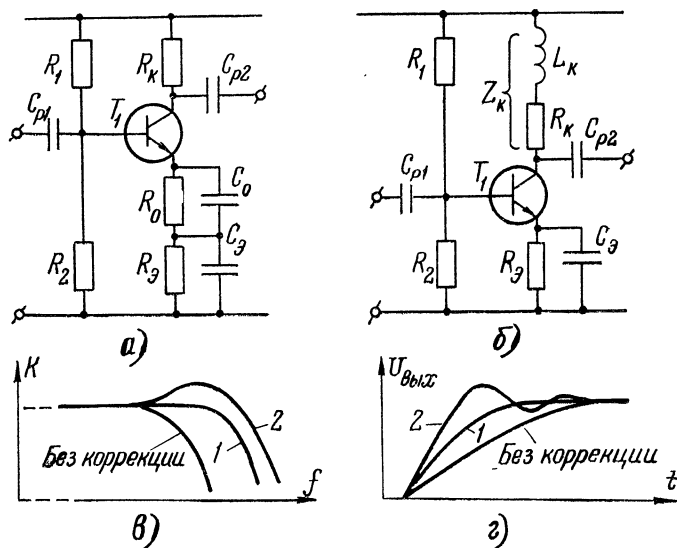


Рис. 3.11. Высоочастотные схемы коррекции: а — параллельная; б — последовательная; в — частотная характеристика; з — переходная характеристика

величины. Другими словами, для заданного типа усилительного элемента произведение $(K_{u0} \cdot f_B)$ останется постоянным при вариации K_{u0} и f_B . Нельзя увеличить K_{u0} , не снижая f_B , и наоборот.

Коррекция длительности фронта (коррекция амплитудно-частотной характеристики в диапазоне высших частот)

Для уменьшения длительности фронта (расширения $\omega_B = \frac{1}{\tau_B}$) в каскадах применяют специальные корректиру-

щие элементы. Наиболее распространенными из них являются цепь R_0C_0 в эмиттере транзистора (рис. 3.11, а) и индуктивность L_K в цепи коллектора (рис. 3.11, б).

Основная идея коррекции с помощью цепи R_0C_0 заключается в том, что на начальном этапе действия ступенчатого сигнала конденсатор малой емкости C_0 шунтирует резистор R_0 и тем самым обеспечивает больший управляющий ток и большую начальную скорость изменения тока коллектора. При этом длительность фронта нарастания сокращается. После перезаряда емкости C_0 в каскаде будет действовать отрицательная обратная связь, обусловленная наличием резистора R_0 . Эта связь улучшает такие свойства усилителя, как стабильность, линейность, увеличивает входное сопротивление. Однако наличие R_0 снижает коэффициент усиления и добротность. Включение же параллельно R_0 конденсатора C_0 способствует восстановлению добротности.

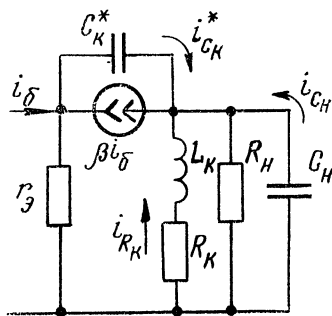


Рис. 3.12. Эквивалентная схема усилителя с корректирующей индуктивностью

Основная идея коррекции состоит в том, что индуктивность препятствует возрастанию тока в цепи R_K (рис. 3.12) и тем самым стремится сохранить ток перезаряда емкостей C_H и C_K^* постоянным, что и способствует более быстрому нарастанию напряжения на этих элементах.

Применение индуктивной коррекции позволяет уменьшить время установления выходного импульса на 40—70% по сравнению с некорректированным каскадом. Значение L_K (рис. 3.11, б — кривая 1) выбирается из условия $m=0,25$ (m — коэффициент коррекции):

$$L_K = 0,25R_K\tau_\beta. \quad (3.46)$$

При выборе слишком большой емкости C_0 коррекция приводит к появлению выбросов на переходной характеристике (рис. 3.11, г — кривая 2) и подъемов на амплитудно-частотной характеристике (рис. 3.11, в — кривая 2).

Оптимальное значение емкости (рис. 3.11, в, г — кривая 1) выбирается из условия

$$C_0 R_0 = \frac{\tau_\beta}{1 + \beta_0}. \quad (3.45)$$

Схема с корректирующей индуктивностью приведена на рис. 3.11, б.

3.4. Обратные связи в усилителях

Обратной связью называют явление передачи энергии из выходной цепи каскадов или усилителя во входную. В усилителе это явление выражается в передаче на вход части выходного сигнала (или всего сигнала) с помощью линейного четырехполюсника, называемого звеном или цепью обратной связи.

Обратные связи в усилителях либо создаются специально для изменения характеристики усилителя, либо возникают самопроизвольно. В последнем случае они называются паразитными.

Если при наличии обратной связи входной сигнал $U_{вх}$ складывается с сигналом обратной связи $U_{ос}$, в результате чего сигнал на входе усиливающего элемента возрастает, то

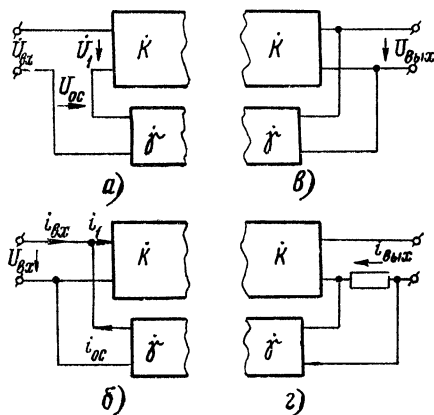


Рис. 3.13. Структурные схемы усилителей с обратной связью

такую обратную связь называют положительной. Если после введения обратной связи величины входного и выходного сигналов уменьшаются, что вызывается вычитанием величины сигнала обратной связи $U_{ос}$ из входного сигнала $U_{вх}$, то такая обратная связь называется отрицательной.

В зависимости от способа подачи напряжения обратной связи во входную цепь обратные связи подразделяются на последовательные и параллельные. При последовательной обратной связи напряжение обратной связи вводится последовательно с входным напряжением (рис. 3.13, а). Если же

сигнал обратной связи подается по отношению к входному напряжению параллельно, то такая обратная связь называется параллельной (рис. 3.13, б). При параллельной обратной связи складываются токи.

Различают обратные связи по напряжению и по току. При обратной связи по напряжению (току) сигнал обратной связи пропорционален выходному напряжению (току) усилителя. На рис. 3.13, в изображена структурная схема усилителя с обратной связью по напряжению, на рис. 3.13, г — по току.

Последовательная обратная связь по напряжению

Звено обратной связи характеризуется коэффициентом передачи γ , равным отношению напряжения обратной связи к выходному напряжению усилителя $\dot{\gamma} = \frac{\dot{U}_{oc}}{\dot{U}_{вых}}$ и называемым коэффициентом обратной связи.

Обратная связь оказывает существенное влияние на характеристики усилителя, в частности, на коэффициент усиления и поэтому является радикальным средством изменения характеристик усилителя.

Для входной цепи усилителя можно составить следующее уравнение:

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_{вх} + \dot{U}_{oc}, \quad (3.47)$$

$$\dot{U}_{oc} = \dot{\gamma} \dot{U}_{вых} = \dot{\gamma} \dot{K}_u \dot{U}_1. \quad (3.48)$$

\dot{K}_u является коэффициентом усиления усилителя без обратной связи. Коэффициент усиления усилителя с обратной связью равен отношению

$$\dot{K}_{u oc} = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{вх}}. \quad (3.49)$$

С учетом (3.47) и (3.48) получаем

$$\dot{K}_{u oc} = \frac{\dot{K}_u}{1 - \dot{\gamma} \dot{K}_u}. \quad (3.50)$$

Если K_u и γ — действительные величины и $K_u > 0$, а $\gamma < 0$, то напряжение обратной связи вычитается из входного, т. е. имеет место отрицательная обратная связь. В этом случае коэффициент усиления усилителя с обратной связью равен

$$K_{u oc} = \frac{K_u}{1 + \gamma K_u}. \quad (3.51)$$

Из (3.51) следует, что введение последовательной отрицательной обратной связи по напряжению вызывает уменьшение коэффициента усиления усилителя в $(1 + \gamma K_u)$ раз.

Аналогично можно показать, что коэффициент усиления усилителя, охваченного положительной обратной связью, равен

$$K_{u \text{ пос}} = \frac{K_u}{1 - \gamma K_u}. \quad (3.52)$$

Применение последовательной положительной обратной связи по напряжению, как видно из выражения (3.52), увеличивает коэффициент усиления усилителя. Однако положительная обратная связь в линейных усилителях практически не применяется, так как при этом, как будет показано ниже, характеристики усилителя значительно ухудшаются. Положительная обратная связь широко используется в автогенераторах.

Введение отрицательной обратной связи улучшает частотные свойства усилителя. Это можно показать с помощью выражения (3.51). Для усилителя, охваченного отрицательной обратной связью, коэффициенты усиления на средних ($K_{u \text{ ос}}$) и на граничных ($K_{u \text{ осн}}$ и $K_{u \text{ осв}}$) частотах соответственно равны:

$$K_{u \text{ ос}} = \frac{K_{u0}}{1 + \gamma K_{u0}},$$

$$K_{u \text{ осн}} = \frac{K_{u \text{ н}}}{1 + \gamma K_{u \text{ н}}},$$

$$K_{u \text{ осв}} = \frac{K_{u \text{ в}}}{1 + \gamma K_{u \text{ в}}}.$$

Поскольку $(1 + \gamma K_{u \text{ н}}) < (1 + \gamma K_{u0})$ и $(1 + \gamma K_{u \text{ в}}) < (1 + \gamma K_{u0})$, то снижение усиления на низких и высоких частотах будет меньше, чем на средних частотах. Поэтому амплитудно-частотная характеристика усилителя, охваченного отрицательной обратной связью, будет более равномерной, а следовательно, полоса пропускания станет шире (рис. 3.14).

Кроме улучшения частотной характеристики, введение отрицательной обратной связи повышает стабильность коэффициента усиления и снижает нелинейные искажения.

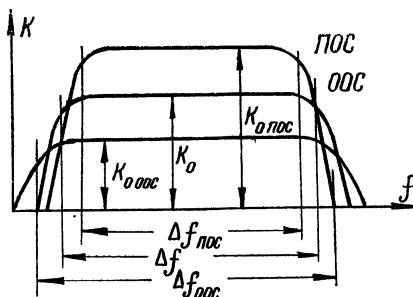


Рис. 3.14. АЧХ усилителя, охваченного обратной связью

Для оценки стабильности коэффициента усиления усилителя с обратной связью следует определить его относительное изменение: $\delta K_{u\text{ос}} = \frac{\Delta K_{\text{ос}}}{K_{\text{ос}}}$. Приращение $\Delta K_{\text{ос}}$ для усилителя с отрицательной обратной связью можно найти следующим образом:

$$\Delta K_{u\text{ос}} = \frac{dK_{u\text{ос}}}{dK_u} \cdot \Delta K_u = \frac{\Delta K_u}{(1+\gamma K_u)^2} . \quad (3.53)$$

Относительное изменение коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью равно

$$\delta K_{u\text{ос}} = \frac{\delta K_u}{1+\gamma K_u} . \quad (3.54)$$

Отсюда видно, что всякое изменение коэффициента усиления ослабляется действием отрицательной обратной связи в $(1+\gamma K_u)$ раз. Величина $(1+\gamma K_u)$ называется глубиной обратной связи. Если $\gamma K_u \gg 1$ (случай глубокой обратной связи), то

$$K_{u\text{ос}} \approx \frac{1}{\gamma} . \quad (3.55)$$

Это выражение показывает, что при глубокой отрицательной обратной связи коэффициент усиления усилителя $K_{u\text{ос}}$ не зависит от коэффициента усиления K_u , т. е. не зависит от всех причин, вызывающих изменение режима усиления.

Аналогично можно показать, что в случае положительной обратной связи стабильность коэффициента усиления ухудшается:

$$\delta K_{u\text{пос}} = \frac{\delta K_u}{1-\gamma K_u} .$$

Уменьшение нелинейных искажений при введении отрицательной обратной связи можно объяснить следующим образом. При большом входном сигнале в усилителе без обратной связи, помимо основной гармоники, в выходном напряжении из-за нелинейных искажений появляются высшие гармоники. При введении отрицательной обратной связи напряжение этих гармоник через звено обратной связи подается на вход усилителя. Усиленные напряжения высших гармоник вычитаются из выходного напряжения усилителя, так как благодаря действию отрицательной обратной связи они будут поступать в противофазе с напряжением гармоник, появляю-

щихся вследствие нелинейных искажений усилителя. Таким образом, содержание гармоник при той же величине выходного напряжения уменьшается, а следовательно, искажения усиленного напряжения в усилителе с отрицательной обратной связью будут меньше.

Обратная связь оказывает существенное влияние на величину входного и выходного сопротивлений усилителя. Входное сопротивление усилителя с отрицательной обратной связью можно определить, если составить уравнение, исходя из выражения (3.47) и с учетом, что $U_1 = R_{\text{вх}} i_{\text{вх}}$, а $U_{\text{вх}} = R_{\text{вх ос}} \cdot i_{\text{вх}}$, где $i_{\text{вх}}$ — ток во входной цепи усилителя; $R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление усилителя без обратной связи; $R_{\text{вх ос}}$ — входное сопротивление усилителя с обратной связью. Принимая во внимание, что $U_{\text{вых}} = K_u U_1$, выражение (3.47) можно переписать в виде

$$R_{\text{вх ос}} \cdot i_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} (1 + \gamma K_u) \cdot i_{\text{вх}}.$$

Таким образом, входное сопротивление усилителя за счет введения последовательной отрицательной связи увеличивается в $(1 + \gamma K_u)$ раз:

$$R_{\text{вх ос}} = R_{\text{вх}} (1 + \gamma K_u).$$

Нетрудно получить выражение для выходного сопротивления усилителя с отрицательной обратной связью по напряжению

$$R_{\text{вых ос}} = \frac{R_{\text{вых}}}{1 + \gamma K_u},$$

из которого видно, что при введении отрицательной обратной связи по напряжению выходное сопротивление усилителя уменьшается в $(1 + \gamma K_u)$ раз.

Глава 4

ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ RC-СХЕМЫ

Избирательные RC-схемы представляют собой обычные усилители, охваченные частотно-зависимой обратной связью, содержащей резисторы и конденсаторы (RC-цепи). При сильной частотно-зависимой положительной обратной связи такие схемы обычно служат для получения незатухающих гармонических колебаний и называются RC-генераторами. При слабой положительной обратной связи эти схемы способны усиливать переменные напряжения в узком диапазоне час-

тот, и они называются избирательными RC -усилителями. Избирательные RC -схемы предназначаются для работы в диапазоне ультразвуковых, звуковых и дозвуковых частот. На низких частотах они по габаритам, весу и стоимости значительно выгоднее избирательных LC -схем.

Из теории обратных связей известно, что при $|\dot{\gamma}K| \geq 1$ коэффициент усиления усилителя $K_{\text{о.с.}}$, охваченный обратной связью, становится бесконечно большим и усилитель самовозбуждается, генерируя колебания той или иной формы.

В усилителе, сдвигающем выходное напряжение на 180 электрических градусов относительно входного (коэффициент усиления $K_u < 0$ и является вещественной величиной), самовозбуждение возникает в случае, если цепь обратной связи также вносит фазовый сдвиг, равный 180° , т. е. $(-K_u)(-\gamma) \geq 1$.

В усилителях, не изменяющих фазу сигнала (коэффициент усиления $K_u > 0$ и является положительной вещественной величиной), самовозбуждение возможно, когда цепь обратной связи не вносит дополнительного сдвига по фазе, т. е. $(+K_u)(+\gamma) \geq 1$.

Если условие $|\dot{K}\dot{\gamma}| \geq 1$ выполняется для ряда частот, то выходной сигнал генератора имеет несинусоидальную форму. Для возникновения гармонических колебаний условие $|\dot{K}\dot{\gamma}| \geq 1$ должно выполняться лишь для одной частоты.

Условие генерации $|\dot{K}\dot{\gamma}| \geq 1$ может быть разбито на два:

$$|\dot{K}| \cdot |\dot{\gamma}| = K\dot{\gamma} > 1. \quad (4.1)$$

$$\text{и} \quad \varphi_{\text{yc}} + \varphi_{\text{oc}} = 0(2\pi). \quad (4.2)$$

Первое носит название условия баланса амплитуд и означает, что сигнал, случайно возникший на входе усилителя (рис. 4.1), пройдя через усилитель и цепь обратной связи, усиливается. Второе равенство (4.2) носит название условия баланса фаз, которое показывает, что вернувшийся сигнал должен быть в той же фазе, что и первоначально возникший.

Если в усилителе глубина положительной связи невелика и для одной из частот произведение $K\dot{\gamma} \rightarrow 1$, но не достигает своего критического значения, то такой усилитель проявляет резко выраженные избирательные свойства.

По принципу построения RC -системы можно разбить на две основные группы:

1) системы, у которых в RC -цепи обратной связи осуществляется поворот фазы сигнала определенной частоты на $\pm 180^\circ$;

2) системы, у которых в RC -цепи обратной связи фазовый сдвиг сигнала определенной частоты равен нулю.

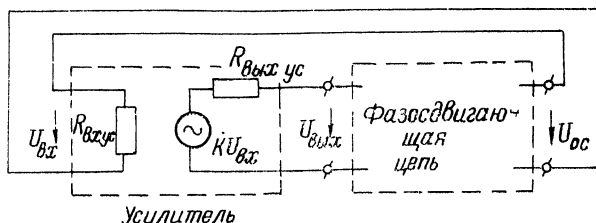


Рис. 4.1. Эквивалентная схема усилителя с цепью обратной связи

4.1. RC -схемы с поворотом фазы в цепи обратной связи на 180°

В первой группе RC -схем фаза выходного напряжения усилителя отличается от фазы входного на 180° . Для обеспечения баланса фаз на определенной частоте цепь обратной связи должна сдвигать фазу передаваемого сигнала на 180° .

Такой поворот могут обеспечить цепи, выполненные в виде соединенных последовательно простых Γ -образных RC -цепей. Поскольку каждая RC -цепь на предельных частотах (нулевой или бесконечно большой) вносит сдвиг по фазе

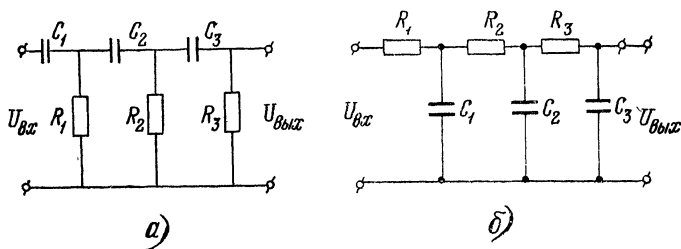


Рис. 4.2. Трехзвенные фазосдвигающие RC -цепи

$\pm 90^\circ$, то для получения сдвига фаз, равного 180° , на частоте, отличной от предельной, потребуется не менее трех RC -цепей (рис. 4.2).

Можно показать, что для трехзвенной цепи первого типа (рис. 4.2, *a*) при одинаковых параметрах входящих в нее элементов фазовый сдвиг $\varphi_{\omega_0} = 180^\circ$ выполняется на частоте

$$\omega_0 = \frac{1}{RC\sqrt{6}}.$$

Коэффициент передачи на этой частоте равен $\frac{1}{29}$.

Таким образом, в усилителе (рис. 4.1), охваченном положительной обратной связью через четырехполюсник (рис. 4.2, *a*), могут возникнуть гармонические колебания с частотой ω_0 , если коэффициент усиления усилителя превышает 29.

Для схемы рис. 4.2, *б* с обратным включением элементов *R* и *C* выполняются соотношения:

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{6}}{RC}, \quad \gamma_0 = \frac{1}{29}.$$

Частота генерации с четырехполюсником второго типа в 6 раз выше предыдущей. Амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики трехзвенных фазосдвигающих цепей, построенных из одинаковых элементов, приведены на рис. 4.3.

Фазосдвигающие цепи (рис. 4.2) при одинаковых звеньях вносят значительное затухание на квазирезонансной частоте. Для возникновения генерации необходимы большие величины коэффициента усиления усилителя ($K \geq 29$). Для снижения предельного коэффициента применяются четырехзвенные фазосдвигающие цепи. Для четырехзвенной цепи первого типа, составленной из одинаковых элементов *R* и *C*,

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{0,7}}{RC}, \quad \gamma_0 = \frac{1}{18,4}.$$

Для четырехзвенной цепи второго типа

$$\omega_0 = \frac{1}{RC\sqrt{0,7}}, \quad \gamma_0 = \frac{1}{18,4}.$$

Как видно, четырехзвенные цепи обладают меньшим затуханием и для построения генератора требуют усилитель с меньшим коэффициентом усиления.

Для снижения затухания в фазовращающей цепи обратной связи могут применяться так называемые прогрессивные цепи. Компоненты каждого последующего звена такой цепи составляются из резисторов с сопротивлениями, в *a* раз большими, чем сопротивления компонентов предшествующего звена, и из конденсаторов, емкость которых в *a* раз меньше, чем емкость конденсаторов предшествующего звена.

Для трехзвенной прогрессивной цепи первого типа «кварезонансная» частота ω_0 и коэффициент передачи четырехполюсника γ_0 равны:

$$\omega_0 = \frac{1}{R_1 C_1 \sqrt{3 + \frac{2}{a} + \frac{1}{a^2}}}; \quad \gamma_0 = \frac{1}{8 + \frac{12}{a} + \frac{7}{a^2} + \frac{2}{a^3}}.$$

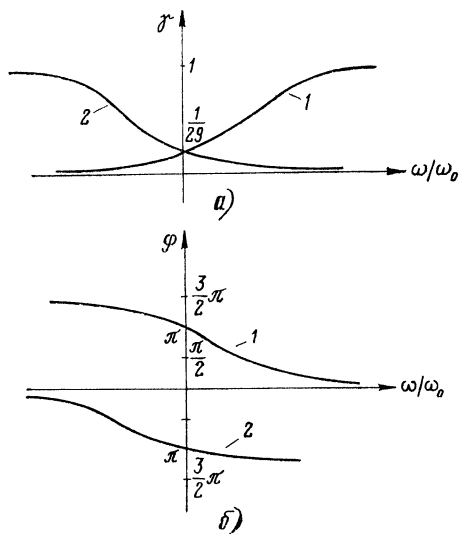


Рис. 4.3. АЧХ и ФЧХ трехзвенных фазосдвигающих RC-цепей первого (а) и второго (б) типа

Величину a не следует выбирать больше 4—5. При $a=5$

$$\omega_0 = \frac{1}{R_1 C_1 \sqrt{3,44}}; \quad \gamma_0 \approx \frac{1}{11}.$$

Для трехзвенной прогрессивной цепи второго типа

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{3 + \frac{2}{a} + \frac{1}{a^2}}}{R_1 C_1}; \quad \gamma_0 = \frac{1}{8 + \frac{12}{a} + \frac{7}{a^2} + \frac{2}{a^3}}.$$

Если коэффициент усиления усилителя $K \geq \frac{1}{\gamma_0}$, то возникает генерация. Для получения гармонических колебаний в генераторе необходимо, чтобы K был близок к $\frac{1}{\gamma_0}$. Часто коэффициент усиления, равный $K = \frac{1}{\gamma_0}$, называют критическим. Если $K < K_{кр}$, то генерация в системе не возникнет. При этом усилитель вместе с цепью обратной связи будет

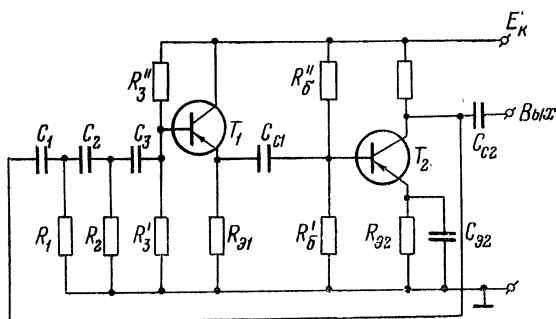


Рис. 4.4. RC-генератор с поворотом фазы в цепи обратной связи

обладать избирательными свойствами. Частотная характеристика усилителя имеет вид резонансной кривой. Чем ближе $K\gamma$ к единице, тем более узкой становится частотная характеристика усилителя.

Однако следует учитывать, что благодаря наличию в схеме усилителя положительной обратной связи его коэффициент усиления может быть недостаточно стабилен. Это замечание относится и ко всем остальным RC-схемам.

Принципиальная схема RC-генератора гармонических колебаний с поворотом фазы в цепи обратной связи на 180° приведена на рис. 4.4. С точки зрения обеспечения баланса фаз, такой генератор можно построить на одном транзисторе с ОЭ. Однако цепь обратной связи является нагрузкой для усилительного транзистора T_2 и снижает его усиление, а входное сопротивление транзистора нагружает цепь обратной связи, что резко увеличивает затухание четырехполюсника. Для уменьшения затухания четырехполюсника и служит

Эмиттерный повторитель, выполненный на транзисторе T_1 , осуществляющий функции согласования.

4.2. RC-схемы без поворота фазы в цепи обратной связи

Если усилитель поворачивает фазу входного сигнала на 2π (например, двухкаскадный усилитель), то при положительной обратной связи он может генерировать электрические

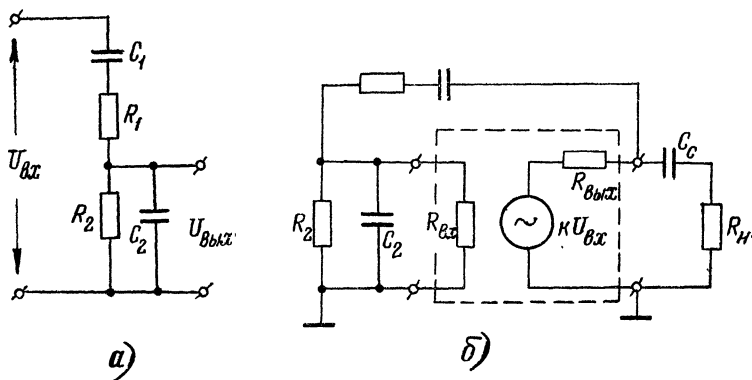


Рис. 4.5. RC-цепь с нулевым сдвигом фазы на резонансной частоте (мост Винна) и схема ее включения

кие колебания без включения в цепь обратной связи фазирующего четырехполюсника. Однако условия баланса фаз в таких генераторах выполняются для целого спектра частот, и колебания будут иметь несинусоидальную форму. Для получения колебаний синусоидальной формы элементом связи должен служить четырехполюсник, обеспечивающий условие баланса фаз только для одной частоты. Для обеспечения угла сдвига фаз на частоте квазирезонанса ω_0 служит специальный четырехполюсник. В таком четырехполюснике на частоте квазирезонанса ω_0 угол сдвига фаз должен быть равен нулю, а коэффициент передачи должен иметь максимальное значение.

Типичным представителем подобного четырехполюсника является цепь, показанная на рис. 4.5, а, а схема ее включения дана на рис. 4.5, б. Определим свойства четырехполюсника, считая, что $R_n = R_{вх\ ус} = \infty$ и $R_r = R_{вых\ ус} = 0$.

Коэффициент передачи четырехполюсника равен

$$\dot{\gamma} = \left[\left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \right) + j \left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1} \right) \right]^{-1}.$$

На квазирезонансной частоте фазовый сдвиг равен нулю. Следовательно,

$$\omega_0 R_1 C_2 - \frac{1}{\omega_0 R_2 C_1} = 0,$$

откуда

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}.$$

Коэффициент передачи четырехполюсника на квазирезонансной частоте равен

$$\dot{\gamma}_0 = \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \right)^{-1}.$$

В практических схемах обычно $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$. Тогда $\omega_0 = \frac{1}{RC}$; $\dot{\gamma}_0 = \frac{1}{3}$.

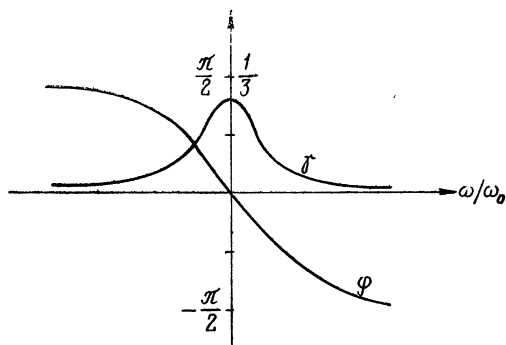


Рис. 4.6. АЧХ и ФЧХ моста Винна

Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики такого четырехполюсника показаны на рис. 4.6. Анализируемый четырехполюсник имеет затухание значительно меньшее, чем рассмотренные ранее. Для обеспечения незатухающих колебаний коэффициент усиления усилителя должен быть больше трех, т. е. в схеме генератора можно использовать один транзистор, включенный по схеме с общей базой (рис. 4.7, а). Если коэффициент усиления усилителя меньше трех, то такой усилитель превращается в избирательный уси-

литель. Для стабилизации характеристик в схему введен согласующий каскад на транзисторе T_1 .

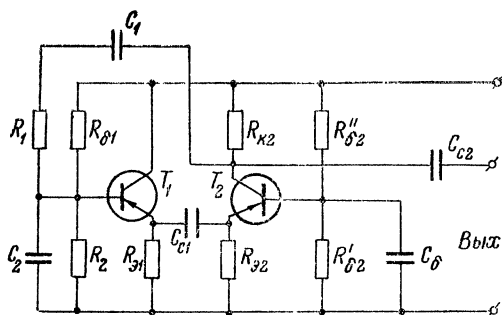


Рис. 4.7. Схема RC -генераторов с мостом Винна

Помимо цепи, показанной на рис. 4.5, *a*, к группе четырехполюсников, у которых на квазирезонансной частоте угол сдвига фаз равен нулю, а коэффициент γ_0 имеет максимум, относятся цепи, показанные на рис. 4.8.

Для цепи рис. 4.8, *a*

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} ;$$

$$\gamma_0 = \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} .$$

Для цепи рис. 4.8, *б*

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} ;$$

$$\gamma_0 = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} .$$

Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики этих цепей подобны приведенным на рис. 4.6. Если в избирательных RC -цепях (рис. 4.8) выходное напряжение снимать между точками 2 и 3, то получим группу цепей, у которых фазовый сдвиг на резонансной частоте ω_0 равен нулю, а коэффициент γ_0 имеет минимальное значение. На рис. 4.9 эти же цепи изображены в другом начертании, часто встречающемся в литературе. Они известны как T -образные мо-

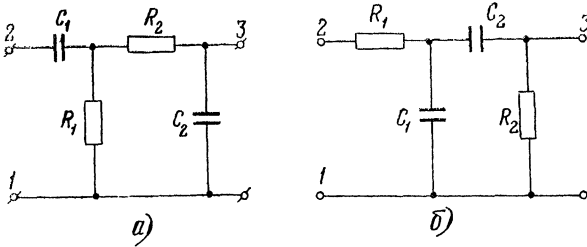


Рис. 4.8. RC-четырёхполюсники с нулевым сдвигом фазы и максимумом передачи на резонансной частоте

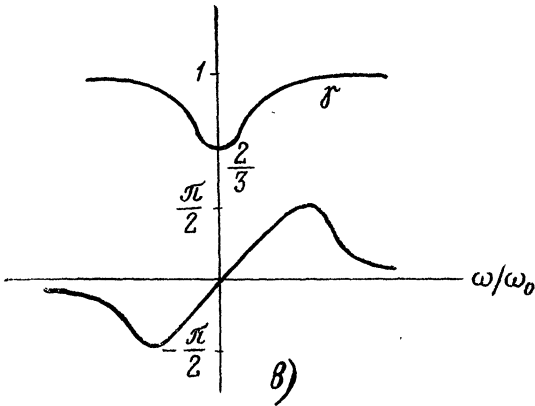
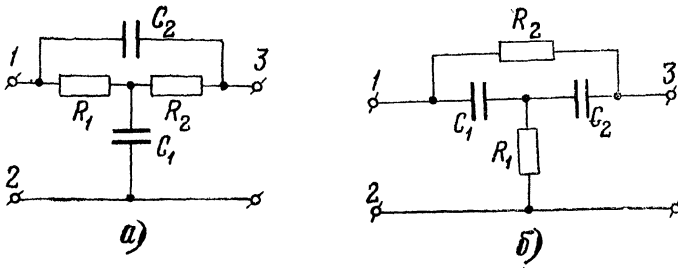


Рис. 4.9. T-образные мосты

сты. Так как здесь частотно-зависимая RC -цепь имеет минимум коэффициента передачи на резонансной частоте, то она при построении RC -системы может применяться только в качестве цепи отрицательной обратной связи. Цепь же положительной обратной связи, необходимая для возбуждения генерации или получения избирательной частотной характеристики усилителя, делается частотно-независимой. Примером RC -системы такого вида может служить схема, показанная на рис. 4.10.

Транзисторный усилитель охвачен положительной обратной связью, не зависящей от частоты. Цепь отрицательной обратной связи через T -образный мост имеет частотно-зависимый коэффициент передачи. На частоте ω_0 глубина отри-

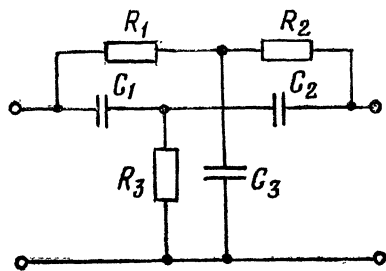
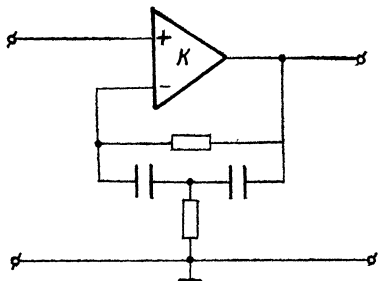


Рис. 4.10. Избирательная RC -схема с T -образным мостом

Рис. 4.11. Схема двойного T -образного моста

цательной обратной связи будет минимальной. Для работы схемы в качестве генератора синусоидальных колебаний глубина положительной обратной связи выбирается такой, чтобы условие баланса амплитуд выполнялось только для частоты ω_0 (или близкой к ω_0 области частот). Если схема должна применяться в качестве избирательного усилителя, то коэффициент усиления K (вместе с цепью обратной связи) должен быть меньше, чем $\frac{1}{\gamma_0}$. Резонансная частота схемы ω_0 определяется по тем же формулам, что и для цепей рис. 4.8.

На практике очень часто применяется схема двойного T -образного моста (рис. 4.11), которая имеет на резонансной частоте нулевой фазовый сдвиг при коэффициенте передачи $\gamma_0=0$. Наиболее часто применяемыми на практике соотноше-

ниями сопротивлений и емкостей, при которых $\gamma_0=0$, являются: $R_1=R_2=R$; $R_3=R/2$; $C_1=C_2=C$; $C_3=2C$. При этом соотношении параметров $\omega_0=1/(RC)$.

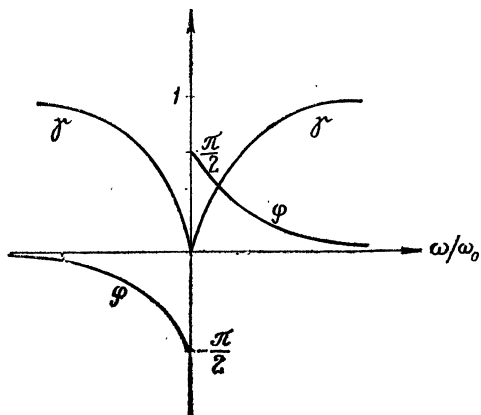


Рис. 4.12. АЧХ и ФЧХ двойного T -образного моста

Частотные и фазовые характеристики (рис. 4.12) избирательной RC -схемы с двойным T -образным мостом имеют такой же вид, что и схемы с простым T -образным мостом (рис. 4.10). Глубина положительной обратной связи определяет режим работы системы (генерация и избирательное усиление).

Описанные способы построения избирательных RC -схем позволяют получить RC -генераторы низких частот со стабильностью частоты до десятых долей процента и избирательные усилители с высокой добротностью.

ЛИТЕРАТУРА

1. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. — М.: Энергия, 1977. — 672 с.
2. Степаненко И. П. Основы микроэлектроники. — М.: Сов. радио. 1980. — 424 с.
3. Ионкин П. А. и др. Теоретические основы электротехники, т. 1. — М.: Высш. школа, 1976. — 544 с.
4. Старостин А. Н., Осипов А. М., Шмелев С. К. Активные компоненты электронных устройств. Учебное пособие. — МЭИ, 1981.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие.

Глава 1. Общие сведения о линейных усилителях	
1.1. Определение и классификация усилителей	5
1.2. Эксплуатационные показатели усилителей	7
1.3. Качественные показатели усилителей	10
Глава 2. Одиночные усилительные каскады	
2.1. Структурная схема усилительного каскада	15
2.2. Усилительные каскады на биполярных транзисторах	17
2.3. Усилительные каскады на униполярных транзисторах	30
Глава 3. Усилители с RC-связями	
3.1. Частотные и переходная характеристики усилителя	37
3.2. Анализ работы усилителя в диапазоне низких частот и больших времен	43
3.3. Анализ работы усилителя в диапазоне высоких частот и малых времен	48
3.4. Обратные связи в усилителях	53
Глава 4. Избирательные RC-схемы	
4.1. RC-схемы с поворотом фазы в цепи обратной связи на 180°	59
4.2. RC-схемы без поворота фазы в цепи обратной связи	63
Литература.	

Цена 15 коп.