

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Кафедра радиотехнических устройств

Э.Г. Попов

ОСНОВЫ АНАЛОГОВОЙ ТЕХНИКИ

Учебно-методическое пособие
для студентов радиотехнических специальностей
всех форм обучения

Минск 2006

УДК 621.375.4 (075.8)

ББК 32.846 я 73

П 58

Р е ц е н з е н т ы:

доц. кафедры защиты информации БГУИР,

канд. техн. наук Н.И. Шатило;

доц. кафедры электроники Высшего радиотехнического колледжа,

канд. техн. наук Р.Г. Хехнев

Попов Э.Г.

П 58 Основы аналоговой техники. Учеб.-метод. пособие для студ. радиотехнических спец. всех форм обуч. – Мн.: БГУИР, 2006. – 276 с: ил.
ISBN 985-444-914-9

В учебно-методическом пособии изложен систематический курс по аналоговым электронным устройствам. Главное внимание уделено рассмотрению и анализу усилительных устройств, являющихся основой аналоговой техники. Последовательно излагаются вопросы, посвященные параметрам усилителей, использованию различных видов обратных связей и их влиянию на свойства усилителей. Описывается работа различных каскадов усиления аналоговых сигналов, подробно анализируются их характеристики, возможности применения.

Учебное пособие предназначено для студентов радиотехнических специальностей.

УДК 621.375.4 (075.8)

ББК 32.846 я 73

ISBN 985-444-914-9

© Попов Э.Г., 2006
© БГУИР, 2006

СОДЕРЖАНИЕ

| | |
|---|----|
| 1. АЭУ. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ..... | 3 |
| 1.1. Назначение, область применения, классификация аналоговых электронных устройств..... | 3 |
| 1.2. Усилитель как основной элемент АЭУ..... | 5 |
| 1.3. Классификация усилителей..... | 6 |
| 1.4. Параметры усилителей..... | 8 |
| 1.4.1. Выходные и входные данные..... | 8 |
| 1.4.2. Коэффициенты усиления..... | 9 |
| 1.4.3. Частотная и фазовая характеристики..... | 12 |
| 1.4.4. Переходная характеристика..... | 21 |
| 1.4.5. Линейные искажения..... | 23 |
| 1.4.6. Связь между частотной, фазовой и переходной характеристиками..... | 27 |
| 1.4.7. Помехи и собственные шумы в АЭУ..... | 28 |
| 1.4.8. Амплитудная характеристика..... | 32 |
| 1.4.9. Нелинейные искажения..... | 33 |
| 1.4.10. Потребляемая мощность и коэффициент полезного действия..... | 34 |
| 2. УСИЛИТЕЛЬ (АЭУ) КАК ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИК..... | 35 |
| 2.1. Основные определения..... | 35 |
| 2.1.1. Четырехполюсники, их параметры и эквивалентные схемы..... | 35 |
| 2.1.2. Определение показателей усилителя через параметры четырехполюсника..... | 37 |
| 2.2. Использование обратной связи в АЭУ..... | 40 |
| 2.2.1. Виды обратной связи..... | 40 |
| 2.2.2. Использование параметров четырехполюсника для описания усилителей с обратной связью..... | 43 |
| 2.2.3. Коэффициент петлевого усиления и глубина обратной связи..... | 45 |
| 2.2.4. Влияние обратной связи на коэффициент сквозного усиления..... | 47 |
| 2.2.5. Влияние обратной связи на входное и выходное сопротивления усилителя..... | 50 |
| 2.2.6. Влияние обратной связи на стабильность усилителя..... | 53 |
| 2.2.7. Влияние обратной связи на частотную, фазовую и переходную характеристики усилителя..... | 54 |
| 2.2.8. Влияние обратной связи на нелинейные искажения, шумы и динамический диапазон усилителя..... | 56 |
| 3. РАБОТА АКТИВНОГО ЭЛЕМЕНТА В УСИЛИТЕЛЬНОЙ СХЕМЕ... .. | 58 |
| 3.1. Схемы включения биполярных транзисторов..... | 58 |
| 3.1.1. Включение биполярного транзистора по схеме с общим эмиттером..... | 58 |
| 3.1.2. Включение биполярного транзистора по схеме с общей базой..... | 68 |
| 3.1.3. Включение биполярного транзистора по схеме с общим коллектором..... | 72 |

| | |
|---|-----|
| 3.2. Схемы включения полевых транзисторов..... | 77 |
| 3.2.1. Общие сведения..... | 77 |
| 3.2.2. Включение полевого транзистора по схеме с общим истоком..... | 79 |
| 3.2.3. Включение полевого транзистора по схеме с общим затвором..... | 83 |
| 3.2.4. Включение полевого транзистора по схеме с общим стоком..... | 87 |
| 3.3. Режимы работы активных элементов..... | 89 |
| 3.3.1. Общие положения..... | 89 |
| 3.3.2. Режим А..... | 91 |
| 3.3.3. Режим В..... | 93 |
| 3.3.4. Режим С..... | 97 |
| 3.3.5. Режим D..... | 97 |
| 3.4. Цепи питания активных элементов..... | 98 |
| 3.4.1. Общие положения..... | 98 |
| 3.4.2. Подача смещения фиксированным током базы..... | 102 |
| 3.4.3. Подача смещения фиксированным напряжением базы..... | 103 |
| 3.4.4. Эмиттерная стабилизация..... | 107 |
| 3.4.5. Коллекторная стабилизация..... | 110 |
| 3.4.6. Использование генераторов стабильного тока в цепях питания транзисторов..... | 112 |
| 3.4.7. Цепи питания полевых транзисторов..... | 114 |
| 4. КАСКАДЫ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО УСИЛЕНИЯ..... | 116 |
| 4.1. Общие сведения..... | 116 |
| 4.2. Транзисторный резисторный каскад..... | 117 |
| 4.2.1. Частотная характеристика. Область средних частот..... | 122 |
| 4.2.2. Частотная характеристика. Область нижних частот..... | 126 |
| 4.2.3. Частотная характеристика. Область верхних частот..... | 130 |
| 4.2.4. Переходная характеристика транзисторного резисторного каскада..... | 134 |
| 4.3. Резисторный каскад на полевом транзисторе..... | 140 |
| 4.3.1. Принципиальная и общая эквивалентные схемы..... | 140 |
| 4.3.2. Частотная характеристика. Область средних частот..... | 142 |
| 4.3.3. Частотная характеристика. Область нижних частот..... | 143 |
| 4.3.4. Частотная характеристика. Область верхних частот..... | 146 |
| 4.4. Широкополосные каскады и коррекция частотных характеристик... .. | 148 |
| 4.4.1. Общие положения..... | 148 |
| 4.4.2. Влияние цепи R_{Σ}, C_{Σ} ($R_{и}, C_{и}$) на работу резисторного каскада..... | 149 |
| 4.4.3. Высокочастотная индуктивная коррекция..... | 152 |
| 4.4.4. Низкочастотная коррекция..... | 157 |
| 4.5. Трансформаторный каскад..... | 160 |
| 4.5.1. Эквивалентная схема трансформатора..... | 160 |
| 4.5.2. Поведение трансформаторного каскада в области средних частот.. | 164 |
| 4.5.3. Поведение трансформаторного каскада в области низких частот... .. | 165 |
| 4.5.4. Поведение трансформаторного каскада в области высоких частот... .. | 167 |

| | |
|---|-----|
| 4.6. Специальные схемы каскадов предварительного усиления..... | 170 |
| 4.6.1. Каскодный усилитель..... | 170 |
| 4.6.2. Усилитель с распределенным усилением..... | 172 |
| 4.6.3. Повторители напряжения с улучшенными характеристиками..... | 175 |
| 4.6.4. Дифференциальный каскад..... | 178 |
| 4.6.5. Усилитель с динамической нагрузкой..... | 184 |
| 5. КАСКАДЫ МОЩНОГО УСИЛЕНИЯ..... | 186 |
| 5.1. Общие сведения..... | 186 |
| 5.2. Однотактные усилители мощности..... | 189 |
| 5.3. Двухтактные усилители мощности. Общие сведения..... | 193 |
| 5.4. Двухтактная схема усилителя мощности..... | 195 |
| 5.5. Бестрансформаторные усилители мощности..... | 197 |
| 6. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА..... | 209 |
| 6.1. Основные свойства усилителей постоянного тока..... | 209 |
| 6.2. Усилители постоянного тока прямого действия..... | 211 |
| 6.3. Усилители постоянного тока с преобразованием..... | 214 |
| 6.4. Реактивные усилители..... | 216 |
| 7. УСИЛИТЕЛИ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ..... | 219 |
| 7.1. Устойчивость усилителей с обратной связью..... | 219 |
| 7.2. Критерий устойчивости Найквиста..... | 220 |
| 7.3. Многокаскадные усилители с обратной связью..... | 222 |
| 7.4. Методы увеличения глубины обратной связи в многокаскадных усилителях..... | 232 |
| 7.5. Паразитные обратные связи и борьба с ними..... | 236 |
| 8. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ..... | 239 |
| 8.1. Общие положения..... | 239 |
| 8.2. Основные параметры ОУ..... | 243 |
| 8.3. Основные схемы включения ОУ с ООС..... | 245 |
| 8.3.1. Инвертирующий усилитель..... | 245 |
| 8.3.2. Неинвертирующее включение ОУ..... | 246 |
| 8.3.3. Инвертирующий сумматор сигналов..... | 247 |
| 8.3.4. Интегрирующий усилитель..... | 248 |
| 8.3.5. Активные фильтры на базе ОУ..... | 251 |
| 8.3.6. Логарифмирующий и антилогарифмирующий усилители..... | 257 |
| 9. РЕГУЛИРОВКИ В УСИЛИТЕЛЯХ..... | 259 |
| 9.1. Общие положения..... | 259 |
| 9.2. Регулировка усиления..... | 260 |
| 9.3. Регулировка тембра..... | 267 |
| 9.3.1. Общие положения..... | 267 |
| 9.3.2. Пассивные регуляторы тембра..... | 268 |
| 9.3.3. Активные регуляторы тембра..... | 269 |
| ЛИТЕРАТУРА..... | 272 |

1. АЭУ. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

1.1. Назначение, область применения, классификация аналоговых электронных устройств

Аналоговые электронные устройства (АЭУ) предназначены для обработки и преобразования аналоговых сигналов [10,11], изменяющихся непрерывно по уровню и во времени. Аналоговые сигналы характеризуются тем, что информация, содержащаяся в них, определяется их спектром и начальными фазами всех спектральных составляющих. АЭУ представляет собой законченное устройство или узел, которые позволяют производить обработку сигнала по заданному закону. Различаются АЭУ по выполняемым ими функциям, среди которых можно выделить усиление, суммирование, фильтрацию, детектирование, модуляцию, логарифмирование, интегрирование, дифференцирование сигналов, их перемножение, сравнение и т.д. АЭУ, изготовленные по интегральной технологии, могут предназначаться для выполнения достаточно большого количества различных функций одновременно. Так, например, интегральная микросхема К174ХА10 предназначена для использования в АМ/ЧМ приемниках и представляет собой многофункциональную схему практически со всеми элементами АМ и ЧМ трактов [12].

Основные виды обработки аналоговых сигналов могут быть представлены следующими функциями:

- 1) линейное преобразование сигнала

$$Y = K \cdot X,$$

в качестве примера может служить усиление сигнала. Сюда входит также суммирование сигналов

$$Y = K(X_1 + X_2 + \dots + X_n);$$

- 2) сравнение сигналов

$$Y = K(X_1 - X_2),$$

такую функцию выполняют компараторы, дифференциальные усилители;

3) перемножение сигналов

$$Y = K(X_1 \cdot X_2) ,$$

по такому принципу работает, например, преобразователь частоты;

4) логарифмирование сигналов

$$Y = K \log_A X ,$$

пример – логарифмический преобразователь для сжатия сигналов;

5) антилогарифмирование сигналов

$$Y = K \cdot A^X ,$$

пример – декомпрессия сигнала (расширение динамического диапазона);

6) интегрирование сигналов

$$Y = K \int_0^t X \cdot dt ;$$

7) дифференцирование сигналов

$$Y = K \cdot \frac{dx}{dt} ;$$

8) частотная фильтрация сигналов

$$Y = K_f \cdot X ;$$

эта функция выполняется с помощью активных и пассивных фильтров.

Большинство из функций аналоговой обработки сигналов рассматривается в соответствующих курсах (модуляция, генерирование – в «Радиопередающих устройствах», детектирование, перемножение – в «Радиоприемных устройствах» и т.д.). При изучении АЭУ основное внимание следует уделить анализу работы усилительных устройств различного назначения и возможности создания на их базе АЭУ, выполняющих отдельные функции по обработке сиг-

налов.

1.2. Усилитель как основной элемент АЭУ

Точность подавляющего большинства преобразований электрических сигналов с помощью АЭУ в значительной степени определяется свойствами усилителей, используемых в них, что обуславливает широчайшее применение разнообразных усилителей практически во всех видах АЭУ. В связи с этим для понимания принципа действия различных устройств, предназначенных для обработки аналоговых сигналов, и грамотного их использования при проектировании радиоэлектронной аппаратуры прежде всего необходимо детально изучить процессы, происходящие в усилительных устройствах, и ознакомиться с практикой их использования при создании АЭУ.

Принцип действия любого усилителя основан на возможности управления энергией мощного источника питания путем затраты на управление сравнительно небольшой мощности источника сигнала.

Таким образом, в усилителе энергия источника питания превращается с помощью управляемого усилительного элемента (транзистора, полевого транзистора, электровакуумной лампы и т.д.) в энергию усиленного сигнала на его выходе [1].

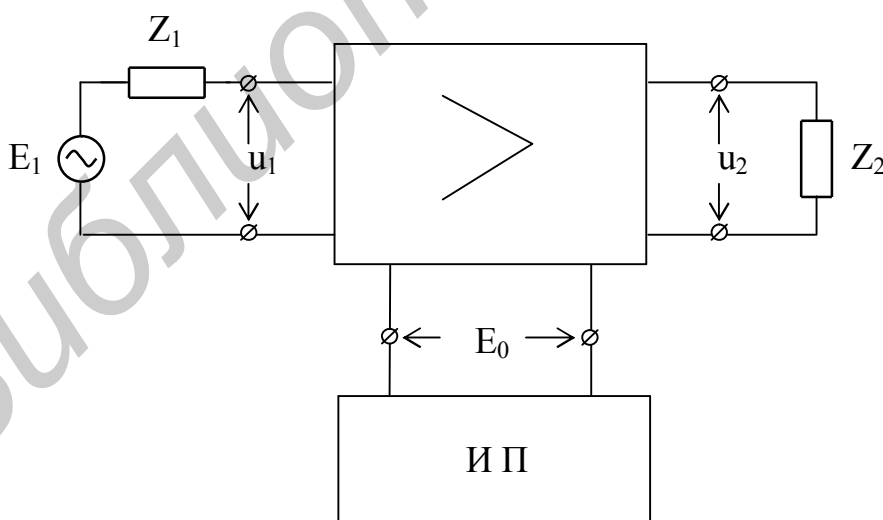


Рис. 1.1

Процесс усиления должен осуществляться во времени плавно, непрерывно и однозначно. Структурная схема усилителя представлена на рис. 1.1, где E_1, Z_1 – ЭДС и внутреннее сопротивление источника сигнала, который дол-

жен быть усилен; E_0 – напряжение источника питания (часть энергии этого источника превращается в усиленный сигнал на выходе); Z_2 – сопротивление нагрузки, являющееся потребителем усиленного сигнала, u_1 u_2 – входное и выходное напряжения.

В качестве источника сигнала может служить микрофон, звукосниматель, магнитная головка, предшествующий усилитель, детектор, линия связи, термopapa, фотоэлемент, передающая телевизионная трубка, различные типы датчиков и т.д. В качестве источника питания, как правило, используется источник постоянного тока (аккумулятор, гальваническая батарея, выпрямитель), хотя также возможно и использование источника переменного тока. Нагрузкой усилителя могут служить самые разнообразные устройства: громкоговорители, магнитные головки, электронно-лучевые трубки, линии связи, последующие усилители, различные исполнительные механизмы (реле, двигатели) и т.д. Среди усилительных элементов наибольшее распространение получили биполярные транзисторы, полевые транзисторы и электронные лампы. В настоящее время электронные лампы в бытовой аппаратуре практически полностью вытеснены транзисторами и интегральными схемами. Однако ламповые усилители до сих пор находят широкое применение в высококачественной бытовой аппаратуре для усиления сигналов звуковой частоты. На лампах строятся высококачественные и соответственно очень дорогие устройства воспроизведения.

1.3. Классификация усилителей

Обычно усилители классифицируют по нескольким признакам: вид усиливаемого сигнала, полоса усиливаемых частот, назначение, тип используемого усилительного элемента. Названные признаки не исключают и другие принципы деления усилителей на различные группы.

АЭУ работают с сигналами, которые развиваются во времени таким образом, что значение сигналов можно измерить в любые моменты времени. Такой аналоговый сигнал наглядно представляется своим графиком (осциллограммой), причем этот график может быть как непрерывным, так и содержащим точки разрыва [10]. Аналоговые сигналы могут делиться на гармонические и импульсные. Для неискаженной передачи гармонического сигнала необходимо сохранить все его спектральные составляющие и исходные соотношения

между их амплитудами и фазами. При усилении гармонических сигналов звуковых частот фазовые сдвиги и их изменения для отдельных составляющих спектра сигнала значения не имеют, так как человеческое ухо якобы не чувствительно к изменению фазы сигналов. Для сохранения формы импульсного сигнала в процессе его обработки необходимо достаточно жестко фиксировать фазовые соотношения для различных спектральных составляющих обрабатываемого сигнала. В противном случае форма импульсного сигнала существенно изменится.

В связи с наличием двух типов аналоговых сигналов усилители делятся на усилители *гармонических* и *импульсных* сигналов.

По ширине полосы и абсолютным значениям усиливаемых частот различают усилители постоянного и переменного тока, усилители звуковой и радиочастоты, узкополосные (селективные) и широкополосные усилители. Спектры сигналов для перечисленных усилителей представлены на рис. 1.2.

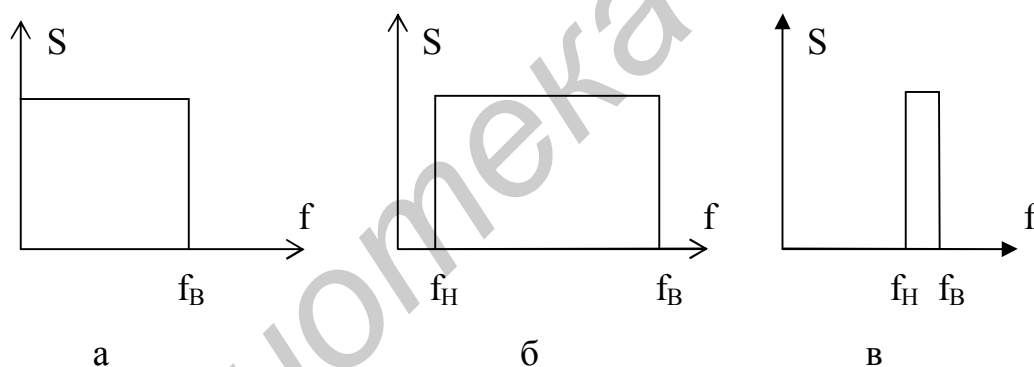


Рис. 1.2

Усилители постоянного тока предназначены для усиления сигналов, лежащих в диапазоне частот от $f = 0$ до f_B (рис. 1.2, а), т.е. они усиливают сколь угодно медленно изменяющиеся сигналы, в том числе и постоянную составляющую. Усилители переменного тока постоянную составляющую не усиливают, т.е. спектр усиливаемых ими сигналов ограничен частотами f_H и f_B (рис. 1.2, б, в).

Усилители звуковой частоты предназначены для работы в нижней части частотного диапазона и служат для усиления немодулированных сигналов. Для этих усилителей характерно неравенство $f_B/f_H > 1$.

Усилители радиочастоты предназначены для усиления модулированных

сигналов. К ним же относятся и усилители промежуточной частоты. Для усилителей этой группы характерно следующее приблизительное равенство $f_B/f_H \sim 1$ (рис. 1.2, в).

Равенство $f_B/f_H \sim 1$ присуще также узкополосным или избирательным усилителям. Усилители, для которых выполняется неравенство $f_B/f_H > 1$, называются *широкополосными*.

Целевое использование усилителей служит критерием для классификации усилителей по назначению: магнитофонные, телевизионные, радиолокационные, связные, измерительные, осциллографические и т.д.

Присутствие в названии усилителя слов транзисторный, ламповый, магнитный, диодный, диэлектрический и т.д. говорит о том, какой тип усилительного элемента в нем используется.

1.4. Параметры усилителей

1.4.1. Выходные и входные данные

По мере повышения входного испытательного сигнала (после определенной величины) форма сигнала на выходе усилителя начинает все больше отличаться от формы сигнала на его входе. Это отличие объясняется появлением нелинейных искажений, которые и ограничивают дальнейшее увеличение выходного сигнала. Мощность P_2 , развиваемая усилителем в заданной нагрузке, при условии, что нелинейные искажения не превышают определенный уровень, называется *номинальной выходной мощностью*. Эта мощность непосредственно связана с *номинальными выходными напряжением U_2 , током I_2 и сопротивлением нагрузки Z_2* . В общем случае Z_2 является комплексной величиной. Однако при проведении испытаний и расчетов обычно задаются такими условиями, при которых Z_2 может быть заменено его активной составляющей R_2 . В этом случае

$$P_2 = I_2 U_2 = \frac{U_2^2}{R_2} = I_2^2 R_2, \quad U_2 = I_2 R_2. \quad (1.1)$$

Существует большое количество случаев, когда усилитель характеризуется лишь одним из номинальных параметров. Например, для усилителя, на-

груженного на отклоняющие пластины электронно-лучевой трубки (чисто емкостная нагрузка), интерес представляет только выходное напряжение U_2 .

В технике связи приходится обращать серьёзное внимание на согласование усилителя с нагрузкой, что приводит к необходимости определения *выходного сопротивления усилителя*:

$$Z_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{2\text{ХХ}}}{I_{2\text{КЗ}}}, \quad (1.2)$$

где $U_{2\text{ХХ}}$ и $I_{2\text{КЗ}}$ – выходное напряжение холостого хода и ток короткого замыкания.

Входная цепь усилителя также характеризуется *номинальными значениями входных мощности P_1 , напряжения U_1 , тока I_1 и входным сопротивлением $Z_{\text{ВХ}}$* . Обычно в режиме испытаний выбираются такие условия, при которых $Z_{\text{ВХ}} = R_{\text{ВХ}}$, и тогда

$$P_1 = I_1 U_1 = \frac{U_1^2}{R_{\text{ВХ}}} = I_1^2 R_{\text{ВХ}}, \quad U_1 = I_1 R_{\text{ВХ}}. \quad (1.3)$$

Источник сигнала, действующий на входе усилителя, обычно представляется в виде генератора ЭДС E_1 (реже генератора тока) с внутренним сопротивлением Z_1 .

1.4.2. Коэффициенты усиления

Любой усилитель можно представить в виде линейного четырехполюсника, на входе которого включен источник ЭДС E_1 , с внутренним сопротивлением Z_1 , а на выходе – сопротивление нагрузки Z_2 . На входе такого четырехполюсника действует входное напряжение \dot{U}_1 и входной ток \dot{I}_1 , а на выходе – выходное напряжение \dot{U}_2 и выходной ток \dot{I}_2 (рис. 1.3).

Коэффициентом усиления напряжения называется отношение выходного напряжения усилителя к напряжению на его входе:

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}. \quad (1.4)$$

По установившейся традиции коэффициент усиления напряжения называют просто *коэффициентом усиления усилителя*.

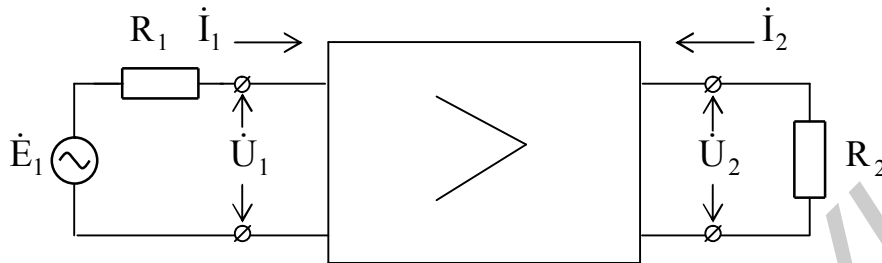


Рис. 1.3

Аналогичным образом вводятся понятия *коэффициентов усиления тока и мощности*:

$$\dot{K}_i = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1}, \quad K_p = \frac{P_2}{P_1}. \quad (1.5)$$

Логично предположить, что все виды усилительных каскадов можно разделить на три группы в зависимости от того, какой из коэффициентов усиления K , K_i или K_p наиболее точно характеризует назначение рассматриваемого каскада. Обычно различают каскады усиления мощности, напряжения и тока. Довольно часто каскады усиления напряжения и тока объединяют под общим названием – каскады *предварительного усиления*. *Усилители мощности* при этом называют *оконечными* усилителями.

Обычно при рассмотрении усилительных свойств усилителя коэффициенты усиления заменяются их модулями. Нетрудно видеть, что между модулями коэффициентов усиления существует следующая связь:

$$K_p = K_i K. \quad (1.6)$$

Широкое применение находит выражение модуля коэффициента усиления в логарифмических единицах – децибелах (дБ). Усиление, выраженное в децибелах, определяется следующим образом:

$$K = 20 \lg K = 20 \lg \frac{U_2}{U_1}, \quad K_i = 20 \lg K_i = 20 \lg \frac{I_2}{I_1},$$

$$K_p = 10 \lg K_p = 10 \lg \frac{P_2}{P_1}. \quad (1.7)$$

Для многокаскадного усилителя общий коэффициент усиления определяется как произведение коэффициентов усиления каскадов, входящих в рассматриваемый усилитель:

$$K_{\text{ОБЩ}} = K_1 K_2 \dots K_n. \quad (1.8)$$

В логарифмической форме (1.8) примет вид

$$K_{\text{ОБЩ дБ}} = K_{1 \text{ дБ}} + K_{2 \text{ дБ}} + K_{3 \text{ дБ}} + \dots + K_{n \text{ дБ}}. \quad (1.9)$$

Появление усилителей со сравнительно низким входным сопротивлением (усилительные каскады на биполярных транзисторах) привело к необходимости учета влияния $Z_{\text{вх}}$ каскада на его усилительные свойства. Это влияние оценивается с помощью *сквозного коэффициента усиления (коэффициента усиления по ЭДС)*:

$$K_E = \frac{U_2}{E_1}. \quad (1.10)$$

Принимая во внимание равенство

$$\dot{U}_1 = \frac{\dot{E}_1 Z_{\text{вх}}}{Z_1 + Z_{\text{вх}}} \quad \text{или} \quad \dot{E}_1 = \frac{\dot{U}_1 (Z_1 + Z_{\text{вх}})}{Z_{\text{вх}}}, \quad (1.11)$$

можно переписать уравнение (1.10) в следующем виде:

$$\dot{K}_E = \frac{\dot{U}_1}{\dot{E}_1} \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{Z_{\text{вх}}}{Z_1 + Z_{\text{вх}}} \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{Z_{\text{вх}}}{Z_1 + Z_{\text{вх}}} \dot{K}. \quad (1.12)$$

Таким образом, сквозной коэффициент усиления учитывает влияние де-

лителя, состоящего из внутреннего сопротивления источника сигнала и входного сопротивления усилителя.

1.4.3. Частотная и фазовая характеристики

Как уже было показано, коэффициент усиления является величиной комплексной:

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{U_2 e^{j\varphi_2}}{U_1 e^{j\varphi_1}} = \frac{U_2}{U_1} e^{j(\varphi_2 - \varphi_1)}. \quad (1.13)$$

Модуль коэффициента усиления $|\dot{K}|$ и фазовый сдвиг между выходным и входным напряжениями $\varphi_2 - \varphi_1$ зависят от частоты:

$$|\dot{K}| = \frac{U_2}{U_1} = K(\omega) \quad \text{и} \quad \varphi_2 - \varphi_1 = \varphi(\omega). \quad (1.14)$$

Зависимость модуля коэффициента усиления $|\dot{K}| = K(\omega)$ от частоты называется *амплитудно-частотной характеристикой* или *просто частотной характеристикой усилителя*.

Зависимость от частоты фазового сдвига $\varphi_2 - \varphi_1 = \varphi(\omega)$ между выходным и входным напряжениями называется *фазовой характеристикой усилителя*.

Наиболее распространенный вид частотной и фазовой характеристик представлен на рис. 1.4. По оси абсцисс на частотной и фазовой характеристиках откладывается частота (как правило, в логарифмическом масштабе). По оси ординат на частотной характеристике откладываются значения коэффициента усиления. При этом $K(\omega)$ может быть представлен как в относительных, так и в логарифмических единицах. На фазовой характеристике значения сдвига по фазе между входным и вы-

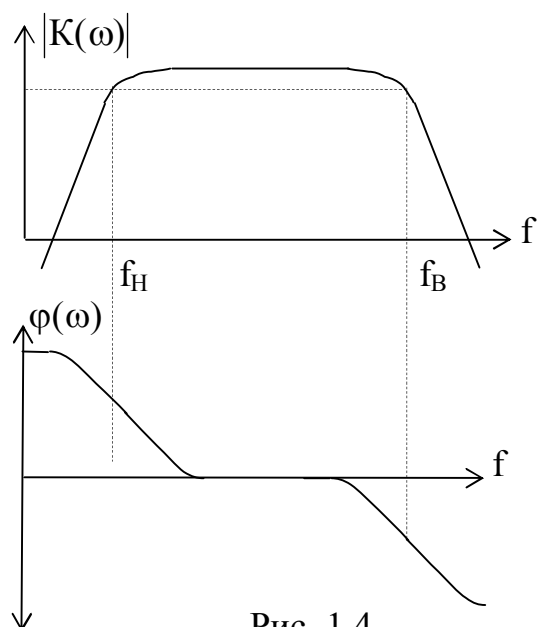


Рис. 1.4

ходным напряжением $\varphi(\omega)$ обычно представляются в градусах.

На рис. 1.4 можно выделить три характерные области, в которых $K(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ ведут себя по-разному. Это область нижних частот от $f = 0$ до f_H , область средних частот между f_H и f_B и область верхних частот от f_B до $f \rightarrow \infty$.

Для анализа частотной и фазовой характеристик рассмотрим простейший резисторный каскад на биполярном транзисторе (рис. 1.5).

На входе каскада включен источник ЭДС $E_{И}$ с внутренним сопротивлением $R_{И}$, на выходе – нагрузка R_2 . Параллельно нагрузке включена емкость C_2 , состоящая из выходной емкости транзистора, емкости монтажа и емкости нагрузки (величина C_2 обычно лежит в пределах десятков-сотен пикофард). Сопротивления R_B и R_K задают рабочий режим транзистора. Конденсаторы C_P разделяют источник сигнала $E_{И}$, каскад на транзисторе и нагрузку R_2 по постоянному току. Для того чтобы C_P не препятствовали прохождению переменного тока, их величина выбирается достаточно большой (несколько десятков микрофард).

Для измерения частотной характеристики схему рис. 1.5 необходимо дополнить двумя вольтметрами переменного тока, включенными на входе и выходе. Вольтметр V_1 позволяет поддерживать постоянную величину сигнала на входе каскада независимо от частоты. Вольтметр V_2 фиксирует изменения выходного напряжения U_2 в зависимости от изменения частоты.

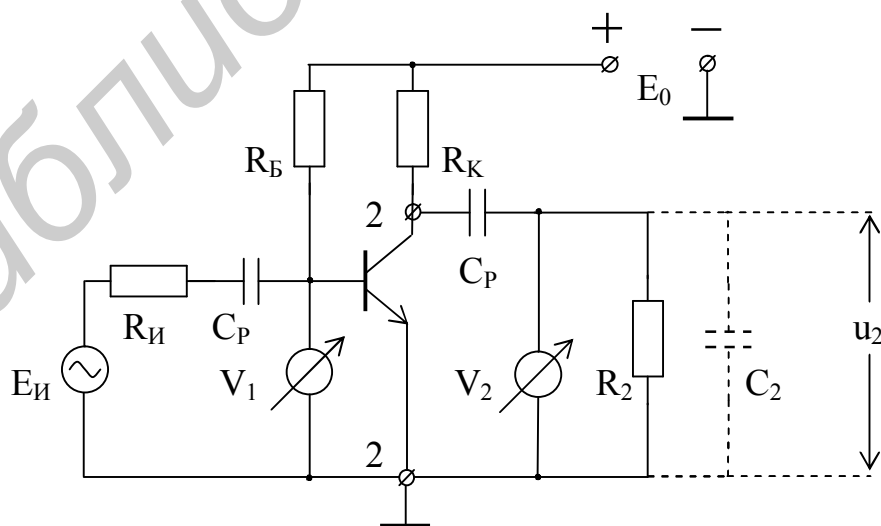


Рис. 1.5

Анализ частотной и фазовой характеристик проведем для выходной цепи каскада, расположенной правее точек 2-2. Часть схемы, расположенную ле-

вее этих точек, заменим эквивалентным генератором с параметрами E_1 и R_1 . Ради упрощения будем считать, что транзистор не является частотно-зависимым элементом и, следовательно, параметры эквивалентного генератора не зависят от частоты.

При таких условиях эквивалентная схема для анализа частотной характеристики каскада приобретает вид, представленный на рис. 1.6, а. Величины емкостей C_1 и C_2 отличаются на несколько порядков ($C_1 \gg C_2$), что обуславливает их влияние в разных областях частотного диапазона и позволяет пользоваться при анализе более простыми схемами (рис. 1.6, б, в, г).

С помощью схемы (см. рис. 1.6, б) легко объясняются низкочастотные части частотной и фазовой характеристик. Емкость C_2 на этой схеме отсутствует, так как сопротивление этой маленькой емкости на низких частотах стремится к бесконечности, ток через нее практически не протекает, и она не оказывает никакого влияния на работу схемы в области низких частот.

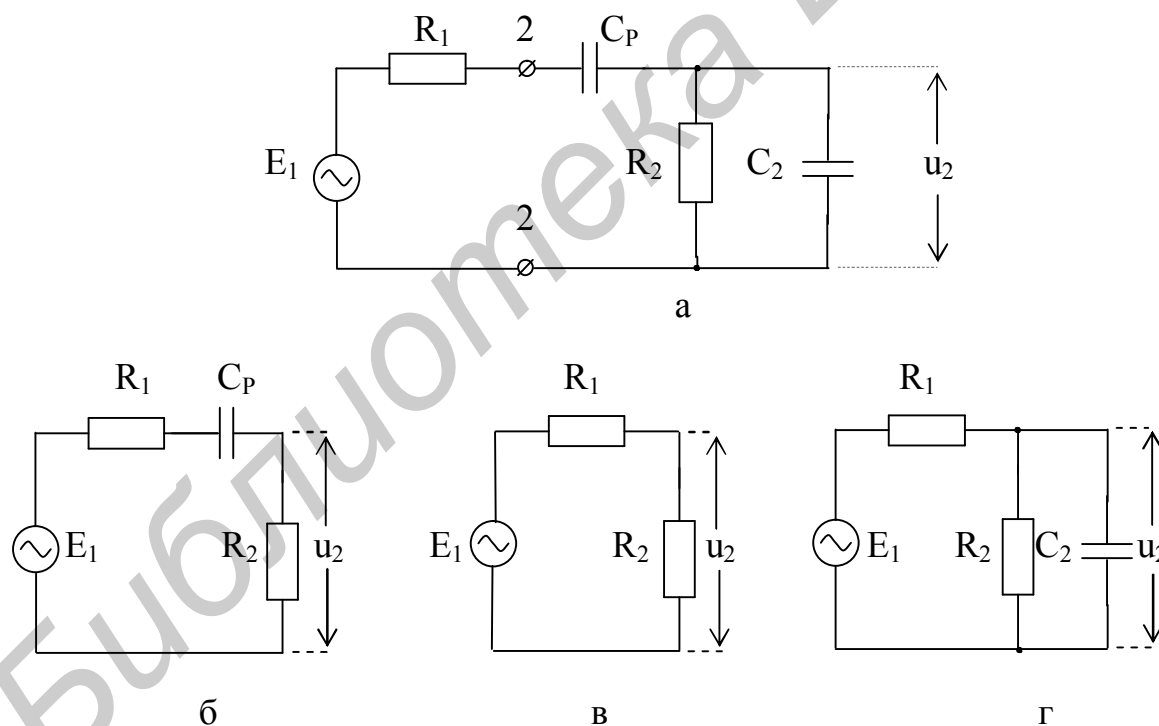


Рис. 1.6

Согласно второму закону Кирхгофа ЭДС в схеме рис. 1.6, б распределяется между сопротивлениями R_1 и R_2 и сопротивлением емкости C_p пропорционально величине этих сопротивлений. С уменьшением частоты сопротивление емкости C_p возрастает, растет падение напряжения на ней, а напряжение u_2 на сопротивлении R_2 уменьшается, что и приводит к уменьшению коэффициента

передачи. При объяснении фазовой характеристики следует учесть, что для области нижних частот цепь (см. рис. 1.6, б) имеет емкостный характер, и, следовательно, ток в этой цепи опережает по фазе приложенное напряжение. Этот ток, протекая по активному сопротивлению R_2 , создает на нем падение напряжения u_2 , совпадающее по фазе с током. Следовательно, выходное напряжение u_2 опережает по фазе приложенную ЭДС E_1 . По мере увеличения частоты характер этой цепи из емкостного превращается в активный (сопротивление емкости стремится к нулю, и конденсатор C_p перестает влиять на ток в цепи), при этом сдвиг по фазе между E_1 и u_2 уменьшается до нуля. Математически частотная и фазовая характеристики для области нижних частот описываются следующими выражениями:

$$\begin{aligned} \dot{K}(\omega) = \frac{\dot{u}_2}{\dot{E}_1} = \dot{K}_H &= \frac{R_2}{R_1 + R_2 + 1/j\omega C_p} = \frac{R_2}{(R_1 + R_2) \left(1 + 1/j\omega C_p (R_1 + R_2) \right)} = \\ &= \frac{K_0}{1 + 1/j\omega C_p (R_1 + R_2)} = \frac{K_0}{1 + 1/j\omega \tau_H}, \end{aligned} \quad (1.15)$$

где
$$K_0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad \tau_H = C_p (R_1 + R_2).$$

Для нахождения амплитудно-частотной характеристики для схемы (см. рис. 1.6, б) определим модуль выражения (1.15):

$$|\dot{K}_H| = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{j\omega C_p (R_1 + R_2)} \right)^2}} = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega \tau_H)^2}}}. \quad (1.16)$$

Для нахождения фазовой характеристики цепи необходимо комплексный коэффициент усиления $\dot{K}(\omega)$ представить в алгебраической форме (в виде $K(\omega) = a + jb$):

$$\dot{K}_H = \frac{K_0}{1 - j \frac{1}{\omega\tau_H}} = \frac{K_0 + jK_0 \frac{1}{\omega\tau_H}}{1 + \frac{1}{(\omega\tau_H)^2}} = \frac{K_0}{1 + \frac{1}{(\omega\tau_H)^2}} + j \frac{K_0 \frac{1}{\omega\tau_H}}{1 + \frac{1}{(\omega\tau_H)^2}}$$

и найти арктангенс отношения мнимой части к действительной:

$$\varphi_H = \arctg \frac{1}{\omega C_P (R_1 + R_2)} = \arctg \frac{1}{\omega\tau_H}. \quad (1.17)$$

Области средних частот соответствует эквивалентная схема (см. рис. 1.6, в), в которой отсутствуют частотно-зависимые элементы. Для этой схемы фазовый сдвиг между E_1 и u_2 равен нулю, а коэффициент передачи оказывается чисто активным и определяется выражением

$$K(\omega) = K_0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \text{const}. \quad (1.18)$$

Проделав аналогичные выкладки для схемы (см. рис. 1.6, г), получим

$$K(\omega) = \dot{K}_B = \frac{Z}{R_1 + Z}, \text{ где } Z = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + j\omega C_2} = \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2},$$

$$\begin{aligned} \dot{K}_B &= \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_1 j\omega C_2 R_2} = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)[1 + j\omega C_2 R_1 R_2 / (R_1 + R_2)]} = \\ &= \frac{K_0}{1 + j\omega C_2 R_1 R_2 / (R_1 + R_2)} = \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_B}, \text{ где } \tau_B = C_2 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \end{aligned} \quad (1.19)$$

Отсюда

$$|\dot{K}_B| = \frac{K_0}{\sqrt{1 + [\omega C_2 R_1 R_2 / (R_1 + R_2)]^2}} = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega\tau_B)^2}}, \quad (1.20)$$

$$\varphi = -\arctg \omega\tau_B = -\arctg \omega C_2 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (1.21)$$

Физический смысл уравнений (1.19 – 1.21) заключается в том, что на высоких частотах сопротивление параллельного соединения R_2 и C_2 уменьшается и, следовательно, уменьшается падение напряжения u_2 , приводящее к снижению коэффициента передачи.

При рассмотрении фазовой характеристики учтем то обстоятельство, что схема (см. рис. 1.6, г) в области высоких частот имеет активный характер, так как сопротивление емкости C_2 при этом стремится к нулю. Ток, протекающий по такой цепи, совпадает по фазе с приложенным напряжением. Однако, протекая через конденсатор C_2 , этот ток создает на нем отстающее по фазе напряжение U_2 .

Анализируя выражения (1.15 - 1.21), можно видеть:

1) при изменении частоты от $f = 0$ в сторону увеличения модуль коэффициента передачи K_H растет и стремится к величине K_0 , а фазовый сдвиг уменьшается от $+90^\circ$ до 0° ;

2) для области частот между f_H и f_B коэффициент передачи K_0 не зависит от частоты, а фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями равен нулю;

3) для области частот выше частоты f_B коэффициент передачи уменьшается по сравнению с K_0 , а фазовый сдвиг изменяется от 0° до -90° .

Области частот, в которых снижение коэффициента передачи становится весьма ощутимым, не являются приемлемыми для работы усилительного каскада. *Рабочий диапазон частот* усилителя Δf , называемый также *диапазоном усиливаемых частот* или *полосой пропускания усилителя*, определяется граничными частотами, на которых $K(\omega)$ изменяется на заданную величину. Обычно полоса пропускания усилителя оценивается *граничными частотами* f_H и f_B , на которых коэффициент усиления уменьшается в $\sqrt{2}$ раз (в логарифмических величинах на -3 дБ) по сравнению со значением K_0 . Согласно этому определению верхнюю и нижнюю граничные частоты можно определить, приравняв к двум выражения, стоящие под корнем квадратным в (1.16) и (1.20).

$$1 + 1/[\omega_H C_P (R_1 + R_2)]^2 = 2, \quad (1.22)$$

$$1 + [\omega_B C_2 R_1 R_2 / (R_1 + R_2)]^2 = 2. \quad (1.23)$$

Решив эти уравнения относительно f_H и f_B , получим

$$f_H = \frac{1}{2\pi C_P (R_1 + R_2)}, \quad (1.24)$$

$$f_B = \frac{1}{2\pi C_2 R_1 R_2 / (R_1 + R_2)}. \quad (1.25)$$

Фазовые сдвиги при этом будут равны

$$\varphi_H = \arctg \frac{1}{2\pi f_H C_P (R_1 + R_2)} = \arctg 1 = 45^\circ, \quad (1.26)$$

$$\varphi_B = -\arctg 2\pi f_B C_2 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = -\arctg 1 = -45^\circ. \quad (1.27)$$

Следует отметить, что на частоте f_H реактивное сопротивление емкости C_P равно сопротивлению активной части цепи (см. рис. 1.6, б):

$$\frac{1}{\omega_H C_P} = R_1 + R_2, \quad (1.28)$$

а на частоте f_B реактивная проводимость емкости C_2 равна проводимости активной части цепи (см. рис. 1.6, г).

$$\omega_B C_2 = (R_1 + R_2) / R_1 R_2. \quad (1.29)$$

Таким образом, уравнения (1.28) и (1.29) могут быть использованы для определения граничных частот полосы пропускания усилителя.

Для анализа многокаскадных усилителей с обратной связью удобно использовать линеаризированные амплитудно-частотную (ЛАЧХ) и фазочастотную (ЛФЧХ) характеристики, при построении которых реальные характеристики заменяются их асимптотами. Для области средних частот асимптотой является прямая, параллельная оси частот.

Для нахождения асимптот в области низких и высоких частот перепишем выражения (1.16) и (1.20) в следующем виде:

$$|\dot{K}_H| = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega_H/\omega)^2}} = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (f_H/f)^2}}, \quad \text{где } \omega_H = \frac{1}{\tau_H}, \quad (1.16a)$$

$$|\dot{K}_B| = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_B)^2}} = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (f/f_B)^2}}, \quad \text{где } \omega_B = \frac{1}{\tau_B}. \quad (1.20a)$$

Низкочастотную асимптоту для схемы (см. рис. 1.6, б) можно получить, устремив текущую частоту ω к нулю в выражении (1.16а):

$$|\dot{K}_H| = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega_H/\omega)^2}} \approx K_0 \frac{\omega}{\omega_H} = K_0 \frac{f}{f_H}. \quad (1.16б)$$

Как видно из этого выражения, уменьшение текущей частоты в 10 раз (на декаду) приводит к уменьшению коэффициента усиления также в 10 раз, или в логарифмических единицах на 20 дБ. Таким образом, асимптотой реальной частотной характеристики в логарифмическом масштабе для области низких частот является прямая линия с наклоном 20 дБ на декаду (20 дБ/дек). Эта прямая пересекается с прямой, относящейся к области средних частот в точке, соответствующей частоте f_H .

Асимптоту АЧХ для области высоких частот применительно к схеме (см. рис. 1.6, г) найдем из (1.20), устремив частоту f_B к бесконечности:

$$|\dot{K}_B| = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_B)^2}} \approx K_0 \frac{\omega_B}{\omega} = K_0 \frac{f_B}{f}. \quad (1.20б)$$

Следовательно, коэффициент усиления в области высоких частот убывает прямо пропорционально увеличению частоты. Таким образом, асимптотой частотной характеристики для данной схемы в области высоких частот является прямая линия с наклоном -20 дБ/дек, пересекающаяся с прямой для области средних частот на частоте f_B .

В литературе довольно часто вместо декады используется частотный интервал в одну октаву (изменение частоты в 2 раза). В этом случае наклон асимптот будет равен шести децибелам на октаву (-6 дБ/окт).

При построении линеаризованной фазочастотной характеристики простейшего частотно-зависимого звена (см. рис. 1.6, б или 1.6, г) реальную фазочастотную характеристику заменяют прямой линией с наклоном в сорок пять градусов на декаду ($45^0/\text{дек}$). Для схемы (см. рис. 1.6, б) ЛФЧХ ограничена пределами – девяносто и ноль градусов и проходит через точку с координатами $(f_H, 45^0)$. Для звена (см. рис. 1.6, г), характеризующего область высоких частот, аналогичная прямая проходит через точку с координатами $(f_B, -45^0)$. Линеаризованные амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики представлены на рис. 1.7. Реальные характеристики на этом рисунке показаны пунктиром.

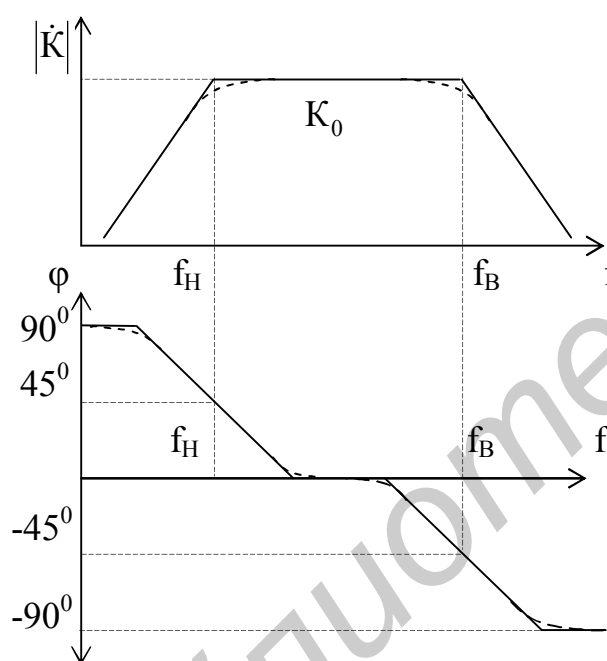


Рис. 1.7

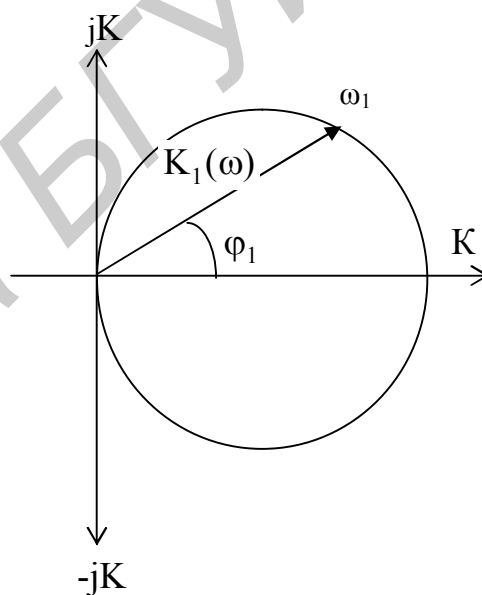


Рис. 1.8

При анализе устойчивости усилителей с обратной связью широкое применение находит *частотно-фазовая характеристика*, объединяющая достоинства и частотной, и фазовой характеристик. Частотно-фазовая характеристика строится на комплексной плоскости в виде фигуры, которую описывает конец вектора $K(\omega)$ при изменении частоты от 0 до ∞ (рис. 1.8). Частотно-фазовая характеристика содержит информацию как о зависимости коэффициента усиления от частоты, так и об изменении с частотой вносимого усилителем фазового сдвига. Фигура, нарисованная концом вектора $K(\omega)$ на комплексной плоскости, называется *годографом коэффициента усиления*.

1.4.4. Переходная характеристика

При усилении импульсных сигналов основное внимание уделяется сохранению формы этих сигналов на выходе усилителя. Однако наличие в цепях усилителя реактивных элементов приводит к искажению формы импульса, даже если усилительный элемент работает в линейном режиме. Для оценки искажений при усилении импульсных сигналов используют *переходную характеристику* усилителя, под которой понимают зависимость выходного напряжения (тока или коэффициента усиления) от времени при подаче на вход усилителя единичного скачка напряжения (тока) [6]:

$$K(t) = \frac{U_2(t)}{E_1(t)}. \quad (1.30)$$

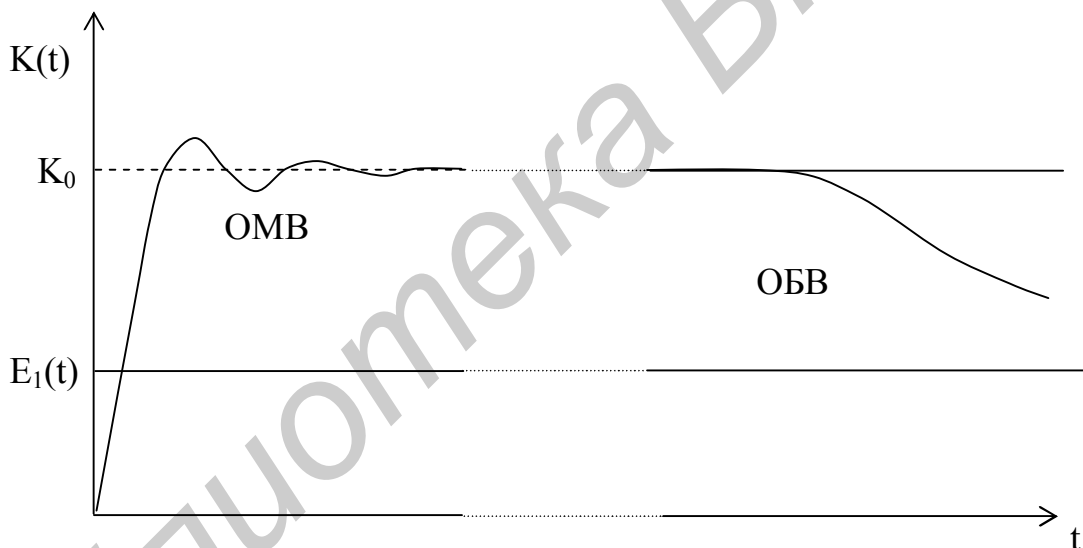


Рис. 1.9

В выражении (1.30) $E_1(t)$ является единичным скачком напряжения или единичной функцией, определяемой следующим образом:

$$E_1(t) = \begin{cases} 0, & \text{при } t \leq 0; \\ 1, & \text{при } t \geq 0. \end{cases} \quad (1.31)$$

График единичной функции $E(t)$ и типичная переходная характеристика $K(t)$ представлены на рис. 1.9.

Для анализа работы усилительного каскада в импульсном режиме обычно пользуются *относительной переходной характеристикой* $h(t)$, определяемой как отношение $K(t)$ к K_0 :

$$h(t) = \frac{K(t)}{K_0} = \frac{U_2(t)}{K_0 E_1(t)}. \quad (1.32)$$

Из сравнения графиков (см. рис. 1.9) следует, что форма переходной характеристики отличается от единичной функции более длительным временем достижения максимальной величины и непостоянством во времени вершины характеристики. При этом процесс плавного изменения вершины импульса (чаще всего спада) происходит гораздо медленнее и требует существенно большего времени, чем быстрое нарастание переднего фронта импульса.

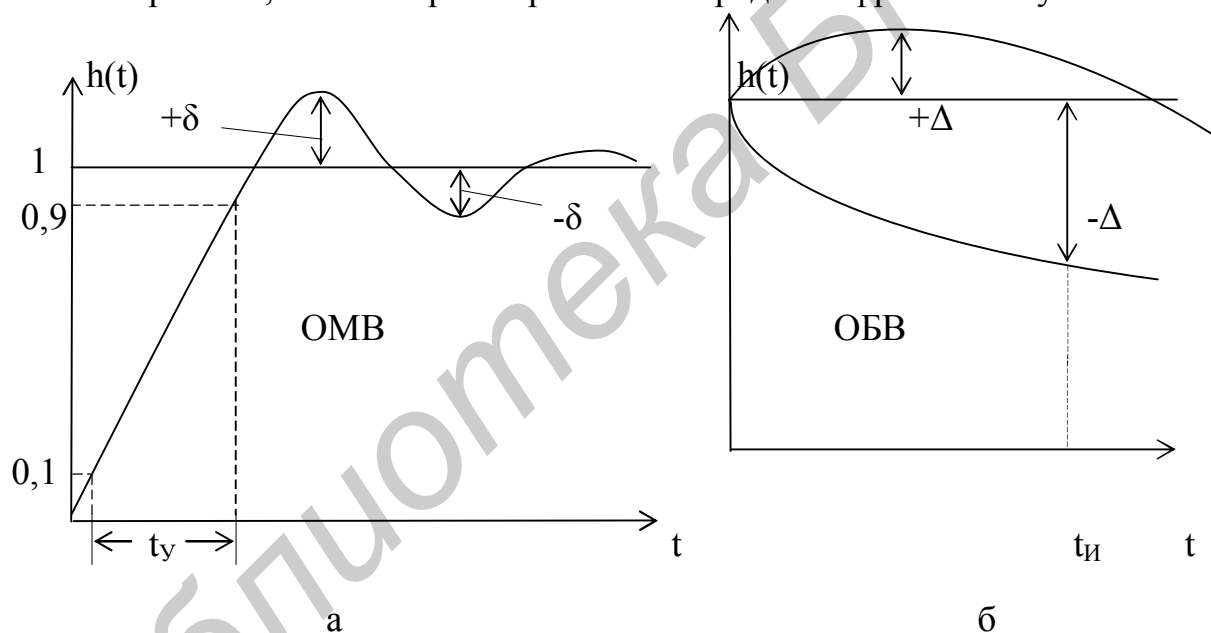


Рис. 1.10

Это обстоятельство приводит к тому, что анализ всей переходной характеристики в едином масштабе времени оказывается затруднительным. Удобнее рассматривать отдельно *область малых времен*, где происходят быстрые изменения фронта, и *область больших времен*, где происходят сравнительно медленные изменения вершины. На рис. 1.10, а, б представлены две части относительной переходной характеристики для области малых и больших времен соответственно. Масштабы по оси времени для графиков на этих рисунках могут отличаться весьма существенно (в тысячи раз).

Анализируя схемы (см. рис. 1.6) с учетом того, что на их входе действует импульсный сигнал, можно объяснить ход кривых на рис. 1.10.

Действительно, если на вход схемы (см. рис. 1.6, г) подать импульсный сигнал, то конденсатор C_2 не сможет зарядиться мгновенно, и напряжение на нем будет нарастать в течение некоторого временного промежутка, зависящего от постоянной времени этой цепи. Если в эту же цепь добавить индуктивность L , то появится возможность обмена энергией между C_2 и L , что приведет к появлению колебательного процесса в цепи. В этом случае на вершине переходной характеристики появятся положительные и отрицательные выбросы $+\delta$ и $-\delta$, амплитуда и частота которых будет определяться добротностью и резонансной частотой колебательного контура, образованного L и C .

Следует обратить внимание на то обстоятельство, что области высоких частот на частотной характеристике и области малых времен на переходной характеристике соответствует одна и та же эквивалентная схема (см. рис. 1.6, г). Действительно, как область больших частот на частотной характеристике, так и область малых времен на переходной характеристике описывают очень быстрые изменения сигнала в усилителе. Аналогичную параллель можно провести между областью малых частот и областью больших времен. Обе они описываются схемой (см. рис. 1.6, б) и соответствуют медленным процессам, происходящим в усилителе.

1.4.5. Линейные искажения

В общем случае форма сигнала, прошедшего через линейный усилитель, может искажаться и вследствие этого отличаться от формы входного сигнала. В усилителе, работающем в линейном режиме, эти искажения обусловлены наличием реактивных элементов, приводящих к тому, что реальные частотная, фазовая и переходная характеристики отличаются от идеальных. Идеальная частотная характеристика представляется прямой линией, параллельной оси частот. В усилителе с идеальной фазовой характеристикой сдвиг по фазе между входным и выходным напряжением либо совсем отсутствует, либо изменяется пропорционально с изменением частоты. Идеальная переходная характеристика не должна отличаться по форме от единичной функции. Искажения, обусловленные наличием реактивных элементов в схеме усилителя, называются *линейными* и подразделяются на *частотные, фазовые и переходные*.

Частотные искажения характерны для сложных сигналов, образованных несколькими гармоническими составляющими. Появляются они из-за неравномерного усиления различных гармонических составляющих сигнала, обусловленного неравномерностью частотной характеристики усилителя. Мерой частотных искажений, вносимых усилителем на рассматриваемой частоте f , является коэффициент частотных искажений M , определяемый как отношение модуля коэффициента усиления на рассматриваемой частоте к коэффициенту усиления на средних частотах:

$$M = \frac{|K(\omega)|}{K_0}. \quad (1.33)$$

Коэффициент частотных искажений выражается как в относительных, так и в логарифмических единицах:

$$M_{\text{дБ}} = 20 \lg \frac{K(\omega)}{K_0} = 20 \lg K(\omega) - 20 \lg K_0. \quad (1.34)$$

Из выражения (1.34) следует, что график зависимости частотных искажений совпадает с графиком частотной характеристики усилителя, опущенным по оси абсцисс на величину $-20 \lg K_0$.

Допустимая величина частотных искажений для конкретного усилителя зависит от его назначения (технического задания на усилитель) и может изменяться в довольно широких пределах.

Для многокаскадного усилителя общее значение коэффициента частотных искажений определяется произведением коэффициентов частотных искажений отдельных его каскадов:

$$M_{\text{общ}} = M_1 \times M_2 \dots \times M_n, \quad (1.35)$$

или в логарифмических единицах:

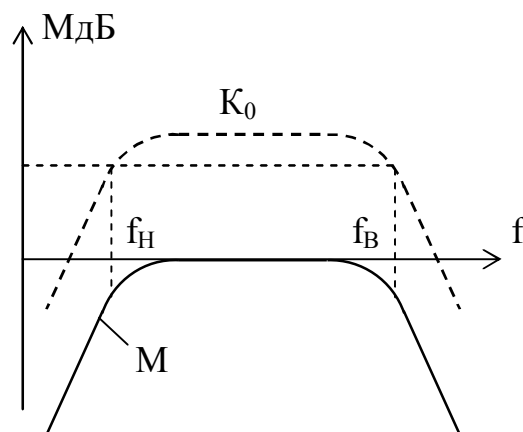


Рис. 1.11

$$M_{\text{ОБЩ дБ}} = M_{1\text{дБ}} + M_{2\text{дБ}} \dots + M_{n\text{дБ}} . \quad (1.35a)$$

Фазовые искажения сложного сигнала отсутствуют, если фазовый сдвиг, вносимый усилителем для каждой гармонической составляющей сигнала, равен нулю. Такая ситуация является частным случаем и возможна, если все гармонические составляющие сигнала находятся в области средних частот частотного диапазона усилителя. Действительно, эквивалентная схема усилителя для этих частот не содержит реактивных элементов, коэффициент усиления остается постоянным, а частотно-зависимый фазовый сдвиг равен нулю. При этом фазовые соотношения между различными компонентами спектра сигнала не изменяются и форма сигнала не искажается.

В реальных условиях спектр сигнала оказывается существенно шире и не удастся избежать влияния реактивных элементов схемы на изменение фазового сдвига для различных гармонических составляющих. В этом случае идеальной фазовой характеристикой является прямая вида

$$\varphi(\omega) = -n\omega t_3 . \quad (1.36)$$

В этом легко убедиться, рассмотрев прохождение сложного сигнала $u_1(t) = \sum U_n \sin \omega_n t$ через гипотетический усилитель с постоянным коэффициентом усиления K и фазовой характеристикой (1.36). Сигнал на выходе усилителя будет иметь вид

$$\begin{aligned} u_2(t) &= K \sum U_n \sin(n\omega t + \varphi_n) = K \sum U_n \sin(n\omega t - n\omega t_3) = \\ &= K \sum U_n \sin n\omega(t - t_3) = K \sum U_n \sin n\omega t' , \end{aligned} \quad (1.37)$$

т.е. выходной сигнал $u_2(t)$ отличается от входного $u_1(t)$ только масштабным множителем K и временем запаздывания t_3 , на величину которого выходной сигнал отстает от входного. Форма сигнала при этом остается без искажений.

Мерой *фазовых искажений* $\Delta\varphi$ на заданной частоте является отличие ре-

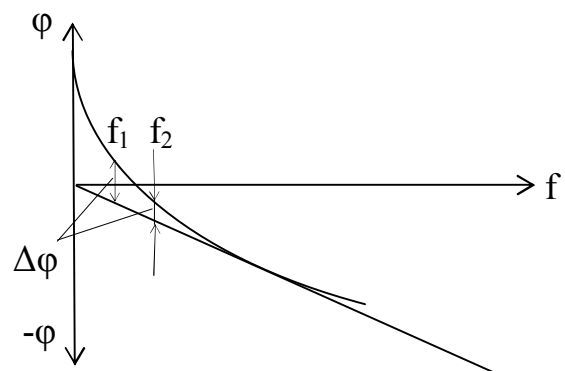


Рис. 1.12

альной фазовой характеристики от идеальной (рис.1.12). Для определения $\Delta\varphi$ идеальная фазовая характеристика проводится из начала осей координат в виде касательной к реальной характеристике [3].

В многокаскадном усилителе фазовый сдвиг между выходным и входным сигналами определяется суммой фазовых сдвигов, создаваемых каждым каскадом.

Переходные искажения возникают в усилителе из-за отличия реальной переходной характеристики от единичной функции.

В области малых времен (см. рис. 1.10, а) искажения оцениваются *временем установления* переднего фронта импульса t_y , а также максимальными положительным $+\delta$ и отрицательным $-\delta$ выбросами на вершине импульса (в апериодической цепи выбросы $+\delta$ и $-\delta$ отсутствуют).

Параметр t_y представляет собой время, необходимое для нарастания переднего фронта от 0,1 до 0,9 установившегося значения импульса.

Для области больших времен искажения оцениваются *завалом вершины импульса или скалыванием* $-\Delta$. Скалывание определяется в момент окончания импульса $t_{и}$ (см. рис. 1.10, б). Иногда (например при использовании в усилителе низкочастотной коррекции) переходная характеристика в области больших времен может иметь подъем над установившимся уровнем. В этом случае искажения оцениваются максимальным превышением $+\Delta$ относительной переходной характеристики над единичным уровнем.

Для многокаскадного усилителя общее время установления находится как корень квадратный из суммы квадратов значений времени установления отдельных каскадов [6]:

$$t_{\text{общ}} = \sqrt{t_{1y}^2 + t_{2y}^2 + \dots + t_{ny}^2} . \quad (1.38)$$

Искажения плоской вершины импульса (скалывание) отдельных каскадов многокаскадного усилителя суммируются для получения общего завала вершины:

$$\Delta_{\text{общ}} = \Delta_1 + \Delta_2 + \dots + \Delta_n . \quad (1.39)$$

1.4.6. Связь между частотной, фазовой и переходной характеристиками

При рассмотрении частотной и фазовой характеристик уже обращалось внимание на существование жесткой связи между этими характеристиками. Такая связь наблюдается для большинства электрических цепей с сосредоточенными параметрами, называемых минимально-фазовыми цепями. Действительно, отсутствие изменения коэффициента передачи с изменением частоты характеризуется отсутствием частотно-зависимого фазового сдвига между выходным и входным сигналами (область средних частот, см. рис. 1.6, в) и, наоборот, любое частотно-зависимое изменение коэффициента передачи (возникающее только при наличии в схеме усилителя реактивных элементов) влечет за собой изменение фазового сдвига. При уменьшении коэффициента передачи с уменьшением частоты сдвиг по фазе положителен и тем больше, чем круче спад частотной характеристики (область нижних частот, см. рис. 1.6, б). При уменьшении коэффициента передачи с ростом частоты сдвиг по фазе отрицателен и тем больше, чем круче спад частотной характеристики (область верхних частот, см. рис. 1.6, г). В общем случае фазовый сдвиг пропорционален производной коэффициента усиления по частоте. Так, в области низких частот приращение частоты и приращение коэффициента усиления – положительные и, следовательно, сдвиг по фазе оказывается также положительным. В области верхних частот при положительном приращении частоты приращение коэффициента усиления оказывается отрицательным и соответственно сдвиг по фазе становится также отрицательным.

Таким образом, если при конструировании усилителя задается определенный вид его частотной характеристики, то это задание однозначно определяет и его фазовую характеристику. Это свойство значительно облегчает задачу разработки и наладки усилителей с заданной фазовой характеристикой, так как измерение частотной характеристики гораздо проще на практике, чем измерение фазовой.

Связь между частотной и переходной характеристиками можно продемонстрировать с помощью схем (см. рис. 1.6), заменив генератор гармонического сигнала генератором единичного напряжения $E = 1(t)$. Нетрудно видеть, что если бы схема имела вид, как на рис. 1.6, в, то форма переходной характеристики

ки была бы идеальной и повторяла бы форму единичной функции. Однако наличие емкости, шунтирующей нагрузку (см. рис. 1.6, г), приводит к тому, что напряжение на выходе не может мгновенно достичь максимума, так как требуется какое-то определенное время (называемое временем установления) для заряда конденсатора C_2 . Разделительная емкость, снижающая коэффициент передачи в области низких частот, влияет на переходную характеристику в области больших времен. По мере заряда конденсатора C_p (см. рис. 1.6, б) ток заряда уменьшается, что приводит к уменьшению падения напряжения на нагрузке, т.е. к скалыванию вершины импульса.

Таким образом, переходная характеристика в области малых времен определяется теми же элементами схемы, что и частотная в области высоких частот, и наоборот, переходная характеристика в области больших времен определяется теми же элементами, что и частотная в области низких частот. Действительно, характерные для области малых времен быстрые процессы, протекающие в усилителе, адекватны быстрым изменениям выходного напряжения, происходящим на высоких частотах. Такую же аналогию можно провести между медленными изменениями переходной характеристики в области больших времен и медленными изменениями выходного сигнала в области низких частот.

1.4.7. Помехи и собственные шумы в АЭУ

Для любого реального усилителя (или построенного на его основе АЭУ) характерно наличие на выходе некоторого напряжения (сигнала) даже при отсутствии полезного сигнала на его входе. Это напряжение является следствием собственных помех, существующих в цепях АЭУ. Причины возникновения собственных помех: *фон, наводки, микрофонный эффект, тепловые шумы и шумы усилительных элементов.*

Фоном называется появление на выходе АЭУ переменного напряжения с частотой, равной или кратной частоте питающей сети. Основной причиной появления фона служит недостаточно хорошее сглаживание выпрямленного напряжения питания. Для борьбы с фоном в цепях питания АЭУ приходится использовать сложные стабилизированные источники питания и сглаживающие фильтры, что обычно существенно увеличивает стоимость аппаратуры.

Наводкой называется появление на выходе АЭУ мешающего сигнала, вызванное посторонними источниками помех, чьи электромагнитные поля влияют на цепи АЭУ (особенно входные). В качестве таких источников могут служить другие усилители, генераторы, трансформаторы, электродвигатели, электрические разряды и т.д. Уменьшение влияния наводок достигается экранированием как отдельных цепей АЭУ (особенно входных цепей и первых усилительных каскадов), так и полностью всего АЭУ.

Микрофонный эффект возникает при воздействии на АЭУ вибраций, ударов, сотрясений и объясняется недостаточно жестким креплением элементов схемы при монтаже. Механические воздействия на АЭУ приводят к изменению положения его деталей друг относительно друга и, следовательно, к изменению электромагнитных полей и появлению паразитных токов.

Флуктуационное движение электронов в проводнике, вызванное отличием его температуры от абсолютного нуля, может рассматриваться как флуктуационный электрический ток, приводящий к появлению на концах этого проводника шумовой ЭДС, действующее значение которой определяется формулой Найквиста:

$$E_{\text{ш}}^2 = 4kTR\Delta f, \quad E_{\text{ш}} = \sqrt{4kTR\Delta f}, \quad (1.40)$$

где k – постоянная Больцмана, равная $1,38710^{-23}$ Дж/К;

T – абсолютная температура;

Δf – анализируемая полоса частот;

R – шумящее сопротивление.

Таким образом, любая электрическая цепь, обладающая активным сопротивлением, является источником теплового шума с равномерным спектром (белый шум) в диапазоне частот от нуля до бесконечности. Следовательно, активное сопротивление R может быть представлено эквивалентным шумовым генератором с ЭДС, определяемой выражением (1.40), и внутренним сопротивлением, равным R .

Дискретная природа электрического тока, а также то обстоятельство, что количество электронов, проходящих через поперечное сечение проводника, не является величиной постоянной, приводят к тому, что появляется еще один источник шума, зависящий от величины протекающего тока. Этот шум называется

ся *дробовым* шумом (шумом квантования), имеет белый спектр и его величина определяется следующим выражением:

$$I_{\text{ш}} = 2eI\Delta f, \quad I_{\text{ш}}^2 = 2eI\Delta f, \quad I_{\text{ш}} = \sqrt{2eI\Delta f}, \quad (1.41)$$

где e – заряд электрона, равный $1,6 \cdot 10^{-19}$ к;

I – величина протекающего тока;

Δf – шумовая полоса частот.

Кроме активных сопротивлений значительную долю шумов в шум АЭУ вносят усилительные элементы. Среди шумов усилительных элементов различают: *тепловые* шумы, *дробовые* шумы и шумы *мерцания* (*фликкер-шум*) [13].

Тепловые и *дробовые* шумы усилительных элементов имеют ту же природу, что и соответствующие шумы активных сопротивлений. Влияние этих шумов на АЭУ оценивается с помощью выражений, аналогичных выражениям (1.40 – 1.41).

Величина *шума мерцания*, или *фликкер-шума*, зависит от чистоты материала эмитирующего электрода. Его спектр сосредоточен в низкочастотной части диапазона и убывает с ростом частоты пропорционально величине $1/f$ [13].

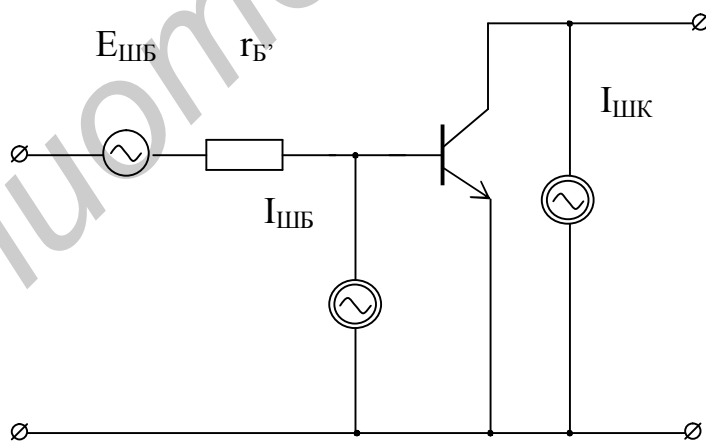


Рис. 1.13

Таким образом, шумовая эквивалентная схема любого усилительного элемента описывается несколькими источниками шума. Так, например, шумовая эквивалентная схема транзистора для области, где фликкер-шум не действует, приведена на рис. 1.13. На этом рисунке сам транзистор является идеальным (не шумящим) элементом, обладающим только усилительными свойствами, а его шумовые свойства описываются тремя следующими генераторами:

$E_{\text{ШБ}} = \sqrt{4kTr_0\Delta f}$ – генератор шума, характеризующий шум распределённого сопротивления базы транзистора r_0 ;

$I_{\text{ШБ}} = \sqrt{2eI_{0б}\Delta f}$ – генератор, характеризующий дробовый шум тока базы, где $I_{0б}$ - постоянный ток базы;

$I_{\text{ШК}} = \sqrt{2eI_{0к}\Delta f}$ – генератор, характеризующий дробовый шум тока коллектора, где $I_{0к}$ - постоянный ток коллектора.

Анализ шумовых свойств АЭУ обычно проводят, используя шумовые эквивалентные схемы, содержащие физические источники шума. При этом расчет сводится к составлению уравнений для токов и напряжений данной схемы и их решению, или к последовательному пересчету всех шумовых источников на вход или выход схемы.

Оценка шумовых свойств и сравнение по шумам отдельных АЭУ может проводиться несколькими методами. Для этого наиболее широко используются такие величины, как эквивалентная шумовая ЭДС ($E_{\text{Ш}}$), приведенная ко входу АЭУ, шумовая температура ($T_{\text{Ш}}$), коэффициент шума ($F_{\text{Ш}}$) и др.

Эквивалентная шумовая ЭДС $E_{\text{Ш}}$ находится путем пересчета всех действующих источников шума во входную цепь усилителя. Она широко используется при определении динамического диапазона усилителей. Включив эквивалентную шумовую схему транзистора в схему усилительного каскада и учтя все остальные источники шума (например $R_{\text{и}}$, $R_{\text{б}}$, $R_{\text{к}}$, R_2 для схемы см. рис.1.5), можно рассчитать шумовое напряжение в любом сечении схемы.

Тепловая температура $T_{\text{Ш}}$ показывает, на сколько градусов необходимо поднять температуру сопротивления источника сигнала, чтобы на выходе идеального (по шумам) устройства получить мощность шумов, не отличающуюся от мощности шумов на выходе реального устройства.

Коэффициент шума $F_{\text{Ш}}$ показывает, во сколько раз мощность шума на выходе устройства превышает мощность шума источника сигнала, приведенную к выходу устройства. Коэффициент шума может определяться и на входе усилителя. При этом все мощности с выхода усилителя пересчитываются на вход через коэффициент усиления по мощности.

$$F_{\text{ш}} = \frac{\sum P_{\text{ш}2}}{P_{\text{ш}1}} = \frac{\sum P_{\text{ш}2} / K_P}{P_{\text{ш}1}}, \quad (1.42)$$

где $\sum P_{\text{ш}2}$ – общая шумовая мощность на выходе усилителя;

$P_{\text{ш}1}$ и $P_{\text{ш}2}$ – шумовая мощность источника сигнала, измеренная соответственно на входе и на выходе усилителя;

K_P – коэффициент усиления по мощности.

Коэффициент шума нередко выражают в логарифмических единицах, используя соотношение

$$F_{\text{ш дБ}} = 10 \lg F_{\text{ш}}. \quad (1.43)$$

1.4.8. Амплитудная характеристика

Амплитудной характеристикой называется зависимость амплитуды первой гармоники выходного напряжения от амплитуды входного гармонического напряжения (рис. 1.14).

На практике вместо амплитуд удобнее пользоваться действующими значениями входного и выходного напряжений. Как видно из рис. 1.14, линейная часть амплитудной характеристики ограничена величиной напряжений U_{min} и U_{max} . Напряжение U_{min} соответствует уровню собственных шумов усилителя. Напряжение U_{max} определяется допустимым уровнем нелинейности активных элементов, используемых в усилителе. Наклоном линейной части характеристики определяется коэффициент усиления усилителя

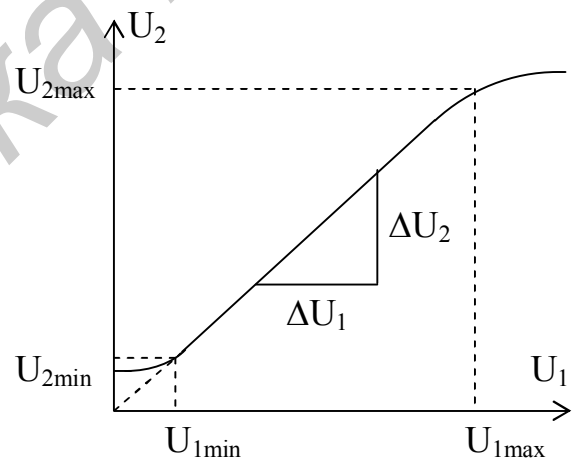


Рис. 1.14

$$K_0 = \frac{\Delta U_2}{\Delta U_1}.$$

С амплитудной характеристикой неразрывно связано понятие *динамиче-*

ского диапазона усилителя D , под которым понимают отношение максимального напряжения $U_{1\max}$ на входе усилителя к минимальному $U_{1\min}$:

$$D_y = \frac{U_{1\max}}{U_{1\min}}. \quad (1.44)$$

Выражение динамического диапазона в логарифмическом масштабе имеет вид

$$D_{y\text{дБ}} = 20 \lg D_y = 20 \lg \frac{U_{1\max}}{U_{1\min}}. \quad (1.44a)$$

Понятие динамического диапазона применимо не только к усилителю, но и к самому сигналу:

$$D_{c\text{дБ}} = 20 \lg \frac{U_{c\max}}{U_{c\min}}. \quad (1.44б)$$

Для усиления сигналов без искажений динамический диапазон усилителя должен быть больше или хотя бы равен динамическому диапазону сигнала:

$$D_y \geq D_c.$$

1.4.9. Нелинейные искажения

Нелинейные искажения проявляются на выходе усилителя в виде изменения формы усиливаемого сигнала. Возникают нелинейные искажения из-за нелинейности вольт-амперных характеристик усилительных элементов. Кроме усилительных элементов источниками нелинейных искажений могут являться трансформаторы или катушки индуктивности с магнитными сердечниками. Величина нелинейных искажений зависит от уровня сигнала, приложенного к нелинейному элементу. Так, например, транзистор в усилительном каскаде при малых уровнях входного сигнала может рассматриваться как линейный. Однако с увеличением амплитуды входного гармонического сигнала зависимость коллекторного тока от напряжения на базе приобретает экспоненциальный характер и форма коллекторного тока начинает все больше отличаться от гармонической. При этом в спектре коллекторного тока появляются составляющие с час-

тотой, кратной частоте входного сигнала, называемые гармониками основного сигнала. Количество гармоник и их амплитуда возрастают по мере увеличения амплитуды сигнала на входе транзистора.

Количественно уровень нелинейных искажений усилителей гармонических сигналов оценивается с помощью коэффициента гармоник или коэффициента нелинейных искажений k_{Γ} , который определяется как отношение корня квадратного из суммы квадратов амплитуд напряжения или тока всех высших гармоник выходного сигнала к амплитуде напряжения или тока основной частоты:

$$k_{\Gamma} = \frac{\sqrt{U_{2,2f}^2 + U_{2,3f}^2 + \dots + U_{2,nf}^2}}{U_{2,f}}, \quad (1.45)$$

где $U_{2,2f}$, $U_{2,3f}$, $U_{2,nf}$ – напряжения второй, третьей, n-й гармоник на выходе усилителя;

$U_{2,f}$ – напряжение первой гармоники на выходе усилителя.

1.4.10. Потребляемая мощность и коэффициент полезного действия

Обычно для питания усилителя могут использоваться несколько источников. Так, например, в мощных усилителях (от нескольких ватт и выше) каскады предварительного усиления и каскады усиления мощности, как правило, питаются от разных источников. При определении потребляемой усилителем мощности учитывают мощность, потребляемую от всех источников питания. Величина полезной мощности в нагрузке существенно влияет на величину потребляемой мощности, поэтому последняя измеряется в режиме, когда усилитель отдает в нагрузку выходную мощность, равную расчетной.

Коэффициент полезного действия показывает, какая часть потребляемой от источника питания мощности превращается в полезную мощность на выходе усилителя. Он определяется как отношение полезной мощности в нагрузке к мощности, потребляемой от источника питания:

$$\eta = \frac{P_2}{P_0}, \quad (1.46)$$

где P_2 – полезная мощность в нагрузке;
 P_0 – мощность, потребляемая от источника питания.

2. УСИЛИТЕЛЬ (АЭУ) КАК ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИК

2.1. Основные определения

2.1.1. Четырехполюсники, их параметры и эквивалентные схемы

АЭУ, используемые в технике передачи и обработки информации, всегда выступают в роли функционального звена, связывающего источник сигнала (генератор) и нагрузку. Подобные устройства получили названия четырехполюсников в связи с тем, что они характеризуются наличием двух пар зажимов (рис. 2.1), одна из которых предназначена для связи с источником сигнала, вторая – для связи с нагрузкой.

Различают линейные и нелинейные четырехполюсники, четырехполюсники пассивные и активные. Согласно определению, данному в первом разделе, усилители могут представляться как активные четырехполюсники с управляемыми источниками. При этом, смотря по тому, в каком режиме работает усилительный элемент, усилитель может рассматриваться как линейный или как нелинейный четырехполюсник.

Свойства четырехполюсника как устройства для передачи сигнала полностью определяются соотношениями между напряжениями на его внешних зажимах и токами, которые проходят через эти зажимы. Соотношения, связывающие комплексные амплитуды напряжений и токов на двух парах зажимов четырехполюсника, называются *уравнениями передачи четырехполюсника*.

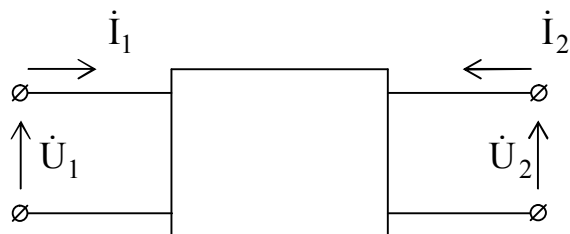


Рис. 2.1

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_1 &= Y_{11}\dot{U}_1 + Y_{12}\dot{U}_2; \\ \dot{I}_2 &= Y_{21}\dot{U}_1 + Y_{22}\dot{U}_2. \end{aligned} \right\} \quad \left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= H_{11}\dot{I}_1 + H_{12}\dot{I}_2; \\ \dot{I}_2 &= H_{21}\dot{I}_1 + H_{22}\dot{I}_2. \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= Z_{11}\dot{I}_1 + Z_{12}\dot{I}_2; \\ \dot{U}_2 &= Z_{21}\dot{I}_1 + Z_{22}\dot{I}_2. \end{aligned} \right\} \quad \left. \begin{aligned} \dot{I}_1 &= K_{11}\dot{U}_1 + K_{12}\dot{I}_2; \\ \dot{U}_2 &= K_{21}\dot{U}_1 + K_{22}\dot{I}_2. \end{aligned} \right\}$$

В усилительной технике наибольшее распространение получили системы уравнений (2.1), называемые соответственно Y-, Z-, H- и K-системами *параметров четырехполюсника*. Коэффициенты уравнений (2.1) называются параметрами четырехполюсника и определяются исключительно его схемой и значениями элементов и не зависят от внешних цепей, включенных на входе и выходе четырехполюсника.

Каждый из параметров можно определить, создавая на входе или на выходе четырехполюсника такой режим, при котором один из членов в правой части уравнений (2.1) превращается в ноль. Так, если в четырехполюснике, описываемом системой Y-параметров, обеспечить режим короткого замыкания на его выходе, при котором U_2 равно нулю, то

$$Y_{11} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1} \text{ – входная проводимость четырехполюсника, измеренная в ре-}$$

жиме короткого замыкания на его выходе ($U_2 = 0$);

$$Y_{21} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_1} \text{ – проводимость прямой передачи, измеренная в режиме корот-}$$

кого замыкания на его выходе ($U_2 = 0$).

Для определения параметров Y_{12} и Y_{22} необходимо обеспечить режим короткого замыкания на входе четырехполюсника:

$$Y_{12} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_2} \text{ – проводимость обратной передачи, измеренная в режиме ко-}$$

роткого замыкания на его входе ($U_1 = 0$);

$$Y_{22} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} \text{ – выходная проводимость четырехполюсника, измеренная в}$$

режиме короткого замыкания на его входе ($U_1 = 0$).

Для системы H-параметров таким же образом получим

$$H_{11} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \text{ – входное сопротивление, измеренное в режиме короткого за-}$$

мыкания на выходе ($U_2 = 0$);

$$H_{12} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_2} \text{ – коэффициент обратной передачи, измеренный в режиме хо-}$$

лостого хода на входе ($I_1 = 0$);

$H_{21} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1}$ – коэффициент прямой передачи по току, измеренный в режи-

ме короткого замыкания на выходе ($U_2 = 0$);

$H_{22} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2}$ – выходная проводимость четырехполюсника, измеренная в

режиме холостого хода на его входе ($I_1 = 0$).

При желании таким же образом могут быть определены параметры для Z- и K-систем.

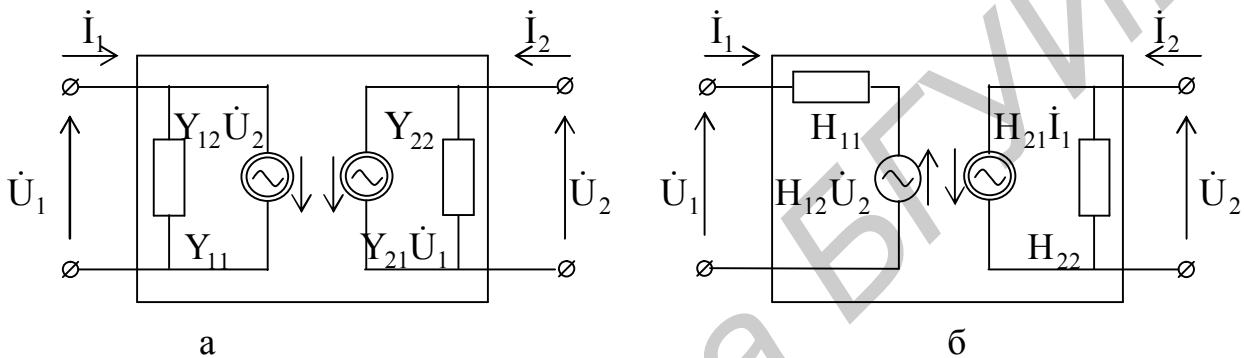


Рис. 2.2

Каждой системе уравнений (2.1) соответствует своя эквивалентная схема. Так, например, эквивалентные схемы для Y- и H-систем представлены на рис. 2.2, а, б.

Как видно из рисунков, входная часть каждой схемы определяется первым уравнением соответствующей системы, а выходная – вторым.

2.1.2. Определение показателей усилителя через параметры четырехполюсника

Показатели усилителей (входные и выходные сопротивления, коэффициенты усиления и т.д.) зависят не только от параметров четырехполюсника, но и от сопротивления источника сигнала и сопротивления нагрузки. Для определения показателей

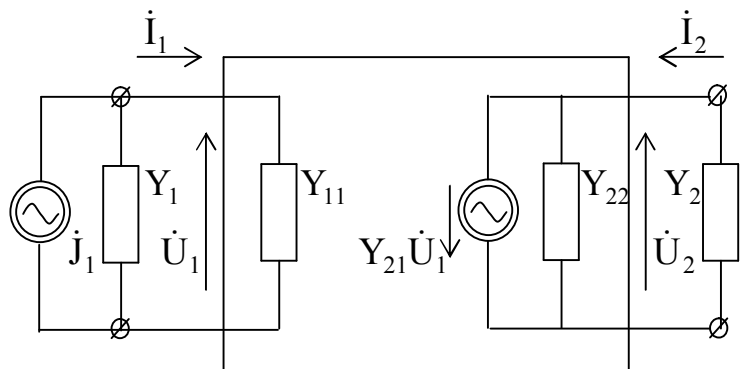


Рис. 2.3

усилительного каскада воспользуемся схемой (см. рис. 2.3), описываемой системой уравнений в Y-параметрах [1]. В этой схеме на входе четырехполюсника включен генератор тока \dot{I}_1 с его внутренней проводимостью Y_1 , а на выходе – нагрузка Y_2 .

Определим ток I_2 , протекающий через нагрузку Y_2 :

$$\dot{I}_2 = -Y_2 \dot{U}_2. \quad (2.2)$$

Знак минус в выражении (2.2) объясняется тем, что направление тока на рис. 2.3 не соответствует выбранному направлению напряжения U_2 . Подставим (2.2) во второе уравнение системы Y-параметров:

$$-Y_2 \dot{U}_2 = Y_{21} \dot{U}_1 + Y_{22} \dot{U}_2. \quad (2.3)$$

Уравнение (2.3) с помощью Y-параметров и проводимости нагрузки Y_2 связывает напряжения \dot{U}_1 и \dot{U}_2 , что дает возможность определить коэффициент усиления по напряжению:

$$K = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = -\frac{Y_{21}}{Y_2 + Y_{22}}. \quad (2.4)$$

Найдем из выражения (2.4) напряжение U_2 и подставим его в первое уравнение системы:

$$\dot{I}_1 = Y_{11} \dot{U}_1 - \frac{Y_{12} Y_{21} \dot{U}_1}{Y_2 + Y_{22}}. \quad (2.5)$$

Уравнение (2.5) связывает входной ток и входное напряжение, что дает возможность определить входную проводимость усилителя:

$$Y_{\text{вх}} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1} = Y_{11} - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_2 + Y_{22}}. \quad (2.6)$$

Учитывая, что система Y-параметров является симметричной относительно входа и выхода, можно записать выражение для выходной проводимости:

сти усилителя:

$$Y_{\text{ВЫХ}} = Y_{22} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_1 + Y_{11}}. \quad (2.7)$$

Используя (2.2, 2.4, 2.6), найдем коэффициент усиления по току:

$$\begin{aligned} K_i &= \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} = \frac{-Y_2 \dot{U}_2}{Y_{\text{ВХ}} \dot{U}_1} = \frac{Y_{21}}{Y_2 + Y_{22}} \frac{Y_2}{Y_{11} - \frac{Y_{21}Y_{12}}{Y_2 + Y_{22}}} = \\ &= \frac{Y_{21}Y_2}{Y_{11}(Y_2 + Y_{22}) - Y_{21}Y_{12}}. \end{aligned} \quad (2.8)$$

Определим сквозной коэффициент усиления по току:

$$\begin{aligned} K_J &= \frac{\dot{I}_2}{J_1} = \frac{-Y_2 U_2}{(Y_1 + Y_{\text{ВХ}}) \dot{U}_1} = \frac{Y_{21}}{Y_2 + Y_{22}} \frac{Y_2}{(Y_1 + Y_{11}) - \frac{Y_{21}Y_{12}}{(Y_2 + Y_{22})}} = \\ &= \frac{Y_{21}Y_2}{(Y_1 + Y_{11})(Y_2 + Y_{22}) - Y_{21}Y_{12}}. \end{aligned} \quad (2.9)$$

Найдем сквозной коэффициент усиления по напряжению:

$$\dot{K}_E = \frac{\dot{U}_2}{\dot{E}_1} = -\frac{\dot{I}_2 / Y_2}{\dot{J}_1 / Y_1} = -\frac{\dot{I}_2}{\dot{J}_1} \frac{Y_1}{Y_2} = -\frac{Y_{21}Y_1}{(Y_1 + Y_{11})(Y_2 + Y_{22}) - Y_{21}Y_{12}}. \quad (2.10)$$

Все полученные выше показатели усилителя могут быть определены путем использования любой другой системы параметров четырехполюсника. Так, используя свойство дуальности электрической цепи, можно записать выражения для входного и выходного сопротивления усилителя в системе Z-параметров:

$$Z_{\text{ВХ}} = Z_{11} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_2 + Z_{22}}, \quad (2.11)$$

$$Z_{\text{ВЫХ}} = Z_{22} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_1 + Z_{11}}. \quad (2.12)$$

Коэффициент сквозного усиления для четырехполюсника, описываемого системой H-параметров, имеет вид

$$\dot{K}_E = \frac{\dot{U}_2}{\dot{E}_1} = -\frac{H_{21}}{(H_{11} + Z_1)(H_{22} + Y_2) - H_{21}H_{12}}. \quad (2.13)$$

Следует отметить, что все эти выражения можно было получить, используя обычные методы расчета электрических цепей. Так, на основании методов контурных токов или узловых потенциалов можно составить систему уравнений для полной эквивалентной схемы усилителя и решить её относительно соответствующих токов и напряжений. При этом расчет показателей усилителя потребовал бы гораздо большего времени, чем простая подстановка известных параметров четырёхполюсника, источника сигнала и нагрузки в полученные выше формулы. Вместе с тем эти методы широко используются при разработке различных машинных программ для расчета усилителей.

Положительные результаты применения теории четырехполюсников при расчете показателей усилителя достигнуты благодаря тому, что при этом используется минимальное число уравнений, необходимых для полного описания взаимодействия четырехполюсника с источником сигнала и нагрузкой. Одновременно этим обусловлено и появление определенных элементов формализма, характерных для теории четырехполюсников и в какой-то степени маскирующих физические процессы, происходящие в усилителях.

2.2. Использование обратной связи в АЭУ

2.2.1. Виды обратной связи

Обратной связью называется такое явление, при котором часть энергии с выхода четырехполюсника передается на его вход. Обратная связь (ОС) характерна только для активных четырехполюсников, т.е. для четырехполюсников, содержащих хотя бы один управляемый генератор. В усилителях обратная связь осуществляется за счет передачи части тока или напряжения сигнала из

выходной цепи усилителя в его входную цепь. Широкое использование обратной связи в самых различных АЭУ объясняется тем, что она является очень удобным инструментом для изменения любых показателей (свойств) АЭУ.

На рис. 2.4 дана структурная схема АЭУ с обратной связью. На этой

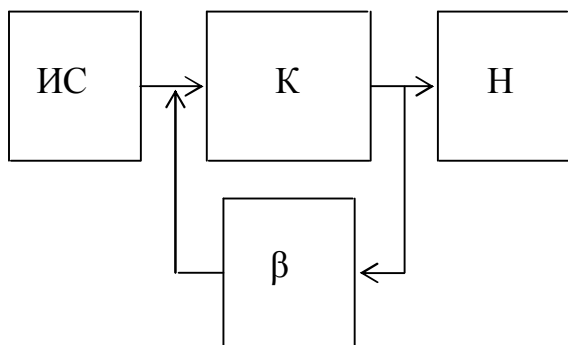


Рис. 2.4

схеме имеются: ИС – источник сигнала; К – усилитель; Н – нагрузка; β – цепь обратной связи. На входе усилителя происходит сложение сигнала (тока или напряжения), поступающего от генератора, и сигнала, вернувшегося по цепи обратной связи, т.е. с выхода усилителя.

Если сигнал на входе усилителя совпадает по фазе с сигналом, вернувшимся по цепи обратной связи, то имеет место *положительная* обратная связь. В противном случае обратная связь называется *отрицательной*.

Если в цепь обратной связи подается сигнал, пропорциональный выходному напряжению или его части, то такая ОС называется *обратной связью по напряжению* (рис. 2.5, а).

ОС называется *обратной связью по току*, если в цепь обратной связи подается сигнал, пропорциональный выходному току или части его (рис. 2.5, б)

ОС называется *параллельной по входу*, если выходные зажимы обратной связи, входные зажимы усилителя и зажимы источника сигнала включены между собой параллельно (рис. 2.5, в). При последовательном включении этих трех пар зажимов ОС называется *последовательной* (рис. 2.5, г).

В общем случае возможно одновременное использование обоих методов съема и ввода обратной связи. При этом ОС будет называться *смешанной*.

Нетрудно видеть, что на действие обратной связи различного вида в значительной мере влияют величины сопротивления нагрузки и внутреннего сопротивления источника сигнала. Например, если в схеме на рис. 2.5, а закоротить сопротивление нагрузки, то ОС прекратит действовать, так как в этом случае исчезнет выходное напряжение и в цепь обратной связи ничего поступать не будет. В режиме холостого хода по выходу такая ОС будет максимальной. В схеме на рис. 2.5, б ОС по току действует максимальным образом в режиме короткого замыкания на выходе и не действует в режиме холостого хода.

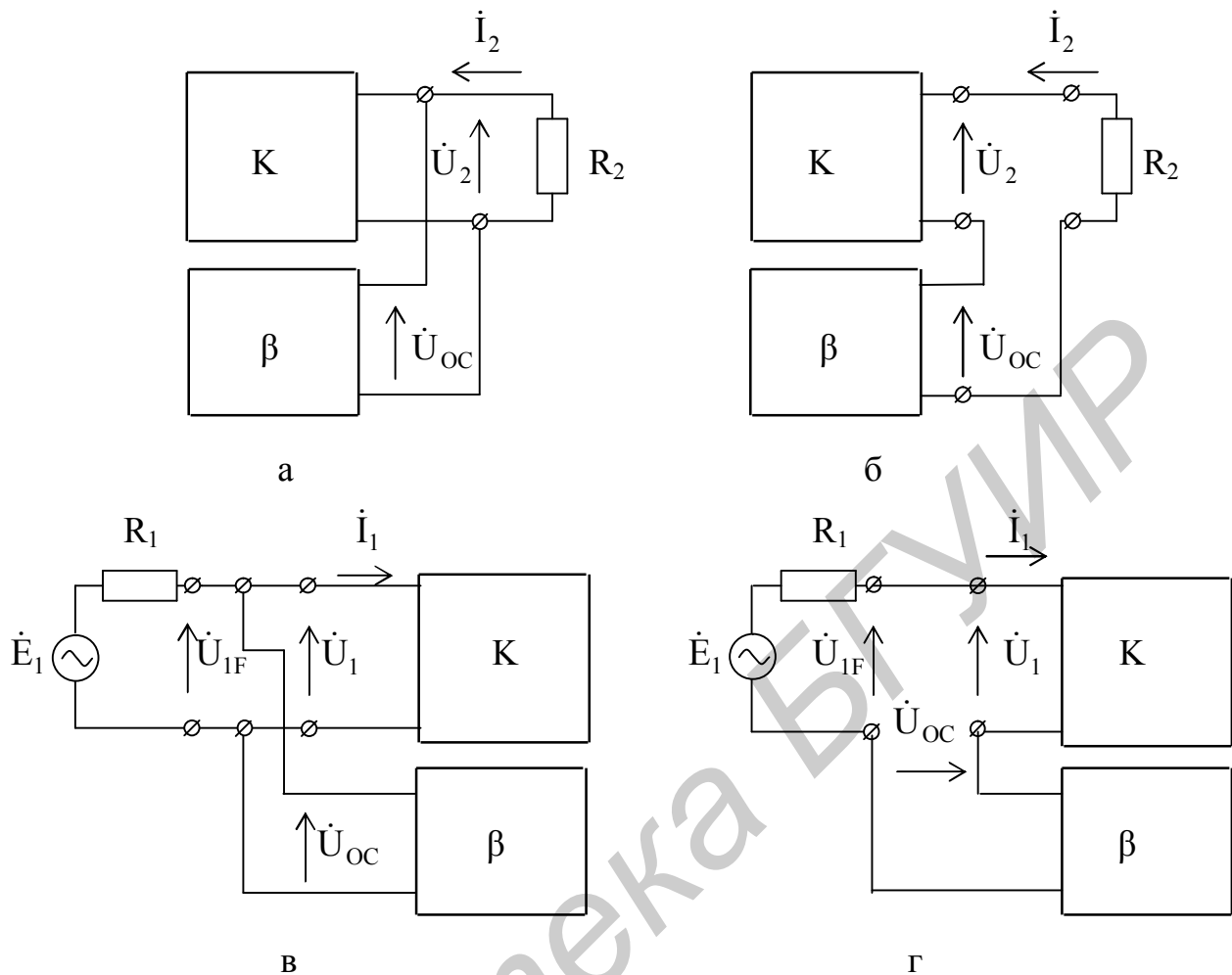


Рис. 2.5

Проведя аналогичные рассуждения относительно внутреннего сопротивления источника сигнала, можно утверждать, что параллельная ОС по входу (см. рис. 2.5, в) перестает действовать, если R_1 устремить к нулю (генератор ЭДС на входе). Последовательная ОС по входу (см. рис. 2.5, г) не действует, если R_1 стремится к бесконечности (на входе – генератор тока).

Четырехполюсник обратной связи, как и любая реальная электрическая цепь, обладает определенной частотной характеристикой. Если частотная характеристика цепи обратной связи не изменяется в полосе пропускания усилителя, то говорят о частотно-независимой обратной связи. В противном случае ОС называется частотно-зависимой.

В любой системе уравнений, описывающей четырехполюсник, имеется параметр с индексом 12, ответственный за передачу сигнала с выхода на вход (Y_{12} , Z_{12} , H_{12} , K_{12}). Этот параметр характеризует внутреннюю ОС, которая практически не поддается внешней регулировке, ведет к негативным изменениям свойств усилителя и называется паразитной.

2.2.2. Использование параметров четырехполюсника для описания усилителей с обратной связью

Усилитель, охваченный обратной связью, представляет собой соединение двух четырехполюсников – собственно усилителя и четырехполюсника обратной связи. Каждый из этих двух четырехполюсников описывается собственной системой уравнений. Нахождение параметров такого сложного четырехполюсника через параметры четырехполюсников усилителя и цепи обратной связи осуществляется по правилам, которые изучались ранее в курсе теории цепей. При этом для каждого типа обратной связи выбирается наиболее подходящая система параметров.

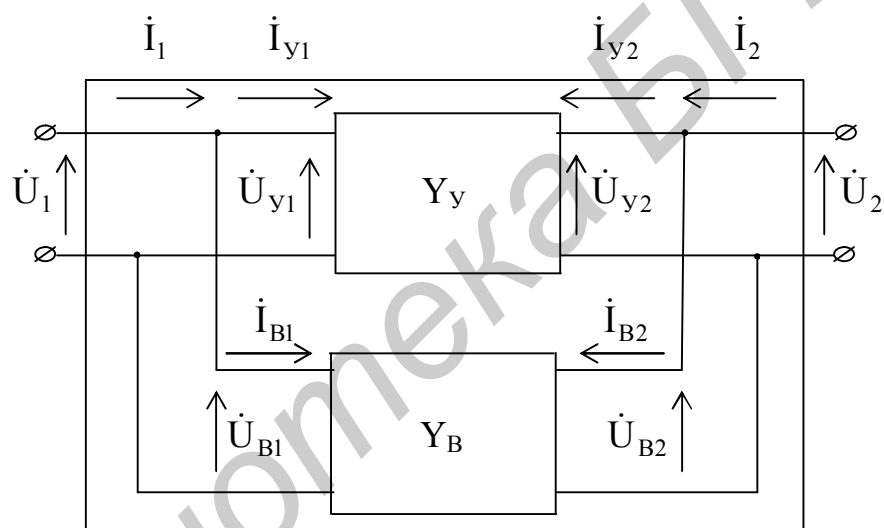


Рис. 2.6

Рассмотрим усилитель, охваченный обратной связью по напряжению, параллельной по входу (рис. 2.6). На этой схеме обозначения с индексом «у» относятся к параметрам четырехполюсника усилителя без обратной связи, а с индексом «в» – к четырехполюснику обратной связи; параметры всего сложного четырехполюсника вводятся без индекса. Наиболее удобно использовать для описания такого усилителя систему У-параметров. Из рис. 2.6 следует

$$\begin{aligned}
 \dot{I}_1 &= \dot{I}_{y1} + \dot{I}_{b1}, & \dot{I}_2 &= \dot{I}_{y2} + \dot{I}_{b2}, \\
 \dot{U}_1 &= \dot{U}_{y1} = \dot{U}_{b1}, & \dot{U}_2 &= \dot{U}_{y2} = \dot{U}_{b2}.
 \end{aligned}
 \tag{2.14}$$

Учитывая эти равенства, можно записать систему уравнений для всего усилителя с обратной связью:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= (Y_{y11} + Y_{B11})U_1 + (Y_{y12} + Y_{B12})U_2 ; \\ I_2 &= (Y_{y21} + Y_{B21})U_1 + (Y_{y22} + Y_{B22})U_2 . \end{aligned} \right\} \quad (2.15)$$

Для реального усилителя с обратной связью параметры, стоящие в круглых скобках, могут быть упрощены. Так, в реальном усилителе всегда существует следующее неравенство:

$$Y_{y11} > Y_{B11} ,$$

так как цепь обратной связи не должна дополнительно нагружать источник сигнала. При таком условии имеем

$$Y_{y11} + Y_{B11} = Y_{y11} . \quad (2.16)$$

Аналогичные условия относятся и к выходным проводимостям, т.е.

$$Y_{y22} + Y_{B22} = Y_{y22} . \quad (2.17)$$

Параметр Y_{y21} активного элемента, характеризующий усилительные свойства усилителя, всегда существенно больше параметра Y_{B21} , так как цепь обратной связи, являющаяся пассивным четырехполюсником, может только ослаблять сигнал, следовательно:

$$Y_{y21} + Y_{B21} = Y_{y21} . \quad (2.18)$$

Параметр Y_{y12} определяет внутреннюю паразитную обратную связь, негативно влияющую на показатели усилителя. Поэтому всегда стремятся уменьшить ее влияние по сравнению с целенаправленно вводимой внешней обратной связью. Следовательно,

$$Y_{y12} < Y_{B12} \quad \text{и} \quad Y_{y12} + Y_{B12} = Y_{B12} . \quad (2.19)$$

С учетом (2.16 - 2.19) систему уравнений для усилителя с обратной связью можно переписать в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= Y_{y11}U_1 + Y_{B12}U_2; \\ I_2 &= Y_{y21}U_1 + Y_{y22}U_2. \end{aligned} \right\} \quad (2.20)$$

Эта система отличается от системы, описывающей усилитель без обратной связи, только параметром Y_{B12} , что дает возможность использовать выведенные ранее выражения (см. п.2.1.2) для расчета показателей усилителей с обратной связью, заменив в них параметр Y_{y12} на параметр Y_{B12} .

2.2.3. Коэффициент петлевого усиления и глубина обратной связи

Коэффициент петлевого усиления \dot{K}_{Π} и глубина обратной связи \dot{F} используются для количественной оценки ОС. Как видно из рис. 2.6, в системе с обратной связью четырехполюсник обратной связи и собственно усилитель образуют замкнутую петлю обратной связи. Коэффициентом петлевого усиления называется коэффициент передачи по разомкнутой петле обратной связи (для замкнутого кольца коэффициент петлевого усиления не имеет физического смысла).

Рассмотрим определение \dot{K}_{Π} на примере усилителя с обратной связью по напряжению, параллельной по входу. Для нахождения (измерения) \dot{K}_{Π} петля обратной связи разрывается в любом удобном месте, например, как показано на рис. 2.7.

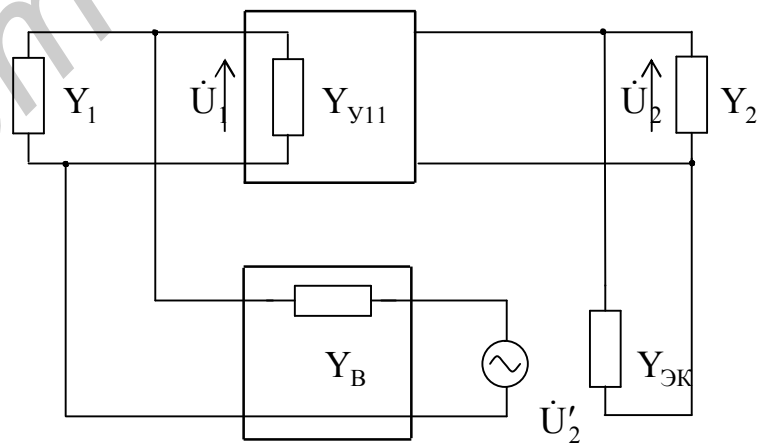


Рис. 2.7

Для сохранения прежних условий прохождения сигнала по петле обратной связи ее выход нагружают на эквивалентное сопротивление, равное сопротивлению, существовавшему в этом месте до разрыва. В нашем случае это сопротивление цепи, составленной из включенной последовательно проводимости Y_B и соединенных параллельно проводимостей Y_1 и Y_{11} . На месте источника сигнала остается его внутреннее сопротивление, а на входе разры-

ва включается источник сигнала. Направление прохождения этого сигнала должно соответствовать направлению прохождения сигнала в реальном усилителе.

Для схемы (см. рис. 2.7) можно записать коэффициент петлевого усиления в следующем виде:

$$\dot{K}_{\Pi} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}'_2} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}'_2} = \frac{Y_{21}}{Y_1 + Y_{22}} \frac{Y_B}{Y_1 + Y_{11} + Y_B}. \quad (2.21)$$

Y-параметры для четырехполюсника обратной связи той же схемы определяются следующими выражениями:

$$\begin{aligned} Y_{B11} &= Y_B, & Y_{B12} &= -Y_B, \\ Y_{B21} &= -Y_B, & Y_{B22} &= Y_B. \end{aligned}$$

С учетом этих равенств и уравнения (2.16) выражение (2.21) можно переписать в следующем виде:

$$\dot{K}_{\Pi} = \frac{Y_{21} Y_{B12}}{(Y_1 + Y_{11})(Y_2 + Y_{22})}. \quad (2.22)$$

Используя аналогичную методику, можно вывести K_{Π} для усилителя с обратной связью [1], описываемого любой другой системой параметров.

Довольно часто коэффициент петлевого усиления представляют в виде произведения двух множителей, один из которых является сквозным коэффициентом усиления, а второй – коэффициентом передачи цепи обратной связи:

$$\dot{K}_{\Pi} = \dot{K}_E \dot{\beta}. \quad (2.22a)$$

Под глубиной обратной связи F понимают величину, показывающую, во сколько раз изменяется сквозной коэффициент усиления усилителя при охвате его обратной связью.

Для усилителя с обратной связью сквозной коэффициент усиления имеет вид (2.10):

$$\dot{K}_{EF} = \frac{Y_{21} Y_1}{(Y_1 + Y_{11})(Y_2 + Y_{22}) - Y_{21} Y_{B12}}. \quad (2.23)$$

В усилителе без обратной связи параметр Y_{B12} равен нулю и

$$\dot{K}_E = \frac{Y_{21} Y_1}{(Y_1 + Y_{11})(Y_2 + Y_{22})}. \quad (2.24)$$

В выражении (2.23) вынесем уменьшаемое за скобки знаменателя и получим

$$\begin{aligned} \dot{K}_{EF} &= \frac{Y_{21} Y_1}{(Y_1 + Y_{11})(Y_2 + Y_{22})} \frac{1}{1 - Y_{21} Y_{B12} / ((Y_1 + Y_{11})(Y_2 + Y_{22}))} = \\ &= \frac{\dot{K}_E}{1 - Y_{21} Y_{B12} / ((Y_1 + Y_{11})(Y_2 + Y_{22}))} = \frac{\dot{K}_E}{1 - \dot{K}_\Pi}. \end{aligned} \quad (2.25)$$

Выражение, стоящее в знаменателе (2.25), является *глубиной обратной связи*. Оно показывает, во сколько раз изменяется коэффициент сквозного усиления усилителя при охвате его обратной связью:

$$\dot{F} = 1 - \frac{Y_{21} Y_{B12}}{(Y_1 + Y_{11})(Y_2 + Y_{22})} = 1 - \dot{K}_\Pi. \quad (2.26)$$

С учетом (2.25) и (2.26) можно переписать выражение для сквозного коэффициента усиления в следующем виде:

$$\dot{K}_{EF} = \frac{\dot{K}_E}{\dot{F}} = \frac{\dot{K}_E}{1 - \dot{K}_\Pi}. \quad (2.27)$$

2.2.4. Влияние обратной связи на коэффициент сквозного усиления

Глубина обратной связи и коэффициент петлевого усиления в общем случае являются комплексными величинами. Как следует из (2.22а), коэффициент петлевого усиления характеризуется фазовым сдвигом, равным сумме фазовых сдвигов, вносимых усилителем и цепью обратной связи:

$$\varphi_F = \varphi_Y + \varphi_\beta. \quad (2.28)$$

Величина φ_F зависит от частоты и существенно влияет на характер обратной связи. Наибольший интерес вызывают значения фазового сдвига по петле обратной связи, равные 0 и 180°.

При $\varphi_F = 0^\circ$ сигнал, прошедший по цепи обратной связи, возвращается на вход усилителя в той же фазе, что и сигнал, поступающий от генератора. В этом случае обратная связь называется *положительной*. Обычно, когда говорят о знаке обратной связи (положительная, отрицательная), то имеют в виду область средних частот, где ни β , ни K_E от частоты не зависят.

Для положительной обратной связи имеем

$$\dot{K}_\Pi = K_\Pi e^{j0} = K_\Pi; \quad (2.29)$$

$$F = 1 - K_\Pi = 1 - K_E \beta; \quad (2.30)$$

$$K_{EF} = \frac{K_E}{1 - \beta K_E}. \quad (2.31)$$

Из (2.31) следует, что нормальная работа усилителя с положительной обратной связью возможна только при $\beta K_E < 1$. Если βK_E стремится к единице, то K_{EF} увеличивается до бесконечности и усилитель самовозбуждается, т.е. максимально загружается собственными колебаниями с частотой, на которой наиболее легко выполняется условие $K_\Pi = 1$ (напряжение с такой частотой всегда присутствует среди собственных шумов усилителя). Полезный сигнал, подлежащий усилению, усиливается гораздо слабее и на выходе возбужденного усилителя практически отсутствует. Таким образом, для усилителя с положительной обратной связью всегда присущи следующие соотношения:

$$\beta K_E < 1, \quad 0 < F < 1, \quad K_{EF} > K_E. \quad (2.32)$$

При *отрицательной* обратной связи $\varphi_F = 180^\circ$. Отсюда

$$\dot{K}_\Pi = K_\Pi e^{j180^\circ} = -K_\Pi; \quad (2.33)$$

$$F = 1 + K_{\Pi} = 1 + \beta K_E; \quad (2.34)$$

$$K_{EF} = \frac{K_E}{1 + \beta K_E}. \quad (2.35)$$

Коэффициент петлевого усиления при отрицательной обратной связи может принимать любые значения. Следовательно, для отрицательной обратной связи характерны следующие соотношения:

$$F > 1, K_{EF} < K_E.$$

При промежуточных значениях $\varphi_F \neq 0$ и $\varphi_F \neq 180^\circ$ обратная связь будет комплексной. Характер ее влияния на параметры усилителя будет определяться величиной угла φ_F . При этом для фазового сдвига $\varphi_F > \pm 90^\circ$ обратная связь приближается к отрицательной ОС, а для $\varphi_F < \pm 90^\circ$ – к положительной. На рис. 2.8, а – г представлены векторные диаграммы напряжений на входе усилителя с ОС: а – для положительной, б – для отрицательной; в, г – для комплексных обратных связей. На рис. 2.8 через U_{IF} обозначено напряжение, поступившее на вход усилителя от источника сигнала, U_{OC} – напряжение, вернувшееся по цепи обратной связи, U_1 – суммарное напряжение на входе усилителя, охваченного обратной связью (представленные векторные диаграммы входных напряжений соответствуют схеме, изображенной на рис. 2.5, г).

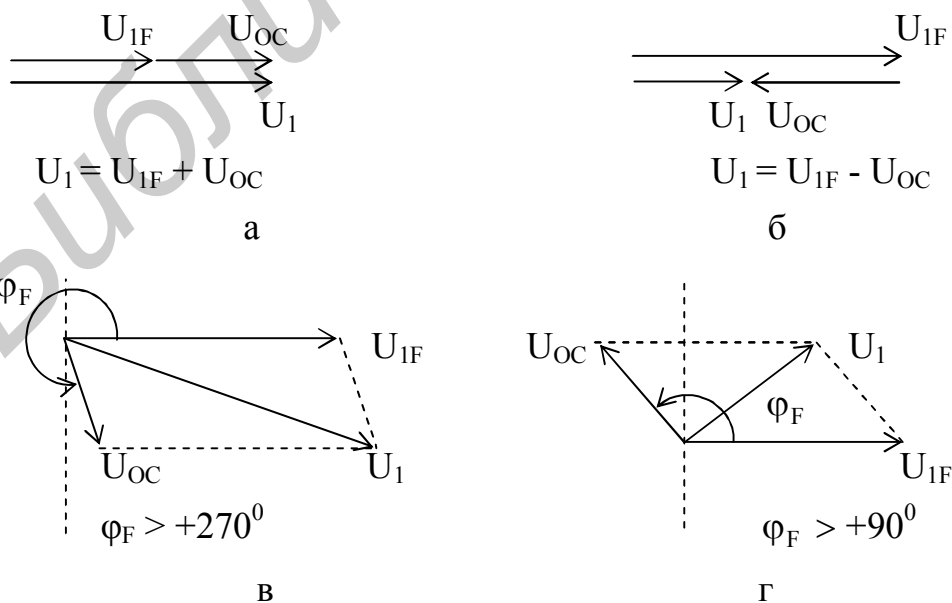


Рис. 2.8

Очевидно, что коэффициент усиления для всех четырех случаев будет меняться пропорционально изменению суммарного напряжения U_1 .

2.2.5. Влияние обратной связи на входное и выходное сопротивления усилителя

Влияние обратной связи на входное сопротивление усилителя определяется знаком обратной связи, ее глубиной и способом ввода. Способ съема обратной связи не влияет на величину входного сопротивления.

Рассмотрим *параллельную обратную связь по входу* (рис. 2.5, в). При отрицательной обратной связи подключение четырехполюсника ОС к входу усилителя приводит к дополнительному отбору тока из источника сигнала E_1 . Увеличение тока, потребляемого от источника сигнала, свидетельствует об уменьшении входного сопротивления каскада. При положительной обратной связи часть тока будет возвращаться цепью обратной связи на вход усилителя, уменьшая потребление тока от источника сигнала, что приведет к увеличению входного сопротивления.

Для математического описания входной проводимости усилителя с параллельной обратной связью можно воспользоваться выражением (2.6), если заменить в нем параметр внутренней обратной связи Y_{12} на Y_{B12} [1].

$$Y_{FBX} = Y_{11} - \frac{Y_{12} Y_{B21}}{Y_2 + Y_{22}} = Y_{11} \left[1 - \frac{Y_{21} Y_{B12}}{Y_{11} (Y_2 + Y_{22})} \right]. \quad (2.36)$$

При отсутствии обратной связи $Y_{B21} = 0$ и входная проводимость усилителя имеет вид $Y_{BX} = Y_{11}$. Выражение в квадратных скобках представляет собой глубину обратной связи, измеренную в режиме холостого хода по входу ($Y_1 = 0$). Отсюда

$$Y_{FBX} = Y_{BX} (1 - K_{ПХХ1}) = Y_{BX} F_{XX1}, \quad (2.37)$$

где Y_{BX} – входная проводимость усилителя без обратной связи;

$K_{ПХХ1}$ – коэффициент петлевого усиления в режиме холостого хода по входу;

F_{XX1} – глубина обратной связи, измеренная в режиме холостого хода по входу.

Таким образом, параллельная по входу отрицательная обратная связь уменьшает входное сопротивление ($F_{XX1} > 1$) усилителя с ОС, а положительная – увеличивает ($F_{XX1} < 1$). Выражение (3.37) получено для идеального случая действия параллельной обратной связи, когда проводимость источника сигнала равна нулю. Для реального устройства желательно использовать полное выражение для глубины обратной связи (2.26), учитывающее влияние проводимости Y_1 .

Последовательная обратная связь по входу (рис. 2.5, г). Если предположить, что усилитель с ОС управляется от генератора ЭДС, то напряжение на входе системы с ОС окажется таким же, каким оно было до введения обратной связи. Следовательно, при отрицательной ОС напряжение на входе четырехполюсника усилителя уменьшается, значит, уменьшается и входной ток. Уменьшение входного тока при сохранении прежнего напряжения на входе всей системы свидетельствует об увеличении общего входного сопротивления. Используя методику [1], для усилителя с последовательной обратной связью можно записать выражение для входного сопротивления в следующем виде:

$$Z_{FBX} = Z_{11} - \frac{Z_{21}Z_{B12}}{Z_2 + Z_{22}} = Z_{11} \left[1 - \frac{Z_{21}Z_{B12}}{Z_{11}(Z_2 + Z_{22})} \right]. \quad (2.38)$$

При отсутствии обратной связи $Z_{B12} = 0$ и входное сопротивление имеет вид $Z_{BX} = Z_{11}$. Выражение в квадратных скобках в (2.38) представляет собой глубину обратной связи, измеренную в режиме короткого замыкания на входе ($Z_1 = 0$). Отсюда

$$Z_{FBX} = Z_{BX} (1 - K_{ПКЗ1}) = Z_{BX} F_{КЗ1}, \quad (2.39)$$

где Z_{BX} – входное сопротивление усилителя без обратной связи;

$K_{ПКЗ1}$ – коэффициент петлевого усиления, измеренный в режиме короткого замыкания на входе;

$F_{КЗ1}$ – глубина обратной связи, измеренная в режиме короткого замыкания на входе.

Последовательная отрицательная обратная связь ($F_{КЗ1} > 1$) увеличивает входное сопротивление усилителя с ОС, а последовательная положительная ОС

($F_{K31} < 1$) – уменьшает (2.39). Для реального усилителя с последовательной обратной связью в выражении (2.39) желательно использовать значение глубины обратной связи с учетом влияния внутреннего сопротивления источника сигнала Z_1 . Степень изменения входного сопротивления усилителя с ОС определяется глубиной обратной связи.

Следует обратить внимание на то обстоятельство, что входное сопротивление усилителя без ОС определяется только параметрами самого усилителя (Y_{11}, Z_{11}) и не зависит от сопротивления нагрузки (Y_2, Z_2). Зависимость входного сопротивления усилителя от сопротивления нагрузки возможна только при введении обратной связи и является характерным признаком последней.

Отметим также, что при анализе входного сопротивления усилителя с ОС абсолютно никакого внимания не обращалось на способ съема обратной связи. Это говорит о том, что входное сопротивление усилителя с обратной связью не зависит от способа съема ОС и определяется только способом ее ввода.

Из курса теории цепей известно, что выходное сопротивление любого устройства определяется отношением напряжения холостого хода (ХХ) к току короткого замыкания (КЗ).

В усилителе с ОС по напряжению ток короткого замыкания не зависит от наличия или отсутствия обратной связи, так как ОС по напряжению не действует в режиме КЗ. Однако введение отрицательной ОС по напряжению приводит к уменьшению выходного напряжения, в том числе и напряжения ХХ. Снижение напряжения холостого хода при сохранении тока короткого замыкания свидетельствует об уменьшении выходного сопротивления усилителя при охвате его отрицательной обратной связью по напряжению.

В усилителе с ОС по току напряжение холостого хода не зависит от наличия или отсутствия обратной связи, так как ОС по току не действует в режиме ХХ. Следовательно, введение отрицательной обратной связи по току приведет к увеличению выходного сопротивления усилителя, так как вызовет уменьшение тока КЗ и не окажет никакого влияния на напряжение ХХ.

Используя методику [1], для усилителя с ОС по напряжению можно записать

$$\begin{aligned}
 Y_{\text{ФВЫХ}} &= Y_{22} - Y_{21} Y_{\text{В12}} / (Y_1 + Y_{11}) = Y_{22} [1 - Y_{21} Y_{\text{В12}} / Y_{22} (Y_1 + Y_{11})] = \\
 &= Y_{\text{ВЫХ}} [1 - K_{\text{ПХХ2}}] = Y_{\text{ВЫХ}} F_{\text{ХХ2}} .
 \end{aligned}
 \tag{2.40}$$

где $Y_{\text{ФВЫХ}}$ и $Y_{\text{ВЫХ}}$ – выходная проводимость усилителя с ОС и без ОС соответственно;

$K_{\text{ПФХХ2}}$ и $F_{\text{ХХ2}}$ – петлевое усиление и глубина обратной связи, измеренные в режиме холостого хода по выходу.

Таким образом, введение отрицательной обратной связи ($F > 1$) по напряжению увеличивает выходную проводимость (уменьшает выходное сопротивление) усилителя. Степень изменения выходной проводимости (сопротивления) определяется глубиной обратной связи.

Для усилителя с обратной связью по току будем иметь

$$\begin{aligned} Z_{\text{ФВЫХ}} &= Z_{22} - Z_{21}Z_{\text{В12}}/(Z_1 + Z_{11}) = Z_{22} [1 - Z_{21}Z_{\text{В12}}/Z_{22}(Z_1 + Z_{11})] = \\ &= Z_{\text{ВЫХ}} [1 - K_{\text{ПК32}}] = Z_{\text{ВЫХ}} F_{\text{К32}}. \end{aligned} \quad (2.41)$$

где $Z_{\text{ФВЫХ}}$ и $Z_{\text{ВЫХ}}$ – выходное сопротивление усилителя с ОС и без ОС;

$K_{\text{КП32}}$ и $F_{\text{К32}}$ – петлевое усиление и глубина обратной связи, измеренные в режиме короткого замыкания по выходу.

Введение отрицательной обратной связи ($F > 1$) по току приводит к увеличению выходного сопротивления усилителя. Степень изменения выходного сопротивления снова определяется глубиной обратной связи.

Так как при выводе выражений (2.40, 2.41) не обращалось внимания на способ ввода обратной связи, следует считать, что он не влияет на величину выходного сопротивления усилителя с обратной связью.

2.2.6. Влияние обратной связи на стабильность усилителя

Реальное АЭУ всегда работает в постоянно меняющихся условиях, что приводит к изменению его параметров. Эти меняющиеся условия называют дестабилизирующими факторами. К ним обычно относят: изменение параметров окружающей среды (температуры, влажности, давления и др.), нестабильность источников питания, замена вышедших из строя элементов схемы новыми, старение элементов и т.д. Оценивается нестабильность с помощью коэффициента нестабильности, который определяется как отношение приращения какого-либо параметра АЭУ к его номинальному значению. Так, для нестабильности коэффициента усиления усилительного каскада будем иметь

$$S = \frac{\Delta K}{K}. \quad (2.42)$$

Определим нестабильность коэффициента усиления усилителя, охваченного отрицательной ОС:

$$S_F = \frac{\Delta K_F}{K_F}. \quad (2.43)$$

Найдем производную dK_{EF}/dK_E от выражения (2.35) и перейдем к конечному приращению ΔK_F :

$$\frac{dK_{EF}}{dK_E} = \frac{1 + \beta K_E - \beta K_E}{(1 + \beta K_E)^2} = \frac{1}{(1 + \beta K_E)^2}, \quad \Delta K_{EF} = \frac{\Delta K_E}{(1 + \beta K_E)^2}. \quad (2.44)$$

Поделим ΔK_F на K_F и получим

$$S_F = \frac{\Delta K_F}{K_E (1 + \beta K_E)} = \frac{S}{1 + \beta K_E} = \frac{S}{F}. \quad (2.45)$$

Из (2.45) следует, что введение в усилитель отрицательной обратной связи приводит к уменьшению нестабильности коэффициента усиления. При этом глубина обратной связи показывает, во сколько раз улучшается стабильность усилителя.

Следует предположить, что отрицательная обратная связь таким же образом влияет на стабильность остальных параметров усилителя.

2.2.7. Влияние обратной связи на частотную, фазовую и переходную характеристики усилителя

Изменение частоты, при котором происходит изменение коэффициента усиления, может рассматриваться как один из дестабилизирующих факторов. Включение отрицательной обратной связи приведет к тому, что влияние этого дестабилизирующего фактора будет ослаблено, и частотная характеристика окажется неизменной в более широкой полосе частот, чем для схемы без обрат-

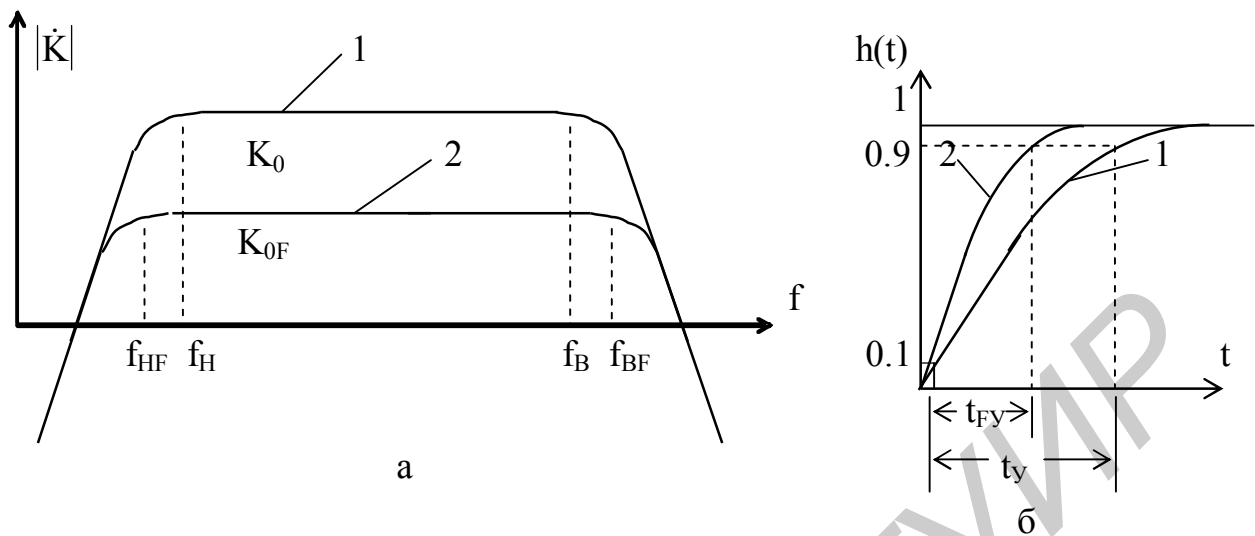


Рис. 2.9

ной связи. Снижение коэффициента усиления оказывается неизбежной расплатой за расширение частотной характеристики. На рис. 2.9, а представлены две частотные характеристики: 1 – для усилителя без обратной связи, 2 – для усилителя с частотно-независимой отрицательной обратной связью.

Как видно из рис. 2.9, а, вне полосы пропускания характеристики 1 и 2 быстро сливаются друг с другом. Происходит это из-за того, что за полосой пропускания коэффициент усиления K_E падает, соответственно уменьшается петлевое усиление βK_E и глубина обратной связи ($F \rightarrow 1$), следовательно, $K_{EF} \rightarrow K_E$ (2.35). С уменьшением глубины ОС ее влияние на параметры усилителя снижается и кривая 2 стремится к характеристике 1. Расширение частотной характеристики усилителя однозначно приводит к

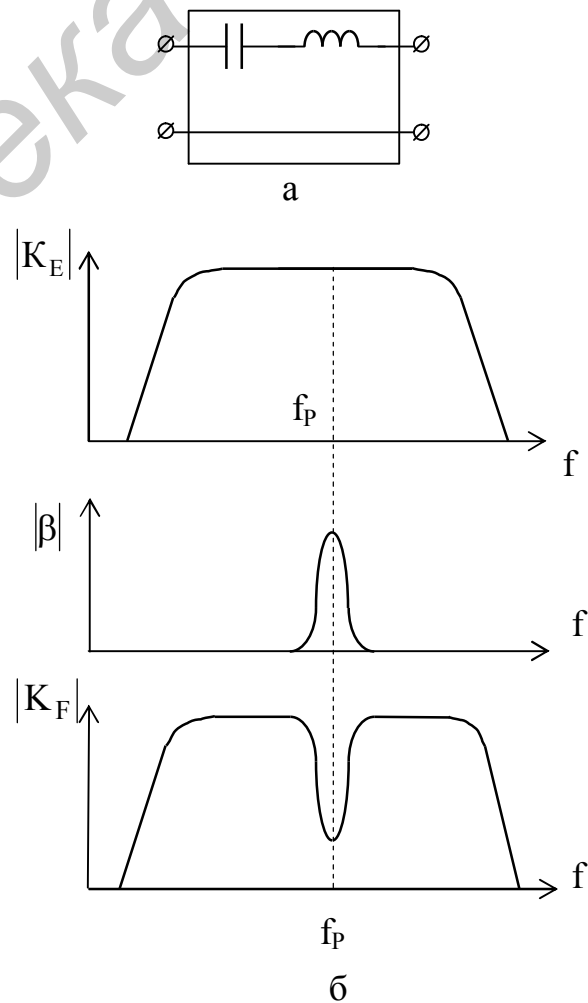


Рис. 2.10

расширению фазовой и к улучшению переходной характеристики (см. п.1.4.6). Так, увеличению верхней граничной частоты соответствует уменьшение времени установления переходной характеристики в области малых времен.

Однако на практике обратная связь очень часто оказывается частотно-зависимой. Влияние такой связи рассмотрим на примере отрицательной частотно-зависимой ОС, в которой четырехполосник обратной связи выполнен в виде последовательного колебательного контура (рис. 2.10, а).

На рис. 2.10, б представлены частотные характеристики усилителя без обратной связи, четырехполосника обратной связи и усилителя, охваченного обратной связью. В момент резонанса коэффициент передачи четырехполосника связи оказывается наибольшим, глубина отрицательной обратной связи достигает своего максимального значения, а на частотной характеристике усилителя с ОС появляется провал. На основании рассмотренного примера можно сделать вывод о том, что отрицательная частотно-зависимая обратная связь вносит в частотную характеристику исходного усилителя изменения, обратные тем, которые имеются в частотной характеристике четырехполосника связи.

2.2.8. Влияние обратной связи на нелинейные искажения, шумы и динамический диапазон усилителя

Одним из важнейших свойств отрицательной обратной связи является её способность уменьшать нелинейные искажения, возникающие в той части усилителя, которая охвачена петлёй обратной связи. Величина и количество нелинейных продуктов, возникающих на выходе усилителя, определяется величиной участка вольт-амперной характеристики активного элемента, прорабатываемого сигналом. При введении обратной связи в усилитель, работающий в квазилинейном режиме, сигнал, воздействующий на активный элемент, уменьшается в F раз. Уровень нелинейных продуктов на выходе усилителя уменьшается ещё сильнее, так как прорабатываемый участок вольт-амперной характеристики становится (уменьшившись в F раз) практически линейным. Падение уровня сигнала в нагрузке, вызванное введением обратной связи, приходится компенсировать за счёт увеличения в F раз коэффициента усиления предыдущих каскадов. В результате уровень сигнала на входе и выходе усилителя, охваченного обратной связью, а также участок вольт-амперной характеристики

усилительного элемента, прорабатываемый сигналом, становятся такими же, как и до введения обратной связи. Появившиеся при этом на выходе усилителя нелинейные продукты, обусловленные прежним участком вольт-амперной характеристики, попадают в цепь отрицательной обратной связи и компенсируются, возвращаясь на выход по петле ОС, но уже с фазами, противоположными их начальным значениям. Таким образом, уровень нелинейных продуктов на выходе усилителя уменьшается. Для усилителя, работающего в квазилинейном режиме, это уменьшение оказывается примерно равным глубине обратной связи F .

Следует отметить, что аналогичные рассуждения могут быть проведены и в отношении шумов и помех, возникающих в усилителе, охваченном обратной связью. Отрицательная обратная связь уменьшает каждую из составляющих (нелинейные продукты, шумы, помехи), вносимых в спектр сигнала усилителем, входящим в петлю обратной связи. Однако к уменьшению шумов за счёт введения отрицательной обратной связи следует относиться весьма осторожно. Это связано с тем, что эффективность влияния ОС на уровень собственных шумов усилителя зависит не только от вида ОС и способа её ввода, но и от величин элементов в цепи ОС и конфигурации самой цепи.

Следует отметить также, что обратная связь не влияет на такой параметр усилителя, как отношение сигнал/шум. Если источник сигнала имеет ограниченную мощность (например приёмная антенна), то введение отрицательной обратной связи ведет к уменьшению и сигнала и помехи, так как ОС действует на них одинаково, снижая их в F раз.

Влияние отрицательной обратной связи на динамический диапазон усилителя определяется её влиянием на нелинейные искажения и шумы. Уменьшение нелинейных искажений ведет к тому, что максимальное входное напряжение может быть увеличено при сохранении прежнего уровня нелинейных искажений. Уровень собственных шумов усилителя с ООС в общем случае также снижается. Это позволяет считать, что при введении отрицательной ОС динамический диапазон усилителя расширяется за счёт увеличения максимального уровня сигнала при допустимых нелинейных искажениях и за счёт уменьшения минимального уровня сигнала в связи с уменьшением собственных шумов.

3. РАБОТА АКТИВНОГО ЭЛЕМЕНТА В УСИЛИТЕЛЬНОЙ СХЕМЕ

3.1. Схемы включения биполярных транзисторов

Большинство активных элементов имеют по три основных электрода: эмитирующий, управляющий и собирающий. Для биполярного транзистора такими электродами являются эмиттер, база и коллектор. При включении такого активного элемента в схему четырёхполносника один из его электродов оказывается общим для входной и выходной цепи. Названием этого электрода, являющегося общим для входа и выхода, определяется схема включения активного элемента. Среди шести возможных схем включения (число перестановок из трёх по два) только три обладают усилительными свойствами. Для этих трёх схем характерно обязательное включение управляющего электрода на входе и собирающего электрода на выходе.

Применительно к биполярному транзистору различают схему с общим эмиттером (вход-база и эмиттер, выход-коллектор и эмиттер), схему с общей базой (вход-эмиттер и база, выход-коллектор и база) и схему с общим коллектором (вход-база и коллектор, выход-эмиттер и коллектор). Естественно предположить, что свойства усилительных каскадов, использующих различные схемы включения активных элементов, будут существенно различаться.

Дальнейшее рассмотрение схем включения активных элементов будет посвящено их сравнению по таким параметрам, как изменение или сохранение полярности усиливаемого сигнала, усилительные возможности, входные и выходные сопротивления, частотные свойства и нелинейные искажения.

3.1.1. Включение биполярного транзистора по схеме с общим эмиттером

Принципиальная схема включения транзистора по схеме с общим эмиттером (ОЭ) представлена на рис. 3.1. Постоянные токи в схеме $I_{0Э}$, $I_{0Б}$, $I_{0К}$ (их направления и величины) определяются источниками ЭДС $E_{0Б}$ и $E_{0К}$. Направление включения источников $E_{0Б}$ и $E_{0К}$ всегда выбирается таким образом, чтобы переход между базой и эмиттером был включён в прямом направлении, а переход между базой и коллектором – в обратном.

Постоянный ток базы $I_{0Б}$ протекает по замкнутому контуру от $+E_{0Б}$ через источник E_1 с внутренним сопротивлением R_1 , базу, эмиттер к $-E_{0Б}$. Постоян-

ный ток коллектора $I_{0К}$ протекает от $+E_{0К}$ через нагрузку R_2 , коллектор, эмиттер к $-E_{0К}$. В эмиттере эти токи суммируются (на этом участке схемы они всегда имеют одинаковые направления) и образуют ток эмиттера $I_{0Э}$.

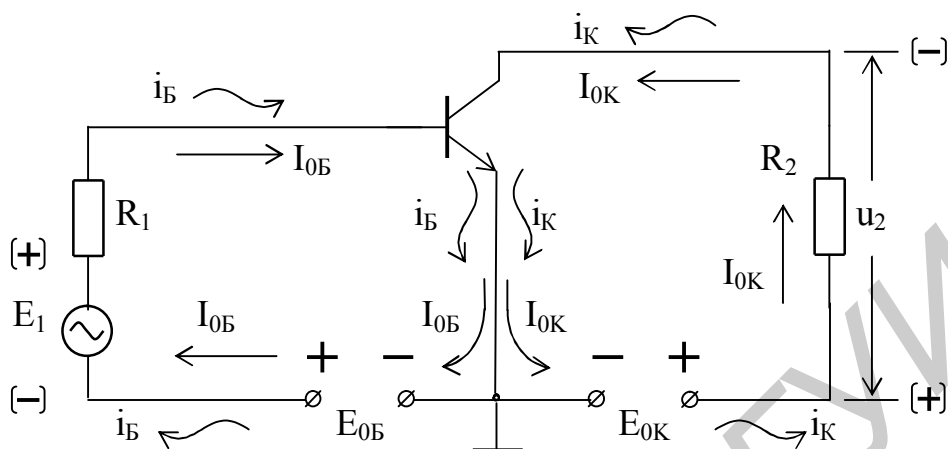


Рис. 3.1

Для определения путей протекания и направлений переменных токов зададимся полярностью мгновенного напряжения источника сигнала E_1 (показано на рис. 3.1). Считаем, что в настоящий момент на базу транзистора попадает положительная полуволна входного напряжения $(+)E_1$. Сигнал такой полярности вызовет протекание базового тока i_B от $(+)E_1$ через R_1 , переход база-эмиттер, источник $E_{0Б}$ к $(-)E_1$. Так же как и для постоянного тока, переменные токи коллектора и базы суммируются в цепи эмиттера. Следовательно, переменный коллекторный ток i_K в цепи эмиттера должен протекать в ту же сторону, что и базовый, т.е. против часовой стрелки. Переменный ток коллектора протекает от эмиттера через источник постоянного тока $E_{0К}$, сопротивление нагрузки R_2 , коллектор и эмиттер транзистора. Протекая по сопротивлению R_2 , этот ток создаёт на нём падение напряжения u_2 . Это напряжение является выходным для рассматриваемого каскада. Направление протекания коллекторного тока через сопротивление нагрузки обуславливает отрицательную полярность выходного напряжения относительно земли. Из сравнения полярностей входной ЭДС E_1 и выходного напряжения u_2 следует, что схема с общим эмиттером изменяет полярность усиливаемого сигнала на противоположную. Таким образом, в схеме усилительного каскада на транзисторе, включённом с общим эмиттером, всегда существует частотно-независимый сдвиг по фазе между входным и выходным напряжениями, равный 180° .

Коэффициент усиления каскада с общим эмиттером равен отношению выходного напряжения $u_2 = u_{КЭ}$ к входному $u_1 = u_{БЭ}$

$$K = \frac{u_2}{u_1} = \frac{u_{КЭ}}{u_{БЭ}} = \frac{i_K R_2}{i_B h_{11}} = \frac{h_{21}}{h_{11}} R_2 = y_{21} R_2, \quad (3.1)$$

где $h_{21} = i_K/i_B$ – коэффициент усиления транзистора по току;

$h_{11} = u_{БЭ}/i_B$ – входное сопротивление транзистора;

$y_{21} = i_K/u_{БЭ}$ – крутизна транзистора.

Как видно из выражения (3.1), K зависит от крутизны транзистора y_{21} и величины сопротивления нагрузки R_2 . Значение крутизны y_{21} определяется положением рабочей точки, точнее, величиной постоянного тока эмиттера. Величина сопротивления R_2 ограничивается условиями нормального питания коллекторной цепи транзистора. При значительном увеличении этого резистора постоянное напряжение на коллекторе уменьшается, и коэффициент усиления начинает снижаться, одновременно увеличиваются нелинейные искажения. Максимальное значение коэффициента усиления одиночного транзисторного усилителя по схеме с ОЭ может достигать нескольких тысяч единиц. В реальных условиях этот коэффициент не превышает несколько десятков, иногда сотен единиц.

Коэффициент усиления по току, определяемый как отношение коллекторного тока к току базы

$$K_i = \frac{i_K}{i_B}, \quad (3.2)$$

также зависит от сопротивления нагрузки и стремится к величине h_{21} при R_2 , стремящемся к нулю. Увеличение этого сопротивления ведет к снижению коэффициента усиления по току. В современных транзисторах коэффициент h_{21} может достигать нескольких тысяч единиц (для достаточно низких частот).

Для большинства транзисторов h_{21} лежит в пределах десятков-сотен единиц.

Большие коэффициенты усиления по напряжению и току гарантируют схеме с ОЭ значительное усиление по мощности:

$$K_p = KK_i. \quad (3.3)$$

Следует отметить, что схема с ОЭ обладает наибольшим коэффициентом усиления по мощности по сравнению с двумя остальными схемами.

Входное сопротивление схемы, определяемое как отношение входного напряжения $u_{БЭ}$ к входному току $i_{Б}$

$$R_{ВХ} = \frac{u_{БЭ}}{i_{Б}}, \quad (3.4)$$

получается средней величины по сравнению с аналогичными сопротивлениями в схемах с ОБ и ОК. Для сравнительно невысоких частот, когда можно пренебречь паразитной обратной связью, входное сопротивление становится равным величине $h_{11} = 1/y_{11}$ и лежит в пределах от нескольких сотен ом до нескольких килоом.

Выходное сопротивление транзистора имеет величину в несколько десятков-сотен килоом и оказывается средней величины по сравнению со схемами с ОБ и ОК.

Для анализа частотных свойств транзистора, включенного по схеме с ОЭ, необходимо рассмотреть эквивалентную схему транзистора (схема Джиаколетто, рис. 3.2 [12]).

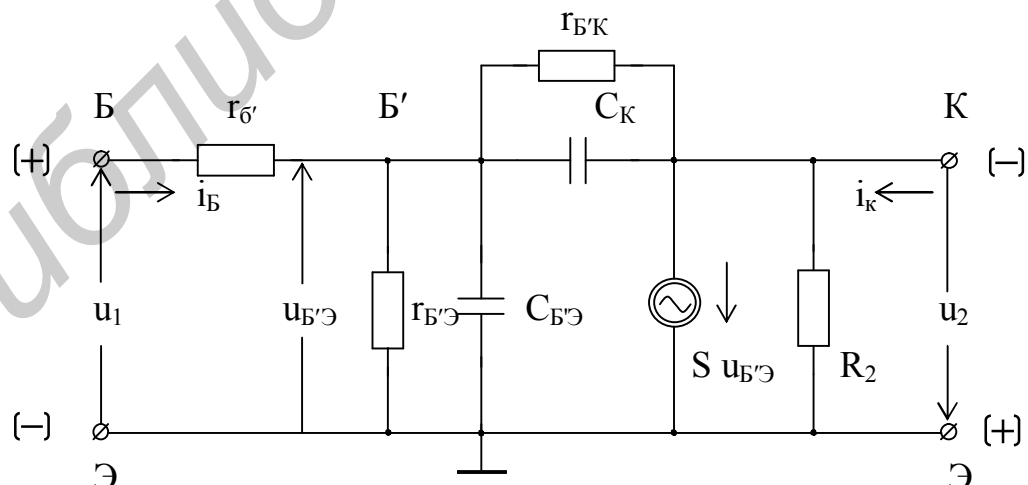


Рис. 3.2

На этой схеме:

$R_{Б'}$ – распределённое или объёмное сопротивление базы (справочная величина);

$R_{Б'Э}$ – сопротивление эмиттерного перехода, $r_{Б'Э} = r_Э(1 + h_{21})$,

где
$$r_Э = \frac{kT}{qI_{0Э}} = \frac{\phi_T}{I_{0Э}},$$

k – постоянная Больцмана;

T – абсолютная температура;

q – заряд электрона;

ϕ_T – температурный потенциал, при комнатной температуре примерно равный 25мВ;

$C_{Б'Э} = 1/2\pi r_{Б'Э}f_t$ – ёмкость эмиттерного перехода, f_t – предельная частота усиления по току в схеме с ОЭ (справочная величина);

C_K – ёмкость коллекторного перехода (справочная величина);

$S = h_{21}/r_{Б'Э}$ – внутренняя крутизна транзистора, h_{21} – коэффициент усиления по току (справочная величина);

$r_{Б'К}$ – сопротивление коллекторного перехода;

$r_{КЭ}$ – выходное сопротивление транзистора в схеме с ОЭ.

Два последних параметра (из-за их большой величины) практически не влияют на работу каскада и обычно не учитываются. Это позволяет упростить схему, исключив их из рассмотрения.

Частотные свойства каскада с ОЭ в значительной мере зависят от внутреннего сопротивления источника сигнала R_1 и сопротивления нагрузки R_2 . Первоначально предположим, что сопротивление нагрузки R_2 имеет довольно малую величину ($R_2 \rightarrow 0$). Такое предположение позволяет пренебречь влиянием ёмкости C_K и исключить её из эквивалентной схемы.

В отношении сопротивления R_1 рассмотрим два крайних случая: на входе включён источник ЭДС, $R_1 \rightarrow 0$, следовательно, $u_1 \rightarrow E_1$ и на входе включён источник тока, $R_1 > R_{ВХ}$, следовательно, $i_B \approx i_1 = E_1/R_1$.

В первом случае ($R_1 \rightarrow 0$) сквозной коэффициент усиления K_E на низких частотах (без учёта влияния ёмкости $C_{Б'Э}$) можно определить как отношение выходного напряжения u_2 к напряжению $u_1 = E_1$:

$$K_E = \frac{u_2}{E_1} = \frac{i_2 R_2}{u_1} = y_{21} R_2 = \frac{S u_{Б'Э} R_2}{E_1} = \frac{S E_1 r_{Б'Э} R_2}{E_1 (r_{Б'Э} + r_{Б'})} = \frac{S r_{Б'Э} R_2}{r_{Б'Э} + r_{Б'}} = y_{21} R_2, \quad (3.5)$$

где $y_{21} = \frac{i_2}{u_1} = \frac{S r_{Б'Э}}{r_{Б'} + r_{Б'Э}}$ – крутизна транзистора на низких частотах.

Для более высоких частот, где уже нельзя пренебречь ёмкостью $C_{Б'Э}$, необходимо заменить сопротивление $r_{Б'Э}$ комплексной величиной $Z_{Б'Э}$:

$$Z_{Б'Э} = \frac{1}{1/r_{Б'Э} + j\omega C_{Б'Э}} = \frac{r_{Б'Э}}{1 + j\omega C_{Б'Э} r_{Б'Э}}. \quad (3.6)$$

В этом случае y_{21} становится комплексной величиной:

$$y_{21} = \frac{S r_{Б'Э}}{Z_{Б'Э} + r_{Б'}} = \frac{S r_{Б'Э}}{r_{Б'} + r_{Б'Э} + j\omega C_{Б'Э} r_{Б'Э} r_{Б'}}. \quad (3.7)$$

Теперь

$$\dot{K}_E = \dot{y}_{21} R_2. \quad (3.8)$$

Согласно выражению (3.8), частотная зависимость сквозного коэффициента усиления \dot{K}_E определяется частотной зависимостью крутизны транзистора y_{21} , т.е. модулем выражения (3.7):

$$|\dot{y}_{21}| = \frac{S r_{Б'Э}}{r_{Б'} + r_{Б'Э}} \frac{1}{|1 + j\omega C_{Б'Э} r_{Б'} r_{Б'Э} / (r_{Б'} + r_{Б'Э})|} = \frac{y_{21}}{\sqrt{1 + [\omega C_{Б'Э} r_{Б'} r_{Б'Э} / (r_{Б'} + r_{Б'Э})]^2}}. \quad (3.9)$$

Из выражения (3.9) следует, что на частотах, для которых величина в квадратных скобках существенно меньше единицы, крутизна транзистора не изменяется и остаётся равной y_{21} . С ростом частоты величина, стоящая в квадратных скобках, увеличивается, становится соизмеримой с единицей, и значение крутизны y_{21} начинает снижаться. На частоте среза $f_{y_{21}}$ крутизна y_{21} уменьшается в корень из двух раз.

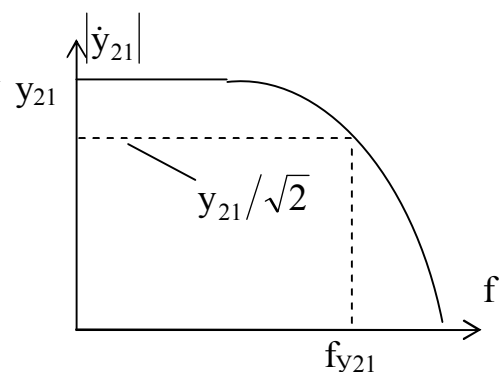


Рис. 3.3

Приравняв подкоренное выражение в (3.9) двум и решив это уравнение, найдём частоту верхнего среза по крутизне:

$$f_{y21} = \frac{r_{B'} + r_{B'Э}}{2\pi C_{B'Э} r_{B'} r_{B'Э}}. \quad (3.10)$$

График частотной характеристики (3.9) представлен на рис. 3.3

Во втором случае ($R_1 \gg R_{BX}$) на входе каскада включён генератор тока, и входной ток практически не зависит от параметров транзистора:

$$i_1 = i_{BX} = \frac{E_1}{R_1 + R_{BX}} \approx \frac{E_1}{R_1}. \quad (3.11)$$

Сквозной коэффициент усиления \dot{K}_E будет равен

$$\dot{K}_E = \frac{u_2}{E_1} = \frac{i_2 R_2}{i_1 R_1} = \dot{h}_{21} \frac{R_2}{R_1}, \quad (3.12)$$

где $\dot{h}_{21} = \frac{i_2}{i_1}$ – коэффициент усиления транзистора по току.

Обычно параметр \dot{h}_{21} является комплексной величиной. Для схемы рис. 3.2 \dot{h}_{21} имеет вид

$$\dot{h}_{21} = \frac{i_2}{i_1} = \frac{S u_{B'Э}}{i_1} = \frac{S Z_{B'Э} i_1}{i_1} = S Z_{B'Э} = \frac{S r_{B'Э}}{1 + j\omega C_{B'Э} r_{B'Э}}. \quad (3.13)$$

Из выражения (3.12) следует, что частотная зависимость сквозного коэффициента усиления K_E определяется частотной характеристикой параметра h_{21} :

$$|\dot{h}_{21}| = \frac{S r_{B'Э}}{\sqrt{1 + (2\pi f C_{B'Э} r_{B'Э})^2}}. \quad (3.14)$$

В диапазоне частот, где выполняется неравенство $1 \gg (2\pi f C_{B'Э} r_{B'Э})^2$, параметр h_{21} не изменяется и остаётся равным $h_{21} = S r_{B'Э}$. При дальнейшем увеличении частоты величина, стоящая под корнем, растёт и становится больше единицы, а значение h_{21} начинает убывать. Таким образом, зависимость от час-

тоты параметра h_{21} не отличается от зависимости, представленной на рис. 3.3. Верхняя граничная частота f_{h21} находится из уравнения

$$1 + (2\pi f_{h21} C_{Б'Э} r_{Б'Э})^2 = 2.$$

Решая это уравнение относительно f_{h21} , получим

$$f_{h21} = \frac{1}{2\pi C_{Б'Э} r_{Б'Э}}. \quad (3.15)$$

Из сравнения (3.10) и (3.15) следует, что использование генератора ЭДС на входе каскада позволяет получить более широкую полосу пропускания, чем при использовании генератора тока ($f_{y21} > f_{h21}$).

В реальных условиях сопротивление $R_2 \neq 0$, и приходится учитывать влияние ёмкости C_K . Наличие этой ёмкости обуславливает появление паразитной отрицательной частотно-зависимой обратной связи по напряжению, которая приводит к сужению полосы пропускания усилителя. Для оценки влияния ёмкости C_K рассмотрим часть эквивалентной схемы транзистора (рис. 3.2) [1], представленную на рис. 3.4.

Ток i в схеме рис. 3.4 состоит из двух частей $i = i_1 + i_2$. Часть тока, протекающая через ёмкость $C_{Б'Э}$, определяется величиной этой ёмкости и напряжением $u_{Б'Э}$, приложенным к ней:

$$i_1 = j\omega C_{Б'Э} u_{Б'Э}. \quad (3.16)$$

Схема с ОЭ изменяет фазу сигнала на 180° , следовательно, напряжения $u_{Б'Э}$ и u_2 находятся в противофазе, и на ёмкости C_K действует сумма этих напряжений. В результате ток через C_K будет равен

$$i_2 = j\omega C_K (u_{Б'Э} + u_2) = j\omega C_K (u_{Б'Э} + S u_{Б'Э} R_2) = j\omega u_{Б'Э} C_K (1 + S R_2). \quad (3.17)$$

Сложим (3.16) и (3.17):

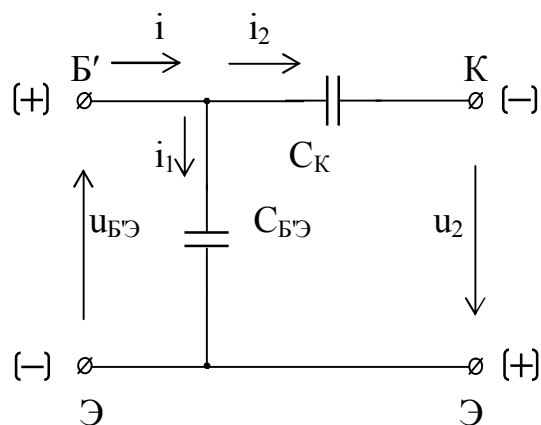


Рис. 3.4

$$i = i_1 + i_2 = j\omega u_{Б'Э} [C_{Б'Э} + C_K (1 + SR_2)] . \quad (3.18)$$

Поделив входной ток i на входное напряжение $u_{Б'Э}$, найдем входную проводимость цепи (рис. 3.4):

$$\frac{i}{u_{Б'Э}} = j\omega u_{Б'Э} [C_{Б'Э} + C_K (1 + SR_2)] . \quad (3.19)$$

Согласно (3.19) входная проводимость этой схемы носит ёмкостный характер и определяется величиной эквивалентной ёмкости C_0 :

$$C_0 = C_{Б'Э} + C_K (1 + SR_2) , \quad (3.20)$$

которая называется входной динамической ёмкостью и подключается параллельно сопротивлению $r_{Б'Э}$. Для учёта влияния ёмкости C_K на частотные свойства транзистора в реальных условиях ($R_2 \neq 0$) необходимо заменить в выражениях (3.10) и (3.15) ёмкость $C_{Б'Э}$ на C_0 . При этом граничная частота сквозного коэффициента усиления (для 3.8 и 3.12) уменьшится пропорционально отношению $C_0/C_{Б'Э}$.

Входное сопротивление транзистора, включённого по схеме с ОЭ, также зависит от частоты. В реальных условиях ($R_2 \neq 0$) входную цепь транзистора можно представить эквивалентной схемой (рис. 3.5, а).

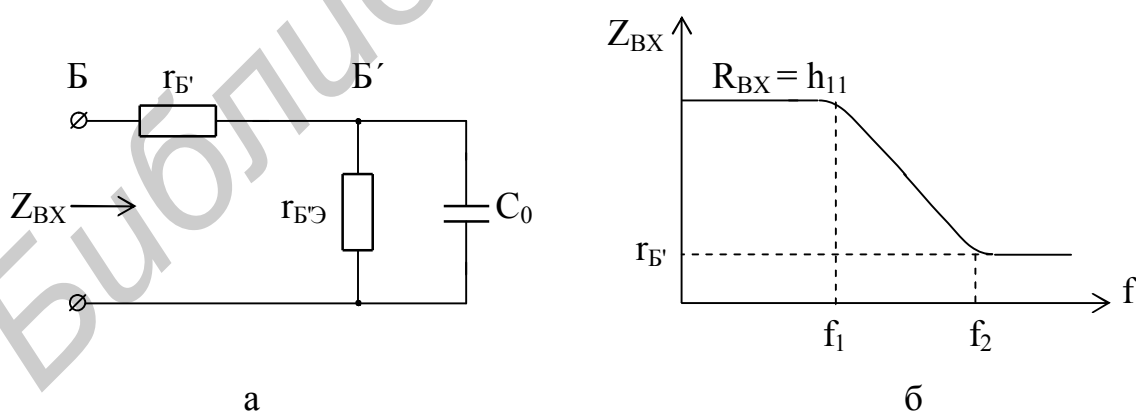


Рис. 3.5

На рис. 3.5, б представлена зависимость входного сопротивления транзистора от частоты. При увеличении частоты от нуля до f входное сопротивление транзистора имеет активный характер и равняется $R_{ВХ} = h_{11} = r_{Б'} + r_{Б'Э}$. На

этом участке сопротивление ёмкости C_0 значительно превышает сопротивление $r_{Б'Э}$ и не оказывает никакого влияния на $R_{ВХ}$. На частоте f_1 эти сопротивления становятся равными, и при дальнейшем увеличении частоты сопротивление ёмкости C_0 шунтирует $r_{Б'Э}$. Входное сопротивление транзистора на этом участке частотного диапазона становится комплексным, имеет ёмкостной характер и уменьшается с ростом частоты. На частотах выше f_2 можно считать, что ёмкость C_0 представляет собой короткое замыкание, а входное сопротивление снова становится активным и равным сопротивлению $r_{Б'}$. Значения частот f_1 и f_2 можно определить из выражения для полного входного сопротивления $Z_{ВХ}$:

$$\begin{aligned} Z_{ВХ} = r_{Б'} + Z_{Б'Э} &= r_{Б'} + \frac{1}{1/r_{Б'Э} + j\omega C_0} = r_{Б'} + \frac{r_{Б'Э}}{1 + j\omega C_0 r_{Б'Э}} = \\ &= \frac{r_{Б'} + r_{Б'Э} + j\omega C_0 r_{Б'} r_{Б'Э}}{1 + j\omega C_0 r_{Б'Э}}. \end{aligned} \quad (3.21)$$

Значение частоты f_1 соответствует полюсу приведенного выше уравнения, а частоты f_2 – его нулю. Выражения для определения этих частот имеют вид

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_0 r_{Б'Э}}, \quad f_2 = \frac{r_{Б'} + r_{Б'Э}}{r_{Б'} + r_{Б'Э} + 2\pi C_0 r_{Б'} r_{Б'Э}}. \quad (3.22)$$

Выходное сопротивление транзистора оказывается весьма значительным и сложным образом зависит от частоты. Однако в реальных условиях этой зависимостью практически не интересуются, так как обычно сопротивление нагрузки много меньше, чем выходное сопротивление транзистора.

Нелинейные искажения, вносимые транзистором, включённым по схеме с ОЭ, в основном определяются нелинейностью эмиттерного перехода и достигают заметной величины уже при сравнительно малом входном напряжении. Уровень искажений существенно зависит от сопротивления источника сигнала R_1 [1]. По мере увеличения

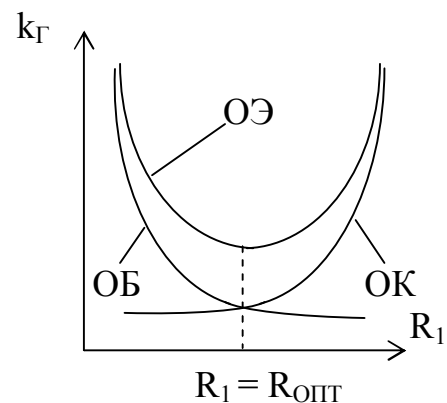


Рис. 3.6

этого сопротивления нелинейные искажения сначала уменьшаются, достигают минимума и затем снова увеличиваются (рис. 3.6).

3.1.2. Включение биполярного транзистора по схеме с общей базой

В рассматриваемом включении база транзистора является общим электродом для входной и выходной цепей. Входной сигнал действует между эмиттером и базой, а выходной – между коллектором и базой (рис. 3.7).

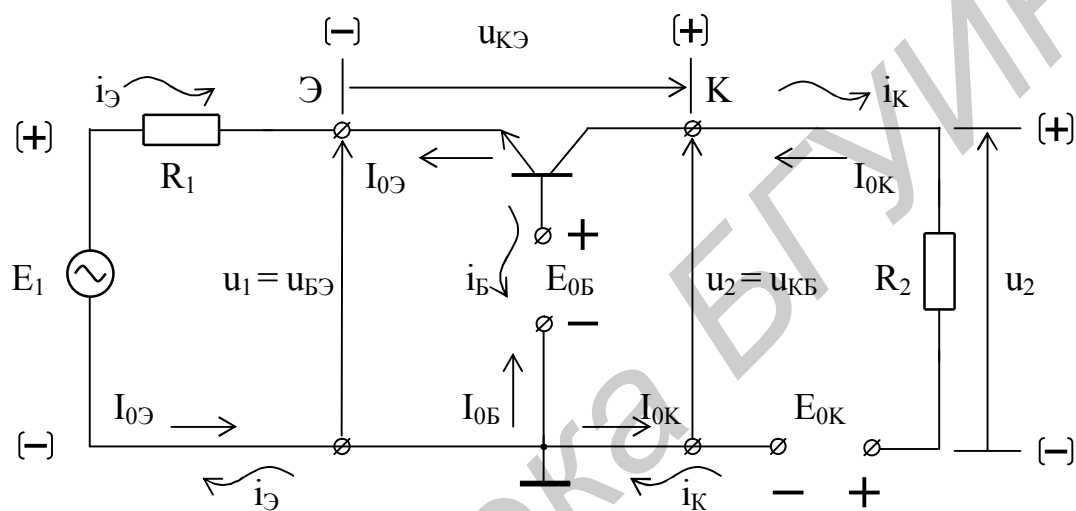


Рис. 3.7

Постоянные токи $I_{0Э}$, $I_{0К}$, $I_{0Б}$, протекающие в схеме (см. рис. 3.7), определяются типом транзистора и полярностью источников $E_{0Б}$ и $E_{0К}$. Постоянный ток базы $I_{0Б}$ протекает от $+E_{0Б}$ через базу, эмиттер, источник сигнала E_1 , R_1 , к $-E_{0Б}$. Постоянный ток коллектора $I_{0К}$ течет от $+E_{0К}$ через сопротивление R_2 , участок коллектор–эмиттер транзистора, источник сигнала E_1 , R_1 к $-E_{0К}$. Мгновенные значения переменных токов задаются источником сигнала E_1 . Переменный ток эмиттера $i_Э$ течёт от $(+)E_1$ через R_1 к эмиттеру. В эмиттере этот ток разветвляется на базовую $i_Б$ и коллекторную $i_К$ составляющие. Базовая составляющая протекает от эмиттера к базе, далее через $E_{0Б}$ к $(-)E_1$. Коллекторная часть тока течёт от эмиттера в коллектор, далее через сопротивление R_2 , источник $E_{0К}$ к $(-)E_1$. Коллекторный ток, протекая по сопротивлению R_2 , создаёт на нём падение напряжения u_2 с плюсом вверху и минусом внизу. Сравнивая полярности напряжения u_2 и ЭДС E_1 , делаем вывод, что схема с ОБ не изменяет полярность усиливаемого сигнала.

Коэффициент усиления по напряжению для схемы с ОБ равен отношению выходного напряжения $u_2 = u_{КБ}$ к входному $u_1 = u_{БЭ}$. Анализируя внешний контур схемы рис.3.7, можно записать $u_{КБ} = u_{БЭ} + u_{КЭ}$. Теперь

$$K_B = \frac{u_2}{u_1} = \frac{u_{КБ}}{u_{БЭ}} = \frac{u_{БЭ} + u_{КЭ}}{u_{БЭ}} = 1 + K, \quad (3.23)$$

где K – коэффициент усиления по напряжению схемы с ОЭ.

Из (3.23) следует, что схема с ОБ обладает практически таким же усилением по напряжению, как и схема с ОЭ.

Коэффициент усиления по току:

$$K_{iБ} = \frac{i_K}{i_Э} = \frac{i_K}{i_B + i_K} = \frac{i_K}{i_B(1 + i_K/i_B)} = \frac{h_{21}}{1 + h_{21}}, \quad (3.24)$$

где $h_{21} = i_K/i_B$ – коэффициент усиления по току схемы с ОЭ.

Коэффициент усиления по мощности, равный произведению K_B на $K_{iБ}$, для схемы с ОБ значительно больше единицы, но меньше, чем для схемы с ОЭ.

Входное сопротивление транзистора, включённого по схеме с ОБ, оказывается существенно меньше, чем в схеме с ОЭ (из-за большого входного тока $i_Э$):

$$R_{ВХБ} = \frac{u_{БЭ}}{i_Э} = \frac{u_{БЭ}}{i_B + i_K} = \frac{u_{БЭ}}{i_B} \frac{1}{1 + i_K/i_B}. \quad (3.25)$$

Для случая, когда $R_2 \rightarrow 0$, выражение (3.23) может быть переписано в виде

$$R_{ВХБ} = \frac{h_{11}}{1 + h_{21}}, \quad (3.25a)$$

где h_{11} и h_{21} – параметры схемы с ОЭ.

Величина входного сопротивления для схемы с общей базой лежит в пределах нескольких ом или десятков ом для маломощных транзисторов и может быть меньше ома для мощных.

Выходное сопротивление в схеме с ОБ зависит от сопротивления источника сигнала и заметно превышает выходное сопротивление схемы с ОЭ.

Благодаря малому входному сопротивлению влияние входной динамической емкости в каскаде с транзистором, включенным по схеме с общей базой, оказывается существенно меньшим и проявляется на более высоких частотах, чем в каскаде на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером. Полоса пропускания каскада с ОБ получается значительно шире, чем в каскаде с ОЭ.

Полученные выше результаты можно легко объяснить, если представить схему с ОБ в виде схемы с ОЭ, охваченной 100 %-ной отрицательной обратной связью по току параллельной по входу (рис. 3.8).

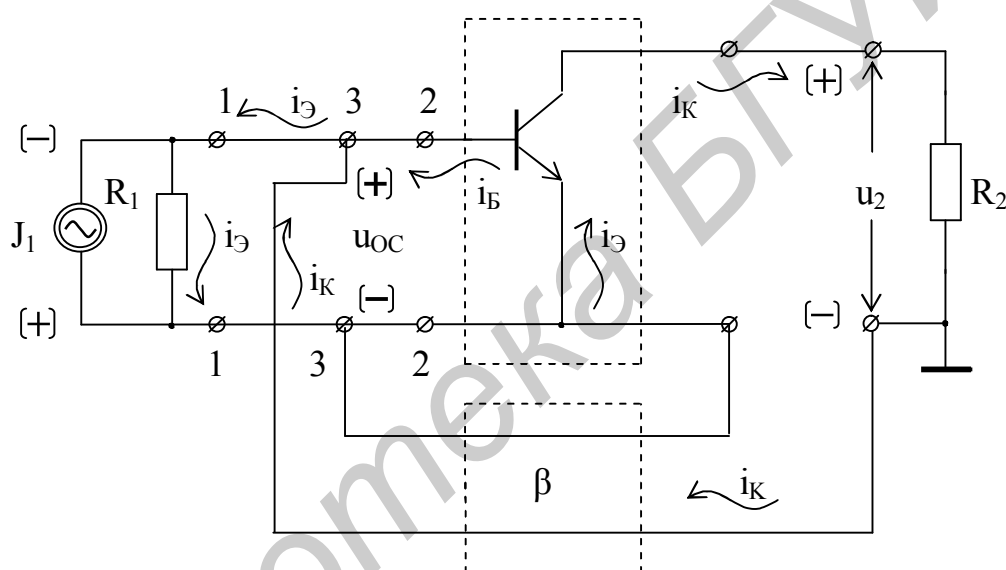


Рис. 3.8

Нетрудно убедиться, что эта схема является копией схемы, изображенной на рис. 3.7. Для большей наглядности в последней генератор ЭДС заменён эквивалентным генератором тока. Действительно, вход четырехполюсника обратной связи включен последовательно с нагрузкой (ОС по току). Во входной цепи все три пары клемм (1-1 – источника сигнала, 2-2 – вход усилителя без ОС, 3-3 – выход цепи β) включены параллельно. Полярность источника сигнала и пути протекания переменных токов соответствуют аналогичным элементам схемы (см. рис. 3.7). Из схемы (рис. 3.8) следует, что весь выходной ток подаётся в четырёхполюсник обратной связи и затем без потерь во входную цепь, где создаёт напряжение обратной связи u_{OC} , находящееся в противофазе с напряжением, поступающим от источника сигнала.

Как было показано ранее, такая ОС снижает коэффициент усиления по току, уменьшает входное сопротивление и увеличивает выходное, а также уменьшает нелинейные искажения. Параллельная обратная связь действует наилучшим образом при условии, что $R_1 \rightarrow \infty$ (реально, когда $R_1 > R_{BX}$). В этом случае ОС улучшает стабильность параметров усилителя, расширяет его частотную характеристику, уменьшает нелинейные искажения. При $R_1 \rightarrow 0$ данная ОС перестаёт действовать, и свойства каскада (см. рис. 3.7) становятся такими, как и для схемы с ОЭ. Обратная связь в схеме с ОБ также перестаёт действовать, если сопротивление R_2 стремится к бесконечности.

Частотные свойства схемы с ОБ могут быть проанализированы с помощью эквивалентной схемы (см. рис. 3.9). Для построения этой схемы необходимо вписать между точками Э и Б входной цепи и точками К и Б выходной эквивалентную схему транзистора (см. рис. 3.2).

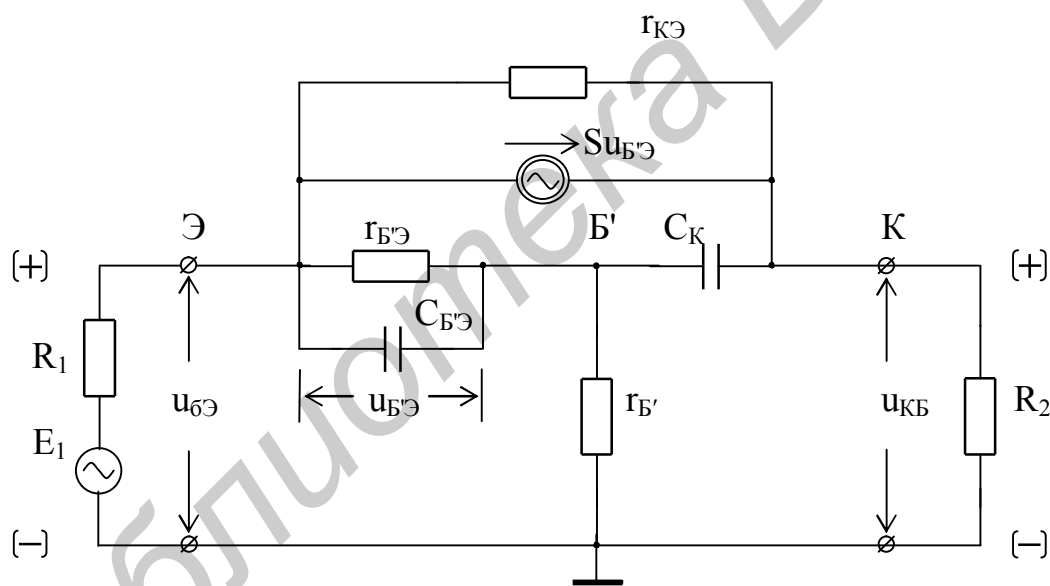


Рис. 3.9

Наличие обратной связи в схеме с ОБ позволяет получить более высокую частоту среза в области верхних частот, чем в схеме с ОЭ. Частота верхнего среза для сквозного коэффициента усиления существенно зависит от сопротивлений R_1 и R_2 , влияющих на глубину обратной связи. Известно, что глубина обратной связи по току растёт с уменьшением сопротивления нагрузки R_2 . Для параллельной по входу ОС увеличение сопротивления R_1 также ведёт к росту глубины обратной связи. При увеличении сопротивления R_2 обратная связь по

току перестаёт действовать (уменьшается её глубина), и частотные свойства схемы с ОБ приближаются к частотным свойствам схемы с ОЭ. Аналогичные явления наблюдаются в схеме (см. рис. 3.7) при уменьшении сопротивления R_1 .

Влияние ОС в схеме с ОБ сказывается также на зависимости входного сопротивления от частоты.

На низких частотах входное сопротивление оказывается существенно меньшим, чем в схеме с ОЭ (3.25а). Максимальное снижение входного сопротивления достигается, если сопротивление нагрузки стремится к нулю.

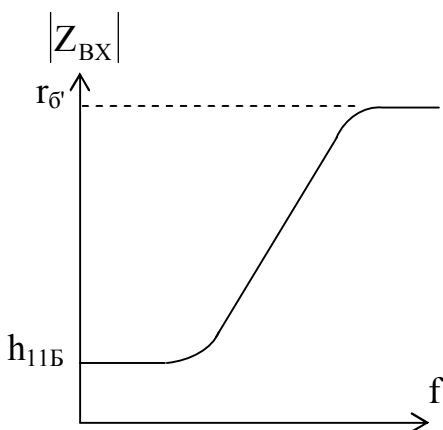


Рис. 3.10

С ростом частоты глубина ОС уменьшается из-за ухудшения усилительных свойств транзистора и входное сопротивление схемы растёт, стремясь к величине $r_{б'}$ (рис. 3.10). Благодаря существованию отрицательной ОС нелинейные искажения в схеме с ОБ в общем случае оказываются меньшими, чем в схеме с ОЭ, что особенно заметно при увеличении внутреннего сопротивления источника сигнала R_1 (см. рис. 3.6, кривая ОБ).

Уменьшение R_1 приводит к снижению глубины параллельной по входу ОС, уровень нелинейных искажений возрастает и при $R_1 = 0$ (ОС не действует) становится таким же, как и в схеме с ОЭ.

3.1.3. Включение биполярного транзистора по схеме с общим коллектором

В данном включении коллектор является общим (по отношению к сигналу) для входа и выхода. Сигнал подаётся между базой и коллектором, а снимается между эмиттером и коллектором (рис. 3.11).

В этой схеме постоянный ток $I_{0Б}$ базы протекает от $+E_{0Б}$ через E_1 , R_1 , переход база-эмиттер, сопротивление нагрузки R_2 к $-E_{0Б}$. Постоянный ток коллектора $I_{0К}$ протекает от $+E_{0К}$ через коллектор, эмиттер, сопротивление R_2 к $-E_{0К}$. Входной ток $i_Б$ протекает от $(+)E_1$ через R_1 , базу, эмиттер, R_2 , источник $E_{0Б}$ к $(-)E_1$. Выходной ток $i_К$ течёт от эмиттера через R_2 , $E_{0К}$, коллектор, эмиттер. В цепи эмиттера ток коллектора всегда имеет такое же направление, как и ток базы. Следовательно, выходной ток, протекая через сопротивление R_1 , сверху

вниз создаёт на нём падение напряжения u_2 с плюсом сверху и минусом внизу. Сравнивая полярность входного сигнала и напряжения u_2 , видим, что схема с ОК не переворачивает фазу усиливаемого сигнала.

Коэффициент усиления по напряжению, равный отношению напряжения $u_2 = u_{ЭК}$ к входному напряжению $u_{БК}$, для схемы ОК всегда меньше единицы, так как $u_{БК} = u_{БЭ} + u_{ЭК}$:

$$K_K = \frac{u_2}{u_1} = \frac{u_{ЭК}}{u_{БК}} = \frac{u_{ЭК}}{u_{БК} + u_{ЭК}} \leq 1. \quad (3.26)$$

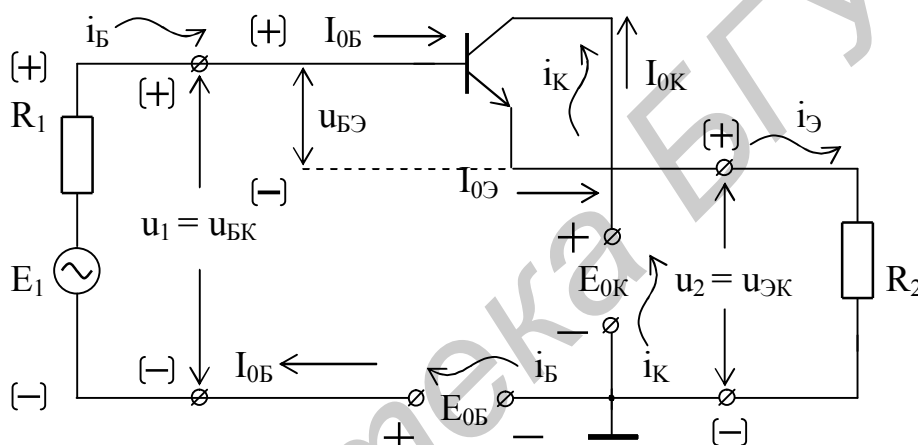


Рис. 3.11

Коэффициент усиления по току

$$K_{iК} = \frac{i_{Э}}{i_{Б}} = \frac{i_{Б} + i_{Э}}{i_{Б}} = 1 + h_{21} \quad (3.27)$$

оказывается практически таким же, как и в схеме с ОЭ.

Коэффициент усиления по мощности для схемы с ОК, равный произведению K_K на $K_{iК}$, заметно превышает единицу, но оказывается меньше, чем для схемы с ОЭ.

Входное сопротивление для схемы с ОК существенно зависит от сопротивления нагрузки и оказывается значительно больше, чем в других схемах включения транзистора. Для определения входного сопротивления поделим входное напряжение $u_1 = u_{БК}$ на входной ток $i_{Б}$:

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{u_{\text{БК}}}{i_{\text{Б}}} = \frac{u_{\text{БЭ}} + u_{\text{ЭК}}}{i_{\text{Б}}} = \frac{u_{\text{БЭ}} + i_{\text{Э}}R_2}{i_{\text{Б}}} = \frac{u_{\text{БЭ}} + (i_{\text{Б}} + i_{\text{К}})R_2}{i_{\text{Б}}} =$$

$$= \frac{u_{\text{БЭ}}}{i_{\text{Б}}} + (1 + h_{21})R_2 = h_{11} + (1 + h_{21})R_2. \quad (3.28)$$

Входное сопротивление схемы с ОК может достигать нескольких мегаом.

Выходное сопротивление схемы с ОК оказывается наименьшим для трёх схем включения и существенно зависит от сопротивления источника сигнала. Для определения выходного сопротивления подадим на выходные зажимы напряжение $u_{\text{ЭК}}$, исключив при этом из схемы источник сигнала E_1 , но сохранив его внутреннее сопротивление R_1 . Теперь для выходного сопротивления можно записать

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{u_{\text{КЭ}}}{i_{\text{Э}}} = \frac{u_{\text{БЭ}} + i_{\text{Б}}R_1}{i_{\text{Б}} + i_{\text{К}}} = \frac{u_{\text{БЭ}}/i_{\text{Б}} + R_1}{1 + i_{\text{К}}/i_{\text{Б}}} = \frac{h_{11} + R_1}{1 + h_{21}}. \quad (3.29)$$

Выходное сопротивление схемы может находиться в пределах от нескольких ом до сотен ом.

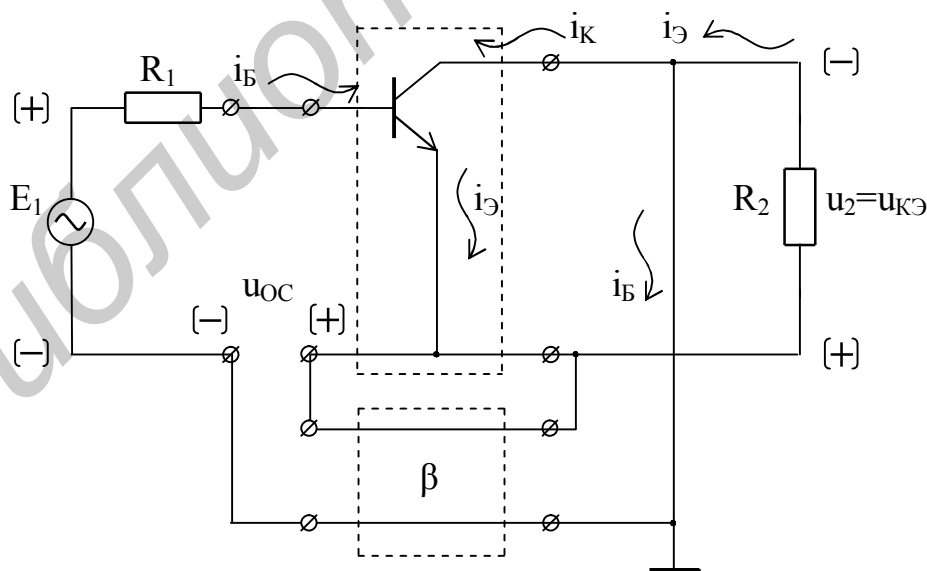


Рис. 3.12

Выражение для входной динамической емкости каскада с общим коллектором выводится так же, как и для входной динамической емкости, в схеме с общим эмиттером (см. рис. 3.4, (3.16 – 3.20)). При этом следует учесть, что в

схеме с общим коллектором фаза сигнала не переворачивается. Пользуясь вышеуказанной методикой, получим выражение для входной динамической емкости каскада с общим коллектором:

$$I_1 = j\omega C_K u_{BK} , \quad (3.30)$$

$$I_2 = j\omega C_{БЭ}(u_{BK} - u_2) = j\omega C_{БЭ} u_{BK}(1 - u_2/u_{BK}) = j\omega C_{БЭ} u_{BK}(1 - K_K), \quad (3.31)$$

$$C_{OK} = C_K + C_{БЭ}(1 - K_K). \quad (3.32)$$

Из последнего выражения следует, что входная динамическая емкость для схемы с общим коллектором существенно меньше, чем для схемы с общим эмиттером. Величина этой емкости стремится к значению C_K по мере приближения коэффициента передачи схемы с общим коллектором к единице: ($K_K \rightarrow 1$). Уменьшение входной динамической емкости транзистора, включенного по схеме с общим коллектором, способствует расширению частотной характеристики.

Сравнивая параметры схемы с ОК с аналогичными для схемы с ОЭ, видим, что в схеме с ОК уменьшился коэффициент усиления по напряжению, выросло входное сопротивление и появилась его зависимость от величины нагрузки, уменьшилось выходное сопротивление и стала очень заметной его зависимость от сопротивления источника сигнала. Все эти качества становятся легко объяснимыми, если схему с общим коллектором представить в виде схемы с ОЭ, охваченной стопроцентной отрицательной обратной связью по напряжению последовательной по входу (рис. 3.12). На этом рисунке пунктиром выделены усилитель и четырехполюсник обратной связи β .

Частотные свойства схемы с общим коллектором можно проанализировать с помощью эквивалентной схемы (рис. 3.13).

Благодаря наличию отрицательной обратной связи частотная характеристика для этой схемы значительно расширяется и ограничивается частотой верхнего среза, примерно равной частоте f_t [1]. Вывод формулы для определения частоты верхнего среза оказывается весьма громоздким [1]. Однако использование известных программ проектирования радиотехнических схем для пер-

сональных ЭВМ, например MICROCAP или PSPICE, может существенно упростить задачу определения частоты верхнего среза в каждом конкретном случае.

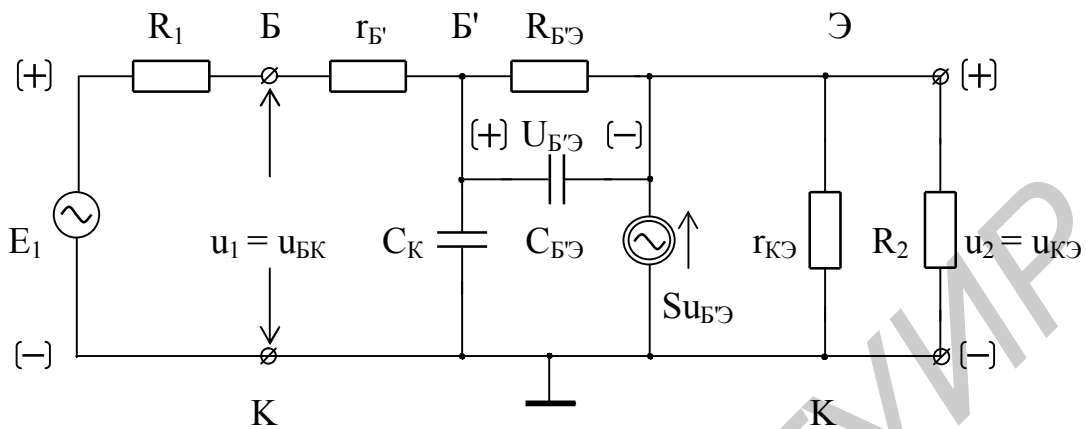


Рис. 3.13

Зависимость входного сопротивления от частоты представлена на рис. 3.14. На низких частотах $Z_{ВХ}$ определяется выражением (3.28) и оказывается весьма значительным благодаря влиянию обратной связи. С ростом частоты выше f_1 ухудшаются частотные свойства транзистора, уменьшается глубина ОС, и входное сопротивление падает. На частотах, превышающих f_2 , входное сопротивление стремится к величине $r_{Б'}$, так как ОС уже не действует, а величина сопротивления ёмкости C_K становится близкой к короткому замыканию.

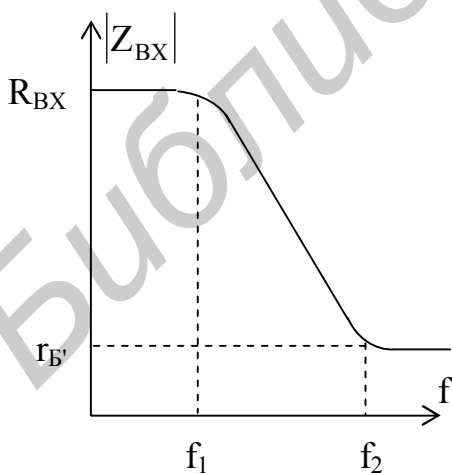


Рис. 3.14

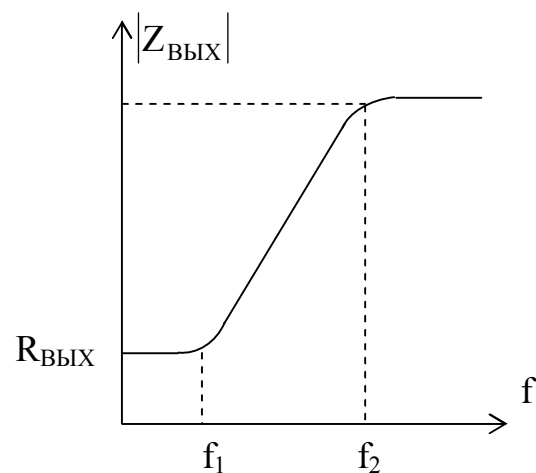


Рис. 3.15

Выходное сопротивление $Z_{ВЫХ}$ на низких частотах оказывается малой величиной из-за влияния ООС по напряжению и определяется выраже-

нием (3.29). В диапазоне частот выше f_1 глубина ОС уменьшается, а выходное сопротивление растёт, что позволяет говорить об индуктивном характере $Z_{\text{ВЫХ}}$ (рис. 3.15). Теоретическое определение частот f_1 и f_2 для рис. 3.14 и 3.15 весьма затруднительно [1]. Получающиеся при этом выражения громоздки и трудно обозримы. Но, как указывалось выше, частотные свойства рассматриваемой схемы для каждого конкретного случая могут быть легко проанализированы с помощью программ проектирования радиотехнических схем на ПЭВМ.

Нелинейные искажения в схеме с ОК благодаря наличию ООС намного меньше, чем в схеме с ОЭ. Этот выигрыш особенно заметен при малых значениях сопротивления источника сигнала R_1 (см. рис. 3.6). В этом случае создаются наиболее благоприятные условия для действия последовательной по входу обратной связи. С ростом R_1 глубина последовательной ООС уменьшается, и нелинейные искажения растут, приближаясь к уровню, характерному для схемы с ОЭ.

Следует отметить, что схему с ОК часто называют эмиттерным повторителем за то, что сигнал на выходе почти не отличается от сигнала на входе (коэффициент передачи близок к единице, сигнал на входе и выходной сигнал имеют одинаковую фазу, искажения формы сигнала практически отсутствуют).

3.2. Схемы включения полевых транзисторов

3.2.1. Общие сведения

Для всего большого количества разнообразных полевых транзисторов (ПТ) характерно наличие трёх основных электродов, сопоставимых с соответствующими электродами биполярного транзистора (исток-эмиттер, затвор-база, сток-коллектор). Основные типы ПТ, отличающиеся технологией изготовления, полярностью напряжения питания и параметрами, а также их входные и выходные характеристики представлены на рис. 3.16, а – ж. Основное деление полевых транзисторов осуществляется по типу проводимости канала. Различают ПТ с каналом n-типа и p-типа. Тип канала определяет полярность напряжения питания цепи стока.

На рис. 3.16, а, б представлены транзисторы с затвором в виде управляемого p-n-перехода с каналами n- и p-типа соответственно.

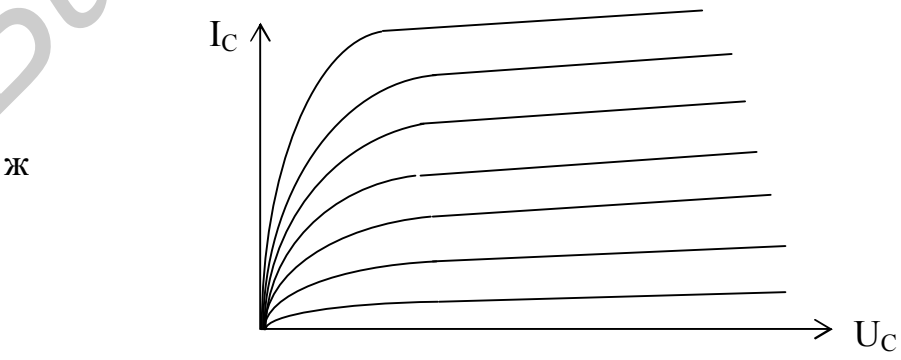
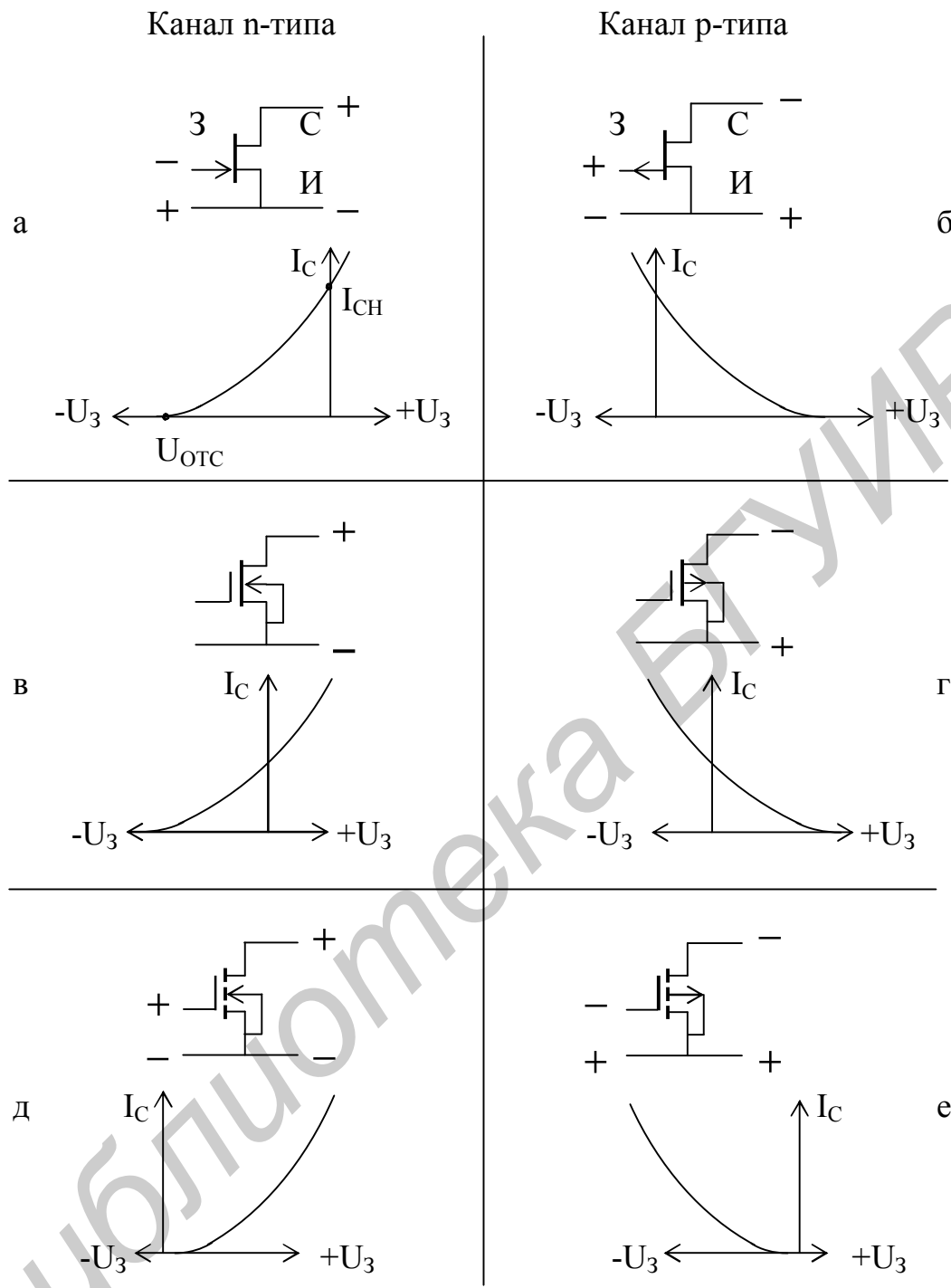


Рис. 3.16

Рабочая область напряжений между затвором и истоком для транзистора (см. рис. 3.16, а) находится в промежутке от $U_3 = 0$ до $-U_{отс}$. Для транзисторов с р-каналом (рис. 3.16, б) эта область лежит справа от $U_3 = 0$. Рис. 3.16, в – относятся к ПТ с изолированным затвором и с встроенным каналом (рис. 3.16, в – канал n-типа; рис. 3.16, г – канал р-типа). Постоянное напряжение на затворах этих транзисторов может быть как положительным, так и отрицательным. На рис. 3.16, д, е представлены ПТ с изолированным затвором и с индуцированным каналом (рис. 3.16, д – канал n-типа; рис. 3.16, е – канал р-типа). Их рабочие области находятся соответственно справа и слева от $U_3 = 0$. Выходные характеристики для всех типов транзисторов имеют одинаковую форму (рис. 3.16, ж), но при этом следует учитывать, что на сток транзисторов с n-каналом подается положительное напряжение, а с р-каналом – отрицательное. Существующие различия между типами ПТ, технологиями их изготовления, полярностями напряжений на электродах и т.д. не оказывают заметного влияния на вид эквивалентной схемы, применяемой для описания работы усилительных устройств, собранных на этих транзисторах. Это обстоятельство позволяет использовать для дальнейшего анализа только один тип транзистора (с управляемым р-n-переходом и каналом n-типа). При этом проведенный анализ в равной мере будет относиться и ко всем остальным типам ПТ.

3.2.2. Включение полевого транзистора по схеме с общим истоком

Принципиальная схема каскада с общим истоком представлена на рис. 3.17.

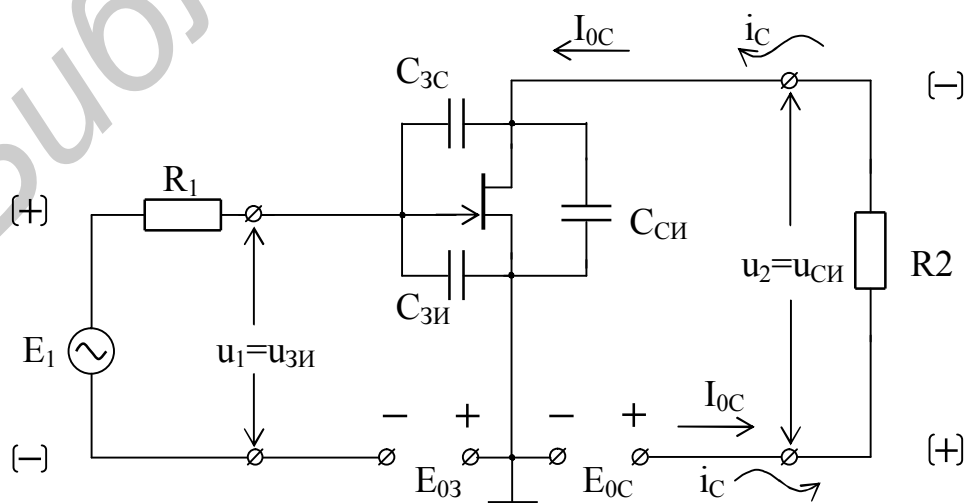


Рис. 3.17

Переход затвор-исток всегда включается в обратном направлении, следовательно, постоянный ток в цепи затвора не протекает. Постоянный ток стока I_{0C} течёт от $+E_{0C}$ через R_1 , от стока к истоку и возвращается к $-E_{0C}$. Приложенное к затвору в настоящий момент положительное мгновенное значение напряжения источника сигнала приводит к увеличению тока стока. Это означает, что переменная составляющая тока стока i_C в рассматриваемый момент времени протекает в ту же сторону, что и постоянная составляющая. Переменный ток стока, протекая по сопротивлению R_2 , создаёт на нём падение напряжения u_2 с плюсом внизу и минусом вверху. Таким образом, схема с общим истоком меняет фазу усиливаемого сигнала на 180^0 .

Эквивалентная схема каскада представлена на рис. 3.18, а. На этой схеме крутизна транзистора S определяется как отношение приращения тока стока Δi_C к приращению напряжения на затворе Δu_3 при постоянном напряжении на стоке $u_C = \text{const}$:

$$S = \frac{\Delta i_C}{\Delta u_3}$$

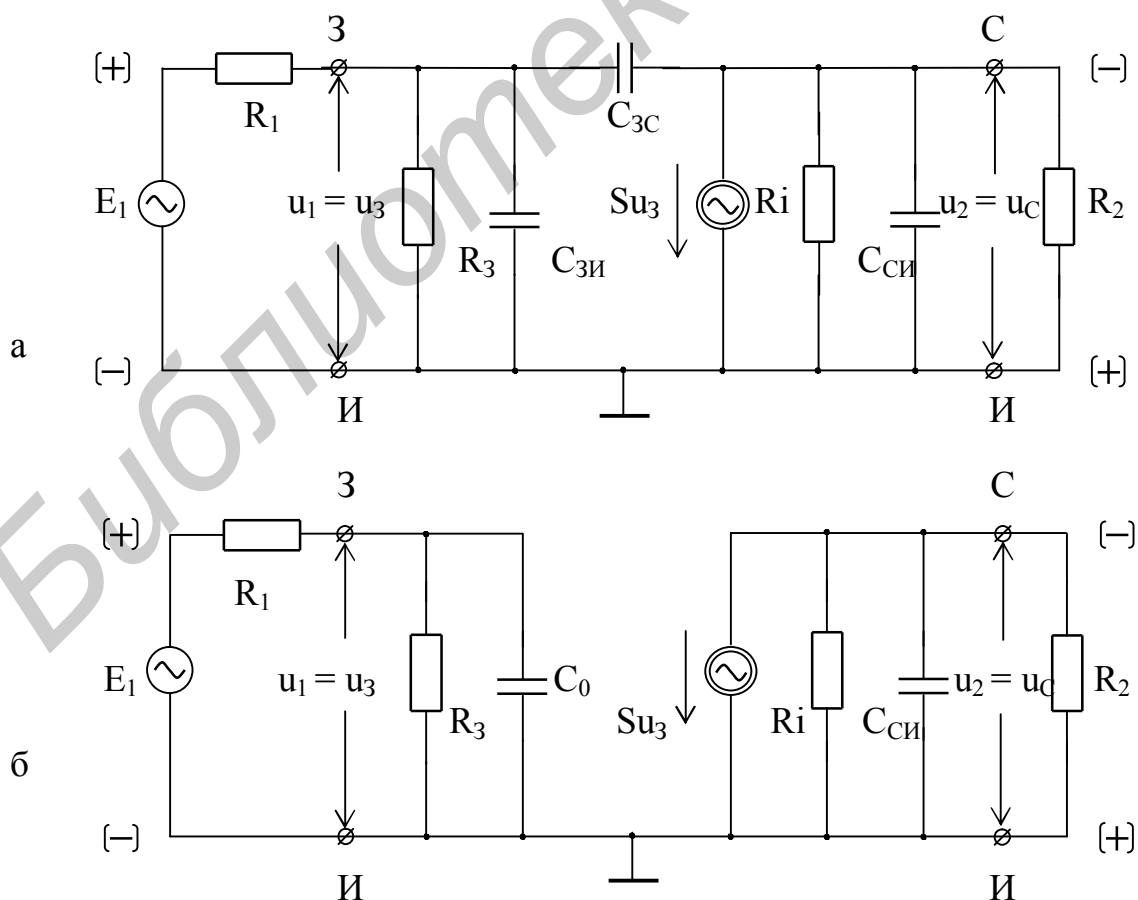


Рис. 3.18

Крутизну полевого транзистора можно определить из аналитического выражения для его вольт-амперной характеристики. Такая характеристика приведена на рис. 3.16, а, а ее аналитическое выражение имеет вид

$$I_C = I_{CH} \left(1 - \frac{u_3}{U_{отс}}\right)^2. \quad (3.33)$$

Для этого надо взять производную от выражения (3.33) по напряжению на затворе при u_3 , соответствующему положению рабочей точки:

$$S = \frac{dI_C}{du_3} = 2 \frac{I_{CH}}{U_{отс}} \left(\frac{u_3}{U_{отс}} - 1\right). \quad (3.34)$$

Внутреннее сопротивление полевого транзистора R_i можно определить по выходным характеристикам, найдя отношение приращения напряжения на стоке к приращению тока стока при постоянном напряжении на затворе:

$$R_i = \frac{\Delta u_C}{\Delta i_C}. \quad (3.35)$$

Величины междуэлектродных емкостей $C_{зи}$, $C_{зс}$ и $C_{си}$ обычно приводятся в справочнике. Сопротивление закрытого перехода затвор-исток R_3 стремится к бесконечности и обычно его влиянием на работу каскада пренебрегают, так как ток через него стремится к нулю.

Сквозной коэффициент усиления на низких частотах равен

$$K_E = \frac{u_2}{E_1} = \frac{u_3}{E_1} \frac{u_2}{u_3} = \frac{R_3}{R_1 + R_3} \frac{SR_i R_2}{R_i + R_2}. \quad (3.36)$$

Обычно сопротивление R_3 имеет очень большую величину, особенно у транзисторов с изолированным затвором, поэтому первая дробь в выражении (3.36) практически всегда равна единице. Вторая дробь этого выражения также существенно упрощается, если учесть, что $R_i > R_2$. С учётом этих замечаний выражение для K_E принимает совсем простой вид:

$$K_E \approx SR_2. \quad (3.36a)$$

Увеличение сопротивления нагрузки до определённой величины ведёт к пропорциональному увеличению коэффициента усиления. Однако далее этот рост замедляется, а затем коэффициент усиления даже начнёт уменьшаться, так как с ростом R_2 ухудшаются условия питания канала транзистора (уменьшается напряжение на стоке), что приводит к снижению крутизны и появлению заметных нелинейных искажений.

Для анализа частотных свойств необходимо определить входную динамическую ёмкость каскада C_0 (см. рис. 3.18, б). Методика её определения для полевого транзистора является такой же, как и при выводе выражения (3.20) для динамической ёмкости биполярного транзистора. Однако в данном случае необходимо учитывать также ёмкость монтажа, так как её величина оказывается соизмерима с динамической ёмкостью полевого транзистора. Таким образом, входная динамическая ёмкость каскада на ПТ, включенном по схеме с общим истоком, описывается следующим выражением:

$$C_0 = C_{зи} + C_{зс}(1 + SR_2) + C_M. \quad (3.37)$$

Из рис. 3.18, б видно, что частотный диапазон каскада в области верхних частот зависит от входной и выходной цепи. Однако, как правило, выходную ёмкость $C_{си}$ включают во входную динамическую ёмкость следующего транзистора и учитывают её влияние при расчёте частотных свойств следующего каскада.

На высоких частотах сопротивление ёмкости C_0 уменьшается, а это ведёт к уменьшению входного напряжения и к снижению коэффициента усиления. Верхняя граничная частота зависит от C_0 и сопротивлений R_1 , $R_{зи}$ и определяется выражением

$$f_B = \frac{R_1 + R_3}{2\pi C_0 R_1 R_3} \approx \frac{1}{2\pi C_0 R_1}. \quad (3.38)$$

Упрощенный вариант формулы для f_B основан на том, что, как правило, $R_1 \ll R_{зи}$.

Входное сопротивление полевого транзистора, включённого по схеме с ОИ, на низких частотах очень велико и для рассматриваемого типа транзисторов задаётся величиной сопротивления закрытого р-п-перехода R_3 . С ростом частоты входное сопротивление начинает уменьшаться из-за шунтирующего действия ёмкости C_0 . Частота, на которой входное сопротивление транзистора уменьшается в $\sqrt{2}$ раза, находится по постоянной времени $R_{3и}C_0$.

Выходное сопротивление определяется внутренним сопротивлением транзистора R_i .

3.2.3. Включение полевого транзистора по схеме с общим затвором

Каскад с ПТ, включённым с общим затвором, и его эквивалентная схема представлены на рис. 3.19.

Пути протекания постоянного $I_{0и} = I_{0с}$ и переменного $i_{и} = i_{с}$ токов, показанные на рис. 3.19, а, задаются полярностью источников $E_{0с}$ и E_1 .

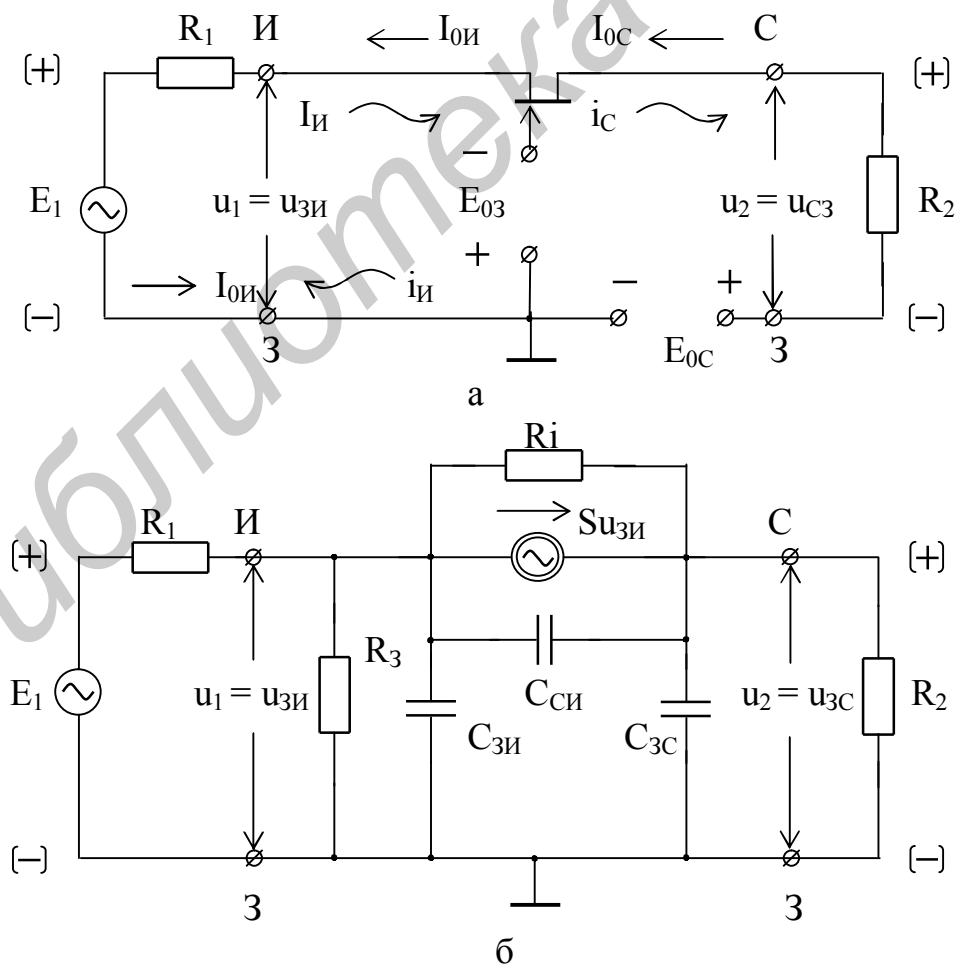


Рис. 3.19

Так как в обычном режиме работы затвор включён в обратном направлении, ток в цепи затвора отсутствует, а названные токи протекают только по внешнему контуру. При заданной полярности входного напряжения E_1 переменный ток стока протекает по сопротивлению нагрузки R_2 в направлении часовой стрелки и создает на нем мгновенное значение выходного напряжения с плюсом вверху. Отсюда следует, что схема с общим затвором, так же как и схема с общей базой, не переворачивает фазу усиливаемого сигнала.

Из равенства токов $i_C = i_{И}$ следует, что коэффициент усиления по току в данной схеме равен единице:

$$K_{i_3} = \frac{i_C}{i_{И}} = 1. \quad (3.39)$$

Прежде чем искать коэффициент усиления по напряжению, найдём входной ток:

$$i_{И} = i_C = S u_{зи} + \frac{u_{зи} - u_{зс}}{R_i} = S u_{зи} + \frac{u_{зи}}{R_i} - \frac{i_{И} R_2}{R_i}. \quad (3.40)$$

В этом выражении разность $u_{зи} - u_{зс}$ является падением напряжения на сопротивлении R_i .

Решая уравнение 3.40 относительно тока $i_{И}$, находим

$$i_{И} = u_{зи} \frac{1 + S R_i}{R_i + R_2}. \quad (3.41)$$

Полученное выражение позволяет найти входное сопротивление схемы:

$$R_{ВХ} = \frac{u_{зи}}{i_{И}} = \frac{R_i + R_2}{1 + S R_i}. \quad (3.42)$$

Сопротивление R_3 из-за своей большой величины не оказывает никакого влияния на входное сопротивление и в дальнейшем может не учитываться.

Если учесть неравенства $S R_i > 1$ и $R_i > R_2$, которые почти всегда выполняются, то выражение (3.42) существенно упрощается, и $R_{ВХ}$ становится равным

$$R_{\text{вх}} = \frac{1}{S} . \quad (3.42a)$$

Принимая во внимание выражение (3.41), найдем коэффициент усиления по напряжению K_3 для схемы с общим затвором (см. рис. 3.19):

$$K_3 = \frac{u_2}{u_{\text{зи}}} = \frac{i_C R_2}{u_{\text{зи}}} = \frac{R_2(1 + SR_i)}{R_i + R_2} . \quad (3.43)$$

Выражение для K_3 также упрощается, если учесть предыдущие неравенства:

$$K_3 \approx SR_2 . \quad (3.43a)$$

Сквозной коэффициент усиления $K_{\text{ЕЗ}}$ найдется как отношение напряжения u_2 к ЭДС E_1 :

$$K_{\text{ЕЗ}} = \frac{u_2}{E_1} = \frac{i_C R_2}{i_{\text{И}} R_1 + u_{\text{зи}}} = \frac{i_C R_2}{u_{\text{зи}}} \frac{1}{i_{\text{И}} R_1 / u_{\text{зи}} + 1} ,$$

или с учётом (3.42) и (3.43) получим

$$K_{\text{ЕЗ}} = \frac{(1 + SR_i)}{R_1(1 + SR_i) + R_i + R_2} . \quad (3.44)$$

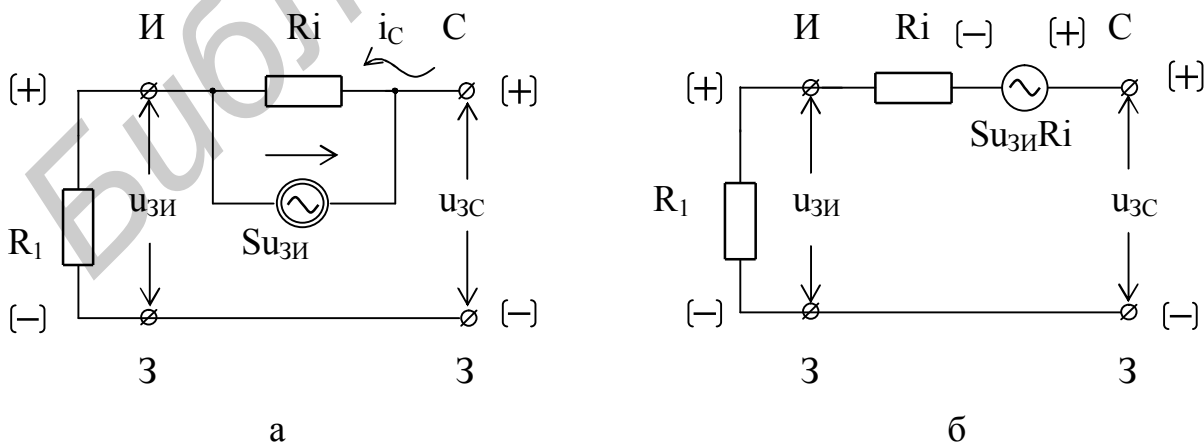


Рис. 3.20

Для определения выходного сопротивления подадим на выходные зажимы напряжение u_{3C} , а источник входного напряжения заменим его внутренним сопротивлением R_1 (рис. 3.20, а).

Заменим участок цепи между клеммами исток и сток эквивалентным генератором ЭДС с внутренним сопротивлением R_i и ЭДС, равной $Su_{3и}R_i$ (см. рис. 3.20, б). Полярность генератора $Su_{3и}$, а затем и эквивалентного генератора ЭДС $Su_{3и}R_i$ зависит от направления тока $i_C = i_{ВЫХ}$, которое в свою очередь определяется полярностью мгновенного значения приложенного напряжения u_{3C} . Для тока, протекающего в цепи (рис. 3.20, б), можно записать следующее выражение:

$$i_C = \frac{u_{3C} - Su_{3и}R_i}{R_1 + R_i} = \frac{u_{3C} - Si_C R_1 R_i}{R_1 + R_i} \quad (3.45)$$

Решая (3.45) относительно i_C , получим

$$i_C = \frac{u_{3C}}{R_1 + R_i + SR_1 R_i} \quad (3.46)$$

Отсюда выходное сопротивление будет равно

$$R_{ВЫХ} = \frac{u_{3C}}{i_C} = R_1 + R_i + SR_1 R_i \quad (3.47)$$

Полученные выше результаты можно объяснить наличием 100 %-ной отрицательной обратной связи по току параллельной по входу, как это было сделано для схемы с общей базой. На присутствие в схеме обратной связи указывает зависимость $R_{ВХ}$ от сопротивления нагрузки и зависимость выходного сопротивления $R_{ВЫХ}$ от величины R_1 . Указанная отрицательная обратная связь значительно расширяет полосу пропускания каскада с общим затвором и уменьшает нелинейные искажения. Увеличение сопротивления источника сигнала R_1 ведёт к увеличению глубины ОС и, следовательно, к уменьшению нелинейных искажений.

Частотная характеристика каскада ограничивается входной динамической ёмкостью, которая определяется ёмкостями $C_{3и}$ и $C_{си}$. Однако её влияние сказывается на значительно более высоких частотах, чем в схеме с общим ис-

током, так как она шунтируется малым входным сопротивлением транзистора, включенного по схеме с общим затвором.

3.2.4. Включение полевого транзистора по схеме с общим стоком

На рис. 3.21 представлен каскад на полевом транзисторе, включённом по схеме с общим стоком, и его эквивалентная схема.

В цепи затвора, который всегда смещён в обратном направлении, постоянный ток отсутствует. Постоянный ток стока задаётся источником E_{0C} и протекает от $+E_{0C}$ через сток, исток, сопротивление R_2 к $-E_{0C}$.

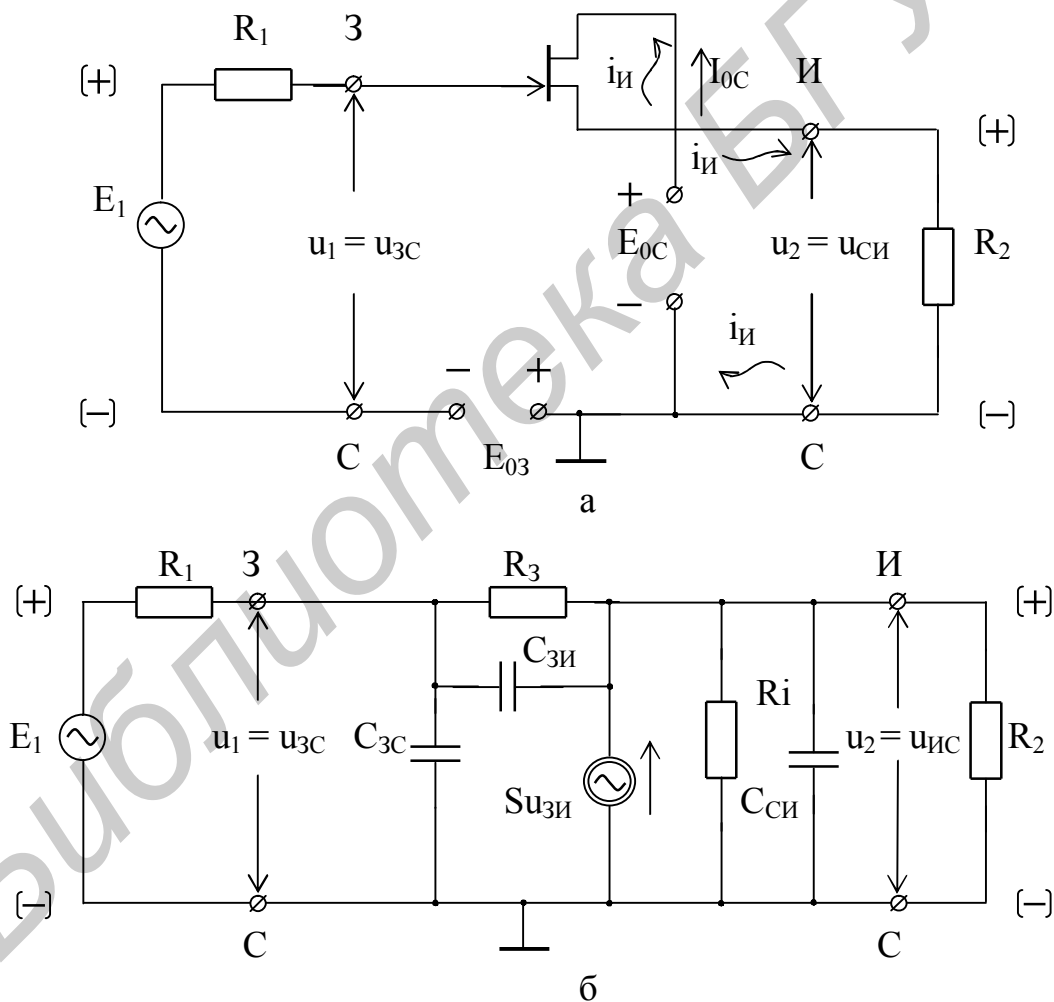


Рис. 3.21

Если на вход каскада приложено переменное напряжение, мгновенное значение которого имеет полярность, указанную на рисунке, то ток стока в этот момент увеличивается. Следовательно, переменная составляющая тока стока в

данный момент протекает в ту же сторону, что и постоянная. Этот переменный ток, протекая по сопротивлению нагрузки, создаёт на нём падение напряжения с мгновенной полярностью, указанной на рис. 3.21, а. Сравнивая полярности входного и выходного сигналов, видим, что схема с общим стоком не изменяет полярность усиливаемого сигнала.

Коэффициент усиления по напряжению K_C для схемы с общим стоком равен

$$K_C = \frac{u_2}{u_1} = \frac{u_{СИ}}{u_{ЗС}} = \frac{u_{СИ}}{u_{ЗИ} + u_{СИ}} < 1. \quad (3.48)$$

Входной ток транзистора для сравнительно низких частот практически отсутствует, что говорит о бесконечно большом коэффициенте усиления по току K_{iC} . Из-за того что значение коэффициента усиления по току оказывается неопределённым, K_{iC} никогда не используется для описания этого каскада. Отсутствие входного тока приводит к тому, что сквозной коэффициент усиления K_{EC} не отличается от коэффициента усиления по напряжению K_C , а входное сопротивление оказывается очень большим, стремящимся к бесконечности.

Входное сопротивление на низких частотах (без учёта межэлектродных емкостей) для этого каскада можно записать в следующем виде:

$$R_{ВХ} = \frac{u_1}{i_1} \approx \frac{u_{ЗС}}{i_3} = \frac{u_{ЗИ} + Su_{ЗИ}R_2}{i_3} = R_3(1 + SR_2), \quad (3.49)$$

где $R_3 = u_{ЗИ}/i_3$ – сопротивление закрытого перехода затвор-исток.

Выходное сопротивление можно определить, подав на выходные зажимы напряжение $u_{СИ}$ и заменив источник сигнала на входе E_1 сопротивлением, равным R_1 . Тогда согласно схеме (см. рис. 3.21, б):

$$R_{ВЫХ} = \frac{u_{СИ}}{i_{И}} = \frac{i_3 R_1 + u_{ЗИ}}{i_3 + Su_{ЗИ}} = \frac{i_3 R_1 + i_3 R_3}{i_3 + Si_3 R_3} = \frac{R_1 + R_3}{1 + SR_3}. \quad (3.50)$$

Выражение (3.42) можно значительно упростить, если учесть, что $R_3 > R_1$ и $SR_3 > 1$. В этом случае выходное сопротивление имеет ту же величину, что и входное для схемы с общим затвором:

$$R_{\text{вых}} \approx \frac{1}{S}. \quad (3.50a)$$

Все эти свойства каскада с общим стоком (большое входное сопротивление, зависящее от сопротивления нагрузки, малое выходное сопротивление, $K_C < 1$ и т.д.) можно объяснить наличием 100 %-ной отрицательной обратной связи по напряжению последовательной по входу, как и в усилителе на биполярном транзисторе, включённом с общим коллектором.

Наличие отрицательной ОС позволяет существенно расширить частотную характеристику каскада и уменьшить нелинейные искажения. Верхняя граница полосы пропускания ограничивается входной динамической ёмкостью C_0 , определяемой по такой же методике, как и для каскада с общим эмиттером. Величина этой ёмкости находится по формуле

$$C_0 = C_{\text{зс}} + C_{\text{зи}}(1 - K) + C_{\text{м}}. \quad (3.51)$$

Ёмкость монтажа $C_{\text{м}}$ соизмерима с ёмкостью транзистора, поэтому учёт её в данном случае необходим.

Схему с общим стоком часто называют истоковым повторителем за то, что сигнал на выходе каскада практически не отличается от входного ни по амплитуде, ни по фазе, ни по форме (нелинейные искажения здесь минимальны).

3.3. Режимы работы активных элементов

3.3.1. Общие положения

Как известно, активные элементы не могут работать без внешнего источника, чью энергию они преобразовывают в энергию полезного сигнала. Поэтому даже в отсутствие сигнала через активные элементы протекают токи, а на их электродах существуют вполне определённые напряжения. Эти токи и напряжения задают рабочую точку активного элемента. Таким образом, рабочая точка описывает состояние активного элемента при отсутствии сигнала. Обычно все постоянные напряжения измеряются относительно земли. Схема каскада на биполярном транзисторе, представленная на рис. 3.22, позволяет считать, что рабочая точка описывается следующими параметрами: $I_{\text{об}}$, $U_{\text{об}}$, $I_{\text{ок}}$, $U_{\text{ок}}$.

Первая пара определяет координаты рабочей точки на входной характеристике, а вторая – на выходной характеристике транзистора (рис. 3.23).

Для коллекторной цепи транзистора можно записать следующее уравнение:

$$E_0 = U_{0К} + I_{0К} R_K, \quad (3.52)$$

являющееся уравнением нагрузочной прямой по постоянному току. Если транзистор полностью открыт и напряжение на нём равно нулю, то всё напряжение E_0 оказывается приложенным к сопротивлению R_K , а напряжение $U_{0К} = 0$. При этом ток $I_{0К}$ будет равен

$$I_{0К} = \frac{E_0}{R_K}. \quad (3.53)$$

Если транзистор полностью заперт ($I_{0К} = 0$), напряжение на нём равно

$$U_{0К} = E_0. \quad (3.54)$$

Нагрузочная прямая 1 (рис. 3.23) по постоянному току (при отсутствии сигнала) проходит через точки с координатами, задаваемыми уравнениями (3.53) и (3.54).

Нагрузочная прямая по переменному току 2 (рис. 3.23) отличается от нагрузочной прямой по постоянному току 1, так как для переменного тока нагрузкой в резисторном каскаде (см. рис. 3.22) является сопротивление R_H , которое находится как параллельное соединение сопротивлений R_K и R_2 . Эта прямая проходит через рабочую точку. На оси токов она отсекает отрезок $I_{0К} + U_{0К}/R_H$, а на оси напряжений – $U_{0К} + I_{0К}R_H$, где R_H – сопротивление нагрузки по переменному току.

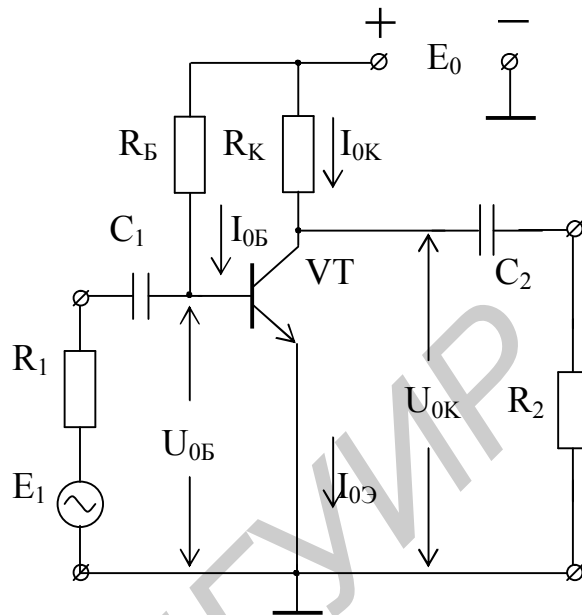


Рис. 3.22

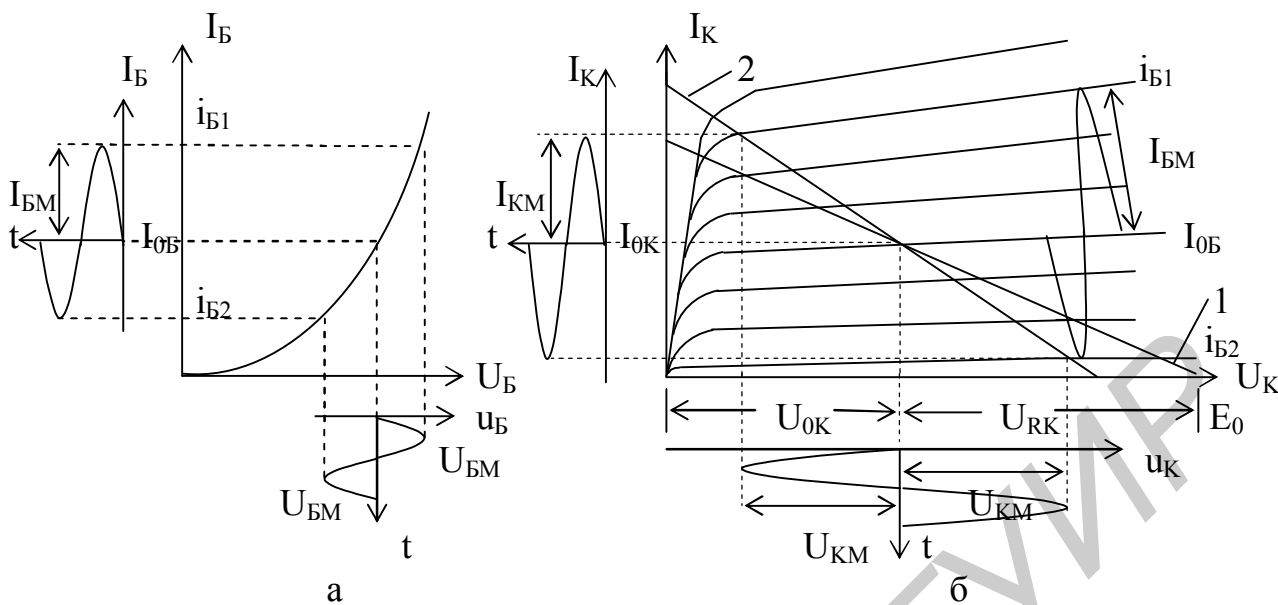


Рис. 3.23

Характеристики, представленные на рис. 3.23, помогают правильно выбрать рабочую точку, продемонстрировать процесс прохождения сигнала со входа на выход усилительного каскада, позволяют определить его энергетические параметры и при некоторых дополнительных построениях дают возможность рассчитать графическим методом нелинейные искажения, возникающие в каскаде. Однако из-за больших разбросов параметров и вольт-амперных характеристик биполярных транзисторов точность таких расчётов невелика. Поэтому в последнее время графические построения чаще применяются для качественного показа происходящих процессов и почти не используются для их количественного анализа.

3.3.2. Режим А

Режимом А называют такой режим работы усилительного элемента, при котором ток в выходной цепи протекает в течение всего периода сигнала. При этом рабочая точка выбирается на участке, который можно рассматривать как линейный для заданной амплитуды входного сигнала (рис. 3.23). Форма сигнала на выходе каскада, работающего в режиме А, сравнительно слабо отличается от формы сигнала на его входе. Как видно из рис. 3.23, амплитуда базового тока $I_{БМ}$ не может быть больше постоянного тока $I_{0Б}$. В свою очередь амплитуда коллекторного тока $I_{КМ}$ не превышает величину $I_{0К}$. Средний ток, потребляемый

коллекторной цепью из источника питания I_{CP} , практически не зависит от амплитуды усиливаемого сигнала (благодаря малым нелинейным искажениям и достаточно полной симметрии выходного тока относительно I_{OK}).

Мощность, потребляемая коллекторной цепью от источника питания P_0 , определяется постоянным током I_{OK} и ЭДС E_0 . Часть этой мощности P_K рассеивается на коллекторе транзистора, а оставшаяся часть P_2 выделяется в нагрузку в виде полезного сигнала. Таким образом:

$$P_0 = P_K + P_2. \quad (3.55)$$

При отсутствии сигнала на входе мощность, отдаваемая в нагрузку, также равна нулю $P_H = 0$, и вся потребляемая от источника питания мощность выделяется на коллекторе, что необходимо учитывать при расчёте каскадов, работающих в режиме А. Транзистор для такого каскада должен выбираться с мощностью рассеивания на коллекторе не ниже мощности P_0 . Иначе транзистор будет перегреваться в паузах между сигналами.

Зависимость указанных мощностей от уровня входного сигнала представлена на рис. 3.24. Мощность, потребляемая из источника питания

$$P_0 = E_0 I_{OK}, \quad (3.56)$$

не зависит от уровня входного сигнала и представлена на рис. 3.24 в виде горизонтальной прямой линии. Мощность, отдаваемая в нагрузку:

$$P_2 = \frac{U_{MK} I_{MK}}{2} = \frac{U_{MK}^2}{2R_H}, \quad (3.57)$$

квадратично зависит от амплитуды выходного и входного напряжения. Мощность, рассеиваемая на коллекторе P_K , определяется как разность между P_0 и P_2 . Эта мощность изменяется с изменением входного напряжения по закону, обратному закону изменения P_2 .

В случае использования режима А в мощном усилительном каскаде большое значение приобретает коэффициент полезного действия (КПД), равный

$$\eta = \frac{P_2}{P_0} = \frac{I_{KM} U_{KM}}{2I_{OK} E_0} = 0,5\xi\psi, \quad (3.58)$$

где $\xi = I_{KM}/I_{OK}$ и $\psi = U_{KM}/E_0$ – коэффициенты использования транзистора по току и по напряжению соответственно. Из рис. 3.23 видно, что для каскада с активным сопротивлением в цепи коллектора коэффициент использования транзистора по току в режиме А не может быть больше единицы, а коэффициент использования транзистора по напряжению не превышает 0,5. С учётом вышележащего теоретического КПД для рассматриваемого каскада в режиме А не превышает 25 %. Реальный КПД такого каскада лежит в пределах 8 – 12 %. Теоретический и реальный КПД могут быть увеличены в два раза, если для связи с нагрузкой использовать трансформатор. В этом случае исчезают потери на активном сопротивлении R_K , и коэффициент использования по напряжению ψ увеличивается до единицы, а теоретическое значение КПД возрастает до 50 %. На рис. 2.24 представлены зависимости P_0, P_K, P_H, η от входного напряжения $U_{ВХ}$.

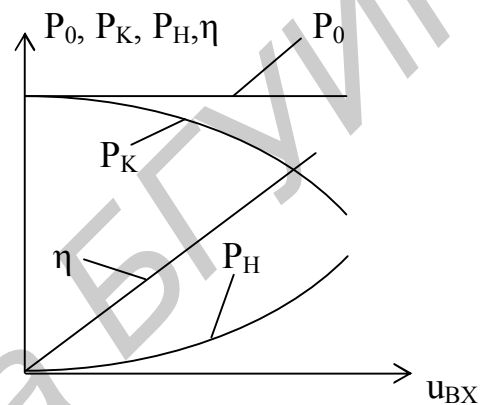


Рис.3.24

Благодаря своим свойствам режим А широко используется в каскадах предварительного усиления, обрабатывающих сигналы с малыми амплитудами, и гораздо реже применяется в усилителях мощности.

Все построения и выводы, рассмотренные выше на примере биполярного транзистора, в равной мере могут быть распространены на любой тип активного элемента.

3.3.3. Режим В

В режиме В рабочая точка выбирается на пересечении спрямленной вольт-амперной характеристики с осью напряжения (рис. 3.25). При таком выборе рабочей точки базовый ток имеет форму импульсов. Коллекторный ток практически повторяет по форме базовый, так как связан с ним через коэффициент h_{21} . Такой режим принято называть режимом с отсечкой тока. Работу усилительного элемента с отсечкой тока удобно характеризовать величиной угла отсечки θ , равного длительности косинусоидального импульса в угловом исчислении. Для режима В угол отсечки θ равен девяноста градусам.

При аппроксимации входной вольт-амперной характеристики ломаной линией постоянный ток в цепи выходного электрода активного элемента должен отсутствовать, а длительность импульса переменного тока равна половине периода.

Однако реальная характеристика изменяется плавно, в результате чего ток покоя не равен нулю, а длительность импульса выходного тока несколько больше половины периода, и реальный режим В заметно отличается от идеального. Поэтому такой режим иногда называют режимом АВ.

Выходной косинусоидальный импульс тока с углом отсечки 90° (идеальный режим В) разлагается в ряд Фурье следующего вида:

$$i = i_K = 0,318I_{MAX} + 0,5I_{MAX} \cos \omega t + 0,212I_{MAX} \cos 2\omega t - \\ - 0,0424I_{MAX} \cos 4\omega t + 0,0182I_{MAX} \cos 6\omega t - \dots \quad (3.59)$$

Из (3.59) следует, что выходной ток для идеального режима В состоит из постоянной составляющей, первой гармоники и чётных гармоник, нечётные гармоники выше первой в выходном токе отсутствуют.

Постоянная составляющая выходного тока для активного элемента, работающего в режиме В, имеет вид

$$I_0 = 0,318I_{MAX}. \quad (3.60)$$

Амплитуда первой гармоники тока коллектора определяется коэффициентом, стоящим перед вторым членом ряда (3.59):

$$I_{KM} = 0,5I_{MAX}. \quad (3.61)$$

Энергетические соотношения для режима В:

$$P_0 = I_0 E_0 = 0,318I_{MAX} E_0 = 0,318E_0 \frac{I_{KM}}{0,5} = 0,636I_{KM} E_0, \quad (3.62)$$

$$P_2 = \frac{I_{KM} U_{KM}}{2} = \frac{U_{KM}^2}{2R_2} = \frac{0,5I_{MAX} U_{KM}}{2} = 0,25I_{MAX} U_{KM}, \quad (3.63)$$

где U_{KM} – амплитуда напряжения на нагрузке, R_2 – сопротивление нагрузки.

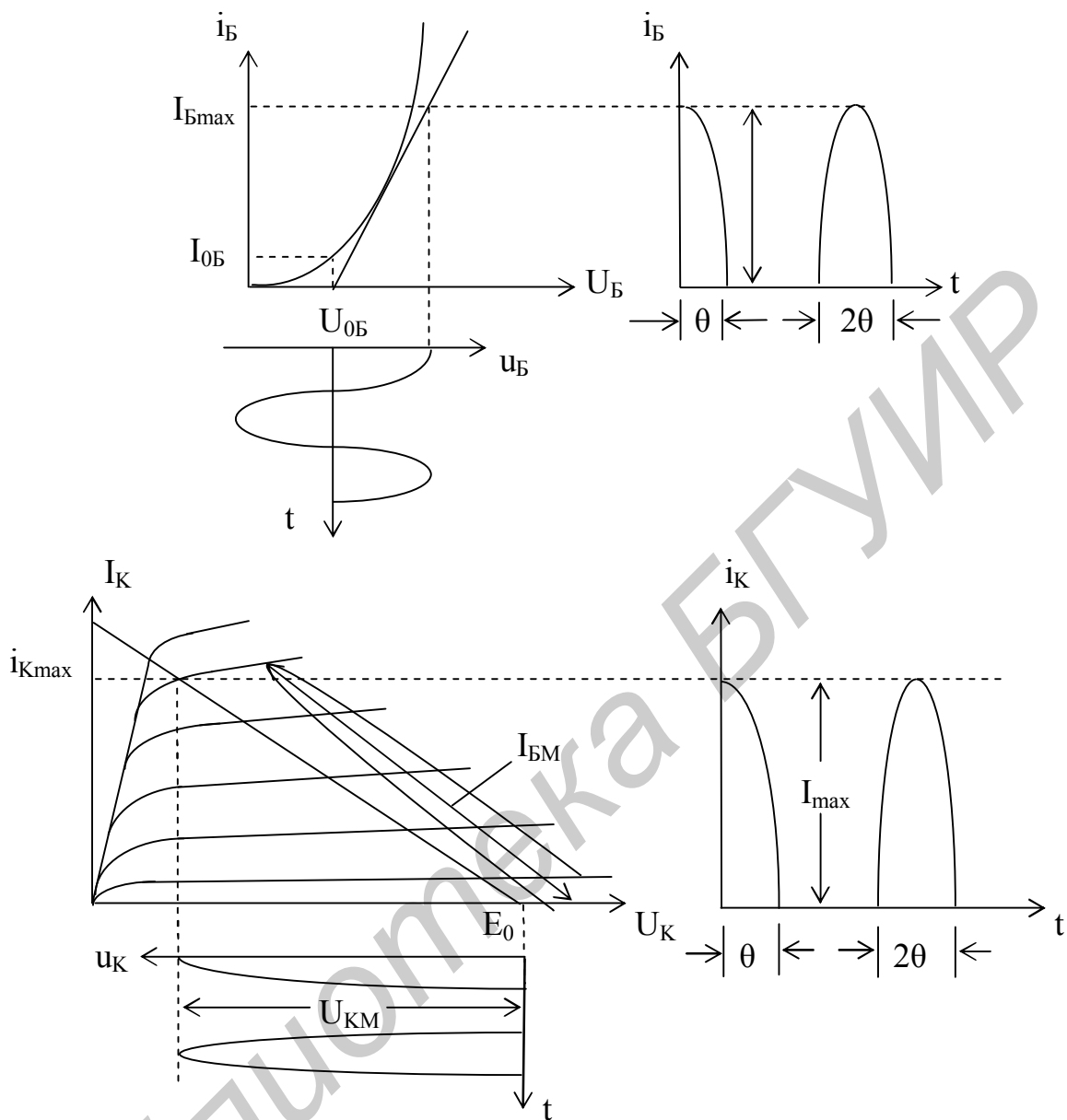


Рис. 3.25

Для коэффициента полезного действия η получаем следующее выражение:

$$\eta = \frac{P_2}{P_0} = \frac{0,25 I_{MAX} U_{KM}}{0,318 I_{MAX} E_0} = 0,786 \psi. \quad (3.64)$$

Как видно из (3.50), теоретический КПД для режима В стремится к величине 0,786, что заметно выше, чем для режима А. Особенно сильно это преимущество проявляется при усилении сигналов, подобных радиовещательному, непременно содержащему длительные паузы, в течение которых каскад

усиления мощности, работающий в режиме В, почти не потребляет ток от источника питания.

Величина выходного тока $I_{\text{МАХ}}$ линейно зависит от уровня входного сигнала, следовательно, согласно (3.60) и (3.62), такую же зависимость имеет величина среднего тока за период I_0 и потребляемая каскадом мощность P_0 . Мощность в нагрузке P_2 зависит квадратично от входного сигнала (3.63). Мощность, рассеиваемая на выходном электроде активного элемента P_K , определяется как разность между мощностями P_0 и P_2 :

$$P_K = P_0 - P_2 = 0,636 I_{\text{КМ}} E_0 - 0,5 \frac{U_{\text{КМ}}^2}{R_2} = 0,636 \frac{U_{\text{КМ}}}{R_2} E_0 - 0,5 \frac{U_{\text{КМ}}^2}{R_2}. \quad (3.65)$$

Из полученного выражения следует, что зависимость рассеиваемой мощности от входного сигнала и от коэффициента использования активного элемента по напряжению ψ носит экстремальный характер. Выразим P_K в (3.65) через ψ и исследуем полученное выражение на экстремум:

$$P_K = \frac{E_0^2}{R_2} (0,636\psi - 0,5\psi^2). \quad (3.65a)$$

Найдем производную по ψ от (3.65a), приравняем ее к нулю и найдем из полученного уравнения критическое значение $\psi_{\text{КР}}$, при котором рассеиваемая мощность будет максимальной:

$$0,636 - \psi_{\text{КР}} = 0, \quad \psi_{\text{КР}} = 0,636. \quad (3.66)$$

Зависимости мощностей P_0 , P_2 и P_K от коэффициента использования активного элемента по напряжению представлены на рис. 3.26.

На рис. 3.26 приведена также зависимость коэффициента полезного действия η от ψ . Согласно (3.64) КПД в режиме В линейно зависит от коэффициента использования по напряжению и в критическом режиме ($\psi = \psi_{\text{КР}} = 0,636$) равняется 0,5.

Режим В используется в двухтактных каскадах усиления мощности, состоящих из двух усилительных элементов, работающих со сдвигом во времени на половину периода. Сигналы каждого плеча складываются в общей нагрузке, чётные гармоники при этом уничтожаются [1], и нелинейные искажения оказываются сравнительно небольшими. В одноктактных каскадах режим В используется только для усиления импульсных сигналов неизменной полярности или в каскадах, работающих на селективную нагрузку (колебательный контур, узкополосный полосовой фильтр).

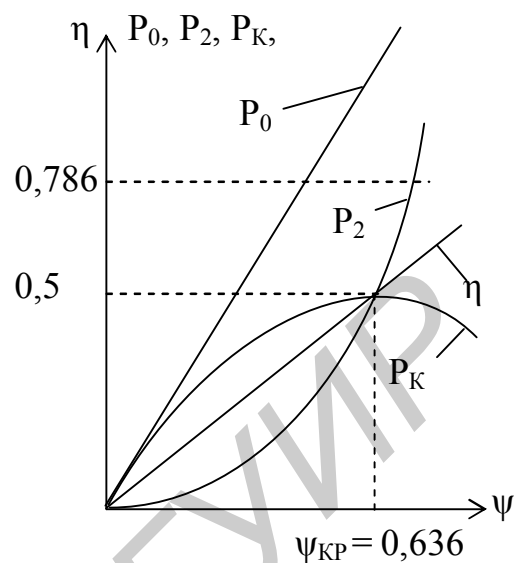


Рис. 3.26

3.3.4. Режим С

При работе в режиме С рабочая точка и амплитуда усиливаемого сигнала выбираются таким образом, чтобы иметь угол отсечки меньше 90° и по возможности полнее использовать активный элемент. В этом случае заметно увеличивается КПД каскада, уменьшается ток потребления от источника питания. Однако уровень всех высших гармоник (четных и нечетных) возрастает настолько, что режим С оказывается непригодным для усиления широкополосных гармонических сигналов.

Режим С используется в усилителях мощности, работающих на резонансную нагрузку, от которых требуется большой КПД (выходные каскады радиопередающих устройств), а также в умножителях частоты.

3.3.5. Режим D

Режимом D называют такой режим использования усилительного элемента, при котором он работает в качестве электронного ключа. При этом активный элемент может поочередно находиться только в двух состояниях: то полностью открытым, то полностью закрытым. В момент, когда активный элемент открыт, падение напряжения на нем близко к нулю. Когда же он заперт – ток в его выходной цепи отсутствует. В обоих состояниях мощность, рассеи-

ваемая активным элементом, близка к нулю, следовательно, практически вся энергия, потребляемая от источника питания, превращается в энергию полезного сигнала. В результате КПД каскада, работающего в режиме D, стремится к 100 %.

Однако такой режим в чистом виде применяется только в устройствах, в которых допустимо иметь на выходе усиленный импульсный сигнал прямоугольной формы с постоянной амплитудой (примерно равной напряжению источника питания) независимо от амплитуды сигнала на входе. Широкое применение такой режим находит в устройствах вычислительной техники и системах управления.

Для усиления гармонических сигналов произвольной формы и амплитуды предварительно необходимо преобразовать эти сигналы в прямоугольные импульсы с постоянной амплитудой, ширина которых пропорциональна мгновенному значению сигнала. Частота следования импульсов выбирается существенно более высокой, чем наивысшая частота усиливаемого сигнала. Полученные после преобразования сигналы с широтно-импульсной модуляцией усиливаются усилителем класса D с высоким КПД, после чего снова преобразуются в сигнал первоначальной формы. Однако схема такого усилителя оказывается довольно сложной, и в ней затрудняется борьба с нелинейными искажениями, что и ограничивает область применения усилителей класса D.

3.4. Цепи питания активных элементов

3.4.1. Общие положения

Активные элементы могут нормально функционировать только при наличии источника питания, энергия которого с их помощью превращается в энергию полезного сигнала. Цепи питания, связывающие источник энергии с активным элементом, должны удовлетворять следующим требованиям:

- а) обеспечить условия для задания необходимой рабочей точки;
- б) стабилизировать положение рабочей точки в процессе работы.

Необходимость стабилизации рабочей точки диктуется тем, что в процессе эксплуатации на активный элемент действует большое количество дестабилизирующих факторов (изменение состояния окружающей среды, нестабильность источников питания, изменение нагрузки, старение элементов

схемы, замена в случае ремонта элементов, потерявших работоспособность, и т.д.). Нестабильность рабочей точки каскада ведет к изменению условий работы всего усилителя, изменению его параметров, появлению искажений, особенно нелинейных. При разработке цепей питания немаловажное значение имеет их простота и экономичность.

Для активных полупроводниковых элементов основным дестабилизирующим фактором является изменение температуры. В основном все усилия по стабилизации рабочей точки направляются на борьбу с этим неприятным явлением.

Для биполярных транзисторов изменение температуры приводит к изменению коэффициента усиления по току h_{21} , изменению обратного тока коллектора $I_{КО}$ и сдвигу входной вольт-амперной характеристики.

При повышении температуры на один градус свыше 25° параметр h_{21} увеличивается на $0,4 - 0,5 \%$, а при снижении температуры ниже 25° уменьшается на $0,2 - 0,3 \%$ на каждый градус. Кроме того, замена транзистора может привести к изменению h_{21} в $2 - 3$ раза из-за разброса этой величины, существующего даже для транзисторов одной серии.

Обратный ток коллектора зависит от температуры следующим образом:

$$I_{КО} = I_{КОТ} (2 - 3)^{0,1(t^0 - 25^0)} \quad (3.67)$$

где $I_{КОТ}$ – справочное значение обратного тока коллектора, измеренное при температуре 25^0 ;

t^0 – температура окружающей среды.

Множитель 2 относится к кремниевым транзисторам, а 3 – к германиевым.

Под воздействием изменения температуры входная вольт-амперная характеристика сдвигается практически параллельно самой себе. С ростом температуры характеристика сдвигается влево со скоростью $2,2 \cdot 10^{-3}$ В на каждый градус изменения температуры (рис. 3.27). Из этого рисунка видно, что сдвиг характеристики при заданном

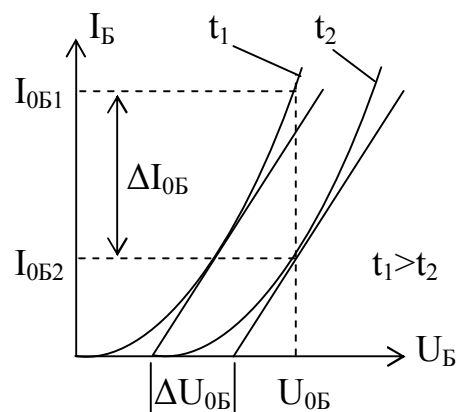


Рис. 3.27

значении напряжения на базе $U_{0Б}$ приводит к изменению тока базы, а затем и тока коллектора, связанного с током базы через параметр h_{21} . Сдвиг характеристики $\Delta U_{0Б}$, показанный на рисунке, оценивается следующим выражением [1]:

$$\Delta U_{0Б} = 2,2 \cdot 10^{-3} (t_{MAX}^0 - t_{MIN}^0) + 0,06, \quad (3.68)$$

где $(t_{MAX}^0 - t_{MIN}^0)$ – перепад температур,

0,06 – величина, учитывающая технологический разброс параметров [1].

Для оценки температурной нестабильности довольно часто используют коэффициент нестабильности S , равный отношению приращения тока коллектора к приращению обратного тока коллектора:

$$S = \frac{\Delta I_{0К}}{\Delta I_{КО}}. \quad (3.69)$$

Такой подход не отражает влияния двух других факторов (h_{21} , $\Delta U_{0Б}$) на нестабильность рабочей точки и не позволяет рассчитать элементы схемы для получения заданной нестабильности. В [1] приводится более наглядная методика, позволяющая рассчитать приращение тока коллектора при заданном приращении температуры для различных схем питания. В данном случае реальный транзистор заменяется идеальным (не подверженным влиянию температуры) с генераторами тока и напряжения, включенными в его входную цепь (рис. 3.28) и отражающими температурную нестабильность реального транзистора.

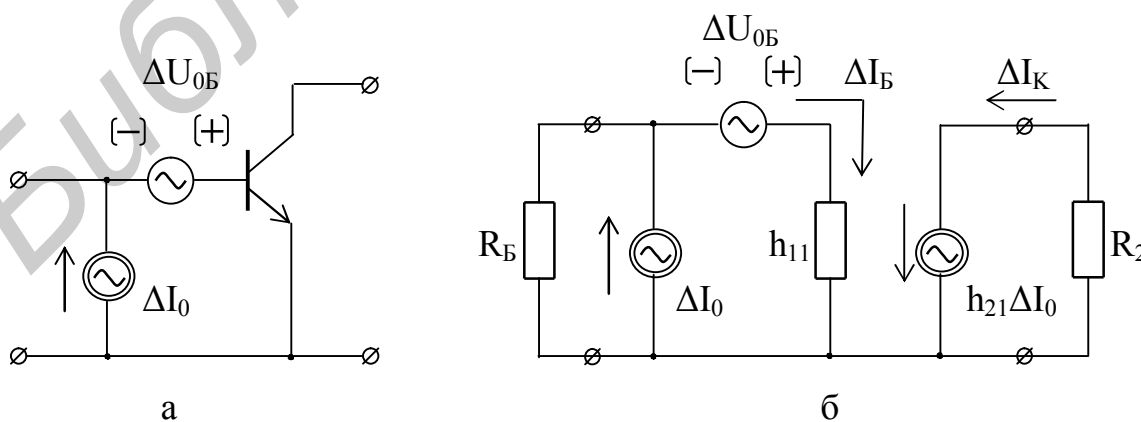


Рис. 3.28

Генератор напряжения $\Delta U_{0Б}$ включен последовательно с входными зажимами транзистора и отражает температурную нестабильность, зависящую от сдвига входной вольт-амперной характеристики. Величина напряжения этого генератора определяется выражением (3.68). Генератор тока ΔI_0 отражает температурную зависимость параметров h_{21} и $I_{К0}$ и определяется следующим выражением:

$$\Delta I_0 = \frac{\Delta h_{21} I_{0К}}{h_{21}^2} + \left(1 + \frac{1}{h_{21}}\right) \Delta I_{К0}, \quad (3.70)$$

где Δh_{21} – приращение параметра h_{21} для заданного температурного диапазона, $I_{0К}$ – ток коллектора в рабочей точке,

$\Delta I_{К0}$ – приращение обратного тока коллектора для заданного диапазона температур, определяется с помощью (3.68).

Сопротивление R_B на рис. 3.28, б является эквивалентом цепи питания, подключенной к базе транзистора, а R_2 – сопротивление в цепи коллектора. Параметры h_{11} и h_{21} определяются в заданной рабочей точке и при заданной рабочей температуре. Согласно принципу суперпозиции ток ΔI_B , протекающий по входному сопротивлению транзистора h_{11} , состоит из двух составляющих: ΔI_{B1} задаётся генератором ΔU_B и ΔI_{B2} задаётся генератором ΔI_0 , т.е. $\Delta I_B = \Delta I_{B1} + \Delta I_{B2}$, где

$$\Delta I_{B1} = \frac{\Delta U_{0Б}}{R_B + h_{11}}, \quad \Delta I_{B2} = \frac{\Delta I_0 R_B}{R_B + h_{11}}, \quad \Delta I_B = \frac{\Delta U_{0Б} + \Delta I_0 R_B}{R_B + h_{11}}. \quad (3.71)$$

Приращение коллекторного тока ΔI_K найдем, умножив последнее выражение в (3.71) на h_{21} :

$$\begin{aligned} \Delta I_K &= \frac{h_{21}(\Delta U_{0Б} + \Delta I_0 R_B)}{R_B + h_{11}} = \\ &= \frac{h_{21} \Delta U_{0Б} + [\Delta h_{21} I_{0К} / h_{21} + (1 + h_{21}) \Delta I_{К0}] R_B}{R_B + h_{11}}. \end{aligned} \quad (3.72)$$

Полученное выражение связывает приращение коллекторного тока для температурного диапазона, в котором предварительно были определены при-

ращения параметров $\Delta I_{К0}$, Δh_{21} и $\Delta U_{0Б}$. Схема (см. рис. 3.28, б) называется эквивалентной схемой транзистора по дрейфу.

3.4.2. Подача смещения фиксированным током базы

Схема задания рабочей точки биполярного транзистора, получившая название подача смещения фиксированным током базы, представлена на рис. 3.29, а.

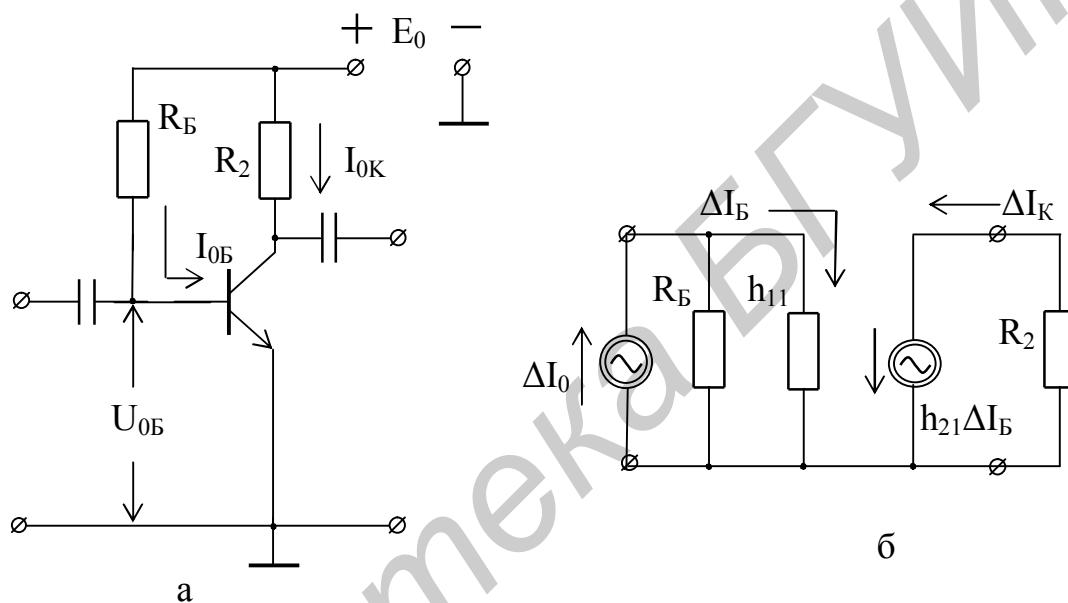


Рис. 3.29

Постоянный ток базы для этой схемы равен

$$I_{0Б} = \frac{E_0}{R_B + h_{11}} = \frac{E_0 - U_{0Б}}{R_B} \approx \frac{E_0}{R_B} = \text{const.} \quad (3.73)$$

Для любой реальной схемы выполняется неравенство $R_B \gg h_{11}$, поэтому величиной h_{11} можно пренебречь. В этом случае ток базы определяется только напряжением E_0 и сопротивлением R_B и может считаться постоянным, независимым от температуры. Нестабильность коллекторного тока определим из выражения (3.72). При большом сопротивлении R_B часть тока базы ΔI_B , зависящая от генератора неустойчивости напряжения приведения, оказывается пренебрежимо малой величиной. Действительно, если сопротивление R_B устремить в бесконечность, то источник $\Delta U_{0Б}$ перестает действовать, и приращение коллек-

торного тока будет определяться только генератором тока ΔI_0 , зависящим от температурной нестабильности параметров h_{21} и I_{K0} (3.70), следовательно, величиной $\Delta U_{0Б}$ в выражении (3.72) можно пренебречь. Таким образом, в схеме транзистора по дрейфу остается только один источник нестабильности ΔI_0 (рис. 3.29, б). Теперь найдем температурную нестабильность коллекторного тока:

$$\Delta I_K = \frac{h_{21} \Delta I_0 R_B}{R_B + h_{11}} \approx h_{21} \Delta I_0. \quad (3.74)$$

Даже при сравнительно незначительных изменениях температуры приращения коллекторного тока в данной схеме оказываются весьма значительными, поэтому схема подачи смещения фиксированным током базы практически не используется в промышленных усилителях, особенно, если они предназначены для работы в условиях изменяющейся температуры.

3.4.3. Подача смещения фиксированным напряжением базы

Если базу транзистора запитать от источника постоянного напряжения E_0 с малым внутренним сопротивлением, то напряжение на переходе эмиттер-база $U_{0Б}$ будет примерно равно E_0 и не будет зависеть от состояния транзистора. Такой способ питания называется подачей смещения фиксированным напряжением базы (рис.3.30, а).

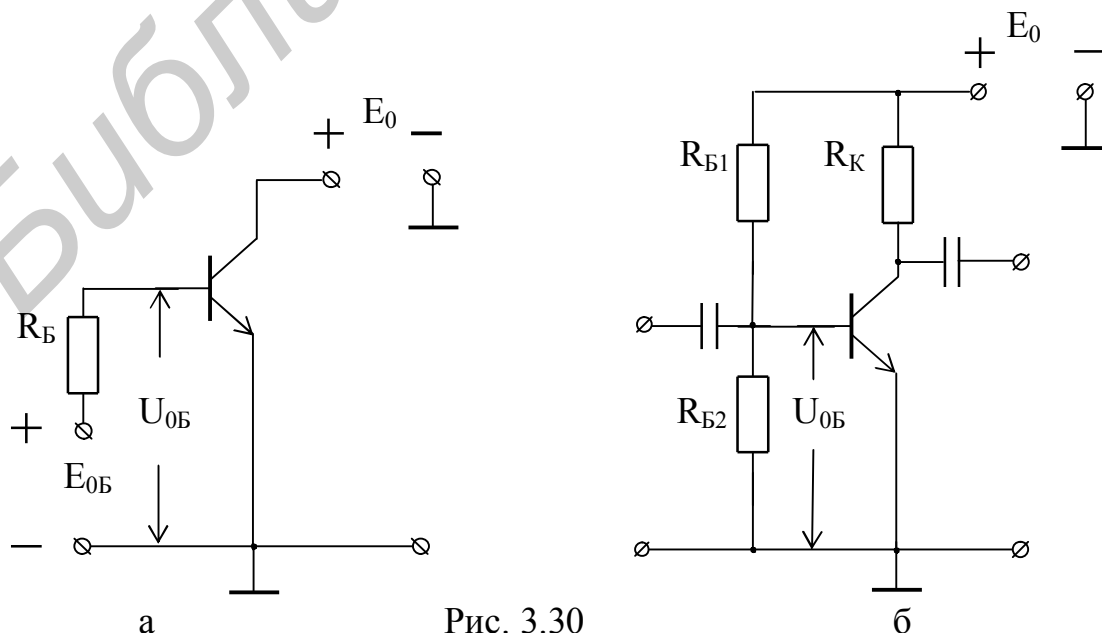


Рис. 3.30

Сопротивление R_B является эквивалентом базовой цепи. Чтобы напряжение на базе оставалось постоянным и не зависело от температуры, необходимо, чтобы R_B было много меньше, чем величина h_{11} .

В реальной схеме это соотношение достигается путем включения в базовую цепь низкоомного делителя R_{B1}, R_{B2} (рис. 3.30, б). В этом случае величина R_B равна параллельному соединению сопротивлений R_{B1} и R_{B2} . Если величина сопротивления R_B стремится к нулю, то генератор ΔI_0 (рис. 3.28, б) перестает влиять на стабильность рабочей точки, так как ток этого генератора замыкается через R_B и не протекает по переходу эмиттер-база, и, следовательно, не участвует в создании тока ΔI_B . Эквивалентная схема транзистора по дрейфу принимает вид, изображенный на рис. 3.31.

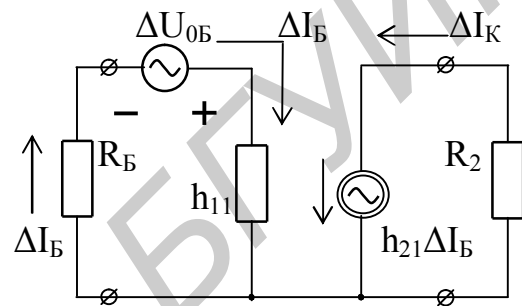


Рис. 3.31

Температурное приращение коллекторного тока в этой схеме с учетом (3.72) равно

$$\Delta I_K = \frac{\Delta U_{0B} h_{21}}{R_B + h_{11}}. \quad (3.75)$$

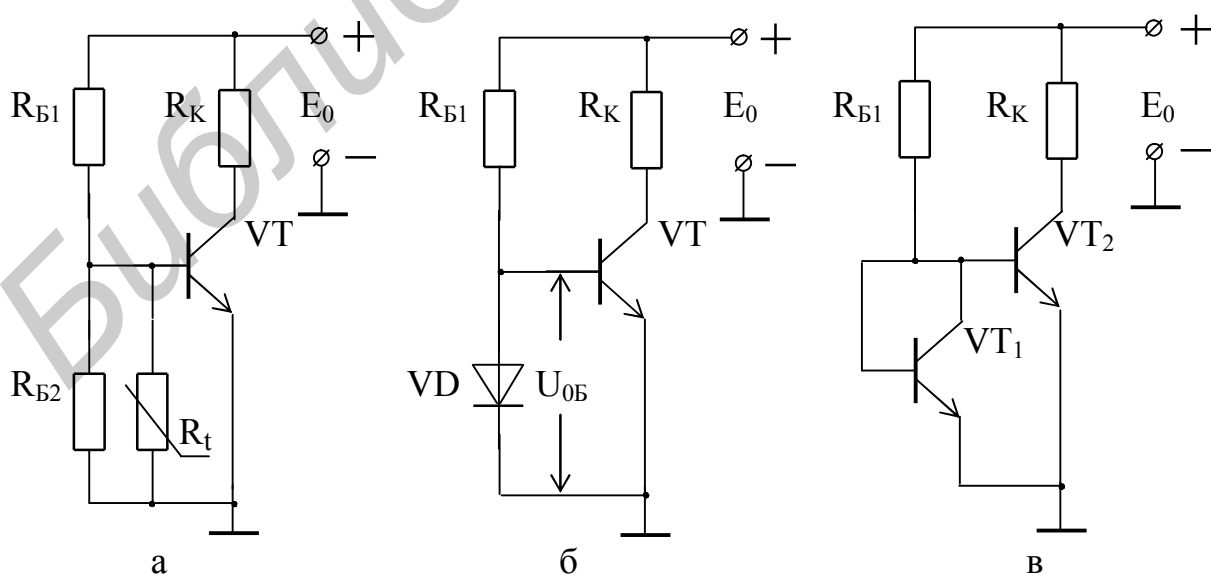


Рис. 3.32

Включение низкоомного делителя во входную цепь транзистора очень сильно снижает входное сопротивление каскада. Схема подачи смещения фиксированным напряжением базы из-за высокой нестабильности и малого входного сопротивления практически не применяется промышленностью. Использование этой схемы в широком диапазоне температур возможно только при включении термокомпенсирующих элементов в цепь базового делителя. В этом случае параллельно сопротивлению $R_{Б2}$ подключается терморезистор R_t с отрицательным температурным коэффициентом (рис. 3.32, а). Температурная зависимость терморезистора выражена сильнее, чем у транзистора, поэтому его всегда приходится шунтировать обычным резистором, иначе в схеме происходит перекомпенсация. С ростом температуры величина R_t уменьшается и уменьшается напряжение на нижнем плече делителя, т.е. на переходе эмиттер-база. В свою очередь уменьшающееся с ростом температуры напряжение на переходе эмиттер-база не позволяет расти коллекторному току. Схема на рис. 3.32, а имеет достаточно высокую температурную стабильность, но рассчитывается довольно сложно и обычно требует индивидуальной настройки. Для улучшения термостабильности можно включить в нижнее плечо базового делителя вместо резистора $R_{Б2}$ полупроводниковый диод, температурная зависимость которого практически не отличается от аналогичной зависимости для транзистора VT (рис. 3.32, б). С ростом температуры проводимость диода увеличивается, напряжение на нем, а следовательно, и на переходе эмиттер-база $U_{об}$ уменьшается, и приращение тока коллектора транзистора, вызванное увеличением температуры, уменьшается. Дальнейшее развитие этого способа термокомпенсации рабочей точки представлено на схеме (см. рис. 3.32, в). В этой схеме вместо диода используется транзистор VT_1 того же типа, что и транзистор VT_2 . Коллектор VT_1 закорочен на базу, таким образом, между базой и эмиттером VT_2 оказывается включенным эмиттерный переход транзистора VT_1 , имеющий такую же температурную зависимость, как и транзистор VT_2 .

Широкое распространение подобная схема получила при создании генераторов стабильного тока (ГСТ), особенно в интегральной схемотехнике (рис. 3.33). Здесь транзистор VT_1 используется в качестве диода, т.е. с закороченным коллекторным переходом.

Если транзисторы VT_1 и VT_2 идентичны $I_{Б1} = I_{Б2} = I_B$, $h_{21,1} = h_{21,2} = h_{21}$, $U_{об1} = U_{об2} = U_{об}$, то

$$I_0 = h_{21}I_B, \quad I_1 = h_{21}I_B + 2I_B = I_0 + 2I_B \approx I_0. \quad (3.76)$$

Таким образом, коллекторный ток I_0 транзистора VT2 в схеме на рис. 3.33, а практически равен току I_1 , протекающему по резистору R_1 . В свою очередь ток через R_1 определяется выражением

$$I_1 = \frac{E_0 - U_{0Б}}{R_1} \approx \frac{E_0}{R_1} = \text{const}. \quad (3.77)$$

Если сопротивление R_1 является термнезависимым, то ток в цепи коллектора транзистора VT2 будет стабильным и не будет зависеть от температуры. Кроме того, выходное сопротивление транзистора VT2 со стороны коллектора имеет большую величину (100 – 300) кОм, следовательно, включение в цепь его коллектора нагрузки (на схеме двухполюсник с буквой Н) не будет оказывать влияния на ток I_0 . Таким образом, схема (рис. 3.33, а) является генератором термостабильного тока для нагрузок, изменяющихся от нуля до нескольких десятков килоом.

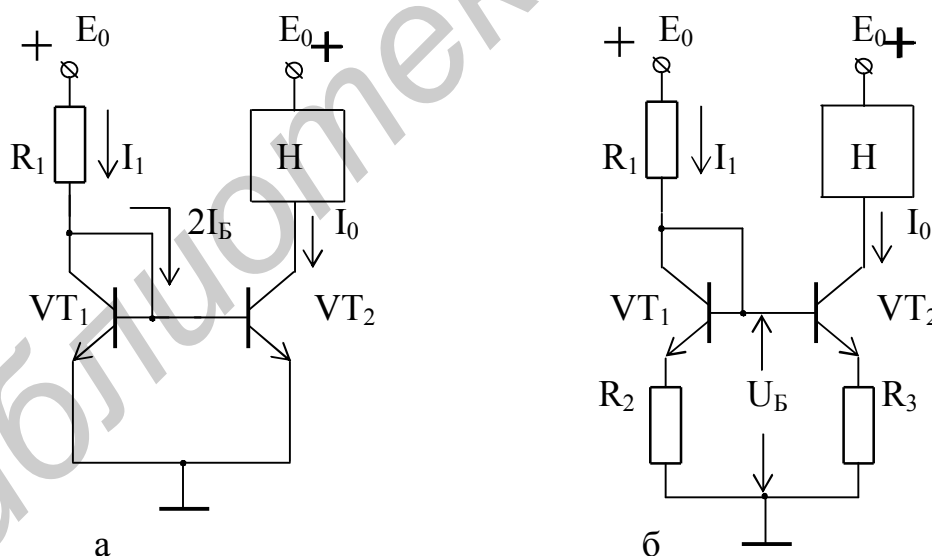


Рис. 3.33

Резисторы R_2 и R_3 , включенные в схеме на рис. 3.32, б, позволяют уменьшить влияние различия в параметрах транзисторов. Кроме того, меняя отношение R_2/R_3 , можно менять величину тока I_0 . Действительно, для точки соединения баз можно записать

$$U_B = U_{0B} + (I_1 - I_B)R_2 = U_{0B} + (I_0 + I_B)R_3. \quad (3.78)$$

Отсюда, пренебрегая величиной тока базы, получим

$$I_1 R_2 = I_0 R_3, \quad I_0 = I_1 \frac{R_2}{R_3}. \quad (3.79)$$

Схемы на рис. 3.32, а и б называют также токовым зеркалом, так как ток I_0 , протекающий в нагрузке, включаемой в цепь коллектора транзистора VT_2 , полностью определяется величиной тока I_1 .

3.4.4. Эмиттерная стабилизация

Схема каскада с эмиттерной стабилизацией (рис. 3.34) получила наибольшее распространение в усилительной технике. Высокая стабильность рабочей точки в данном случае достигается благодаря наличию в схеме последовательной отрицательной обратной связи по постоянному току. Эта ОС создается за счет сопротивления $R_Э$. Ток эмиттера протекает по $R_Э$ и создает на нем падение напряжения $U_{RЭ}$, которое через резисторы $R_{Б1}$ и $R_{Б2}$ подается на базу транзистора. Внутреннее сопротивление источника питания E_0 значительно меньше, чем сопротивление $R_{Б1}$, и им можно пренебречь. В результате сопротивления $R_{Б1}$ и $R_{Б2}$ оказываются включенными параллельно между базой транзистора и землей. При увеличении температуры эмиттерный ток транзистора возрастает и на сопротивлении $R_Э$ появляется приращение напряжения $\Delta U_Э$. Это приращение напряжения приложено плюсом непосредственно к эмиттеру, а минусом – через $R_Б = R_{Б1} \parallel R_{Б2}$ к базе транзистора и таким образом подзапирает его. Под влиянием запирающего напряжения приращение тока эмиттера уменьшается, и ток через транзистор стремится вернуться к своему прежнему значению.

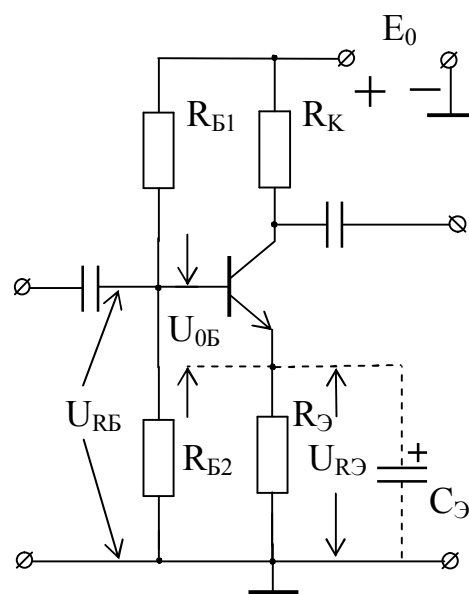


Рис. 3.34

Аналогичная автоматическая регулировка происходит и при уменьшении температуры. Приращение напряжения $\Delta U_{RЭ}$ появляется за счет выходного тока и пропорционально его изменению. Во входную цепь $\Delta U_{RЭ}$ вводится последовательно с переходом база-эмиттер и сопротивлением R_B (может рассматриваться как сопротивление источника сигнала). На рис. 3.35, а представлена функциональная схема этой обратной связи. На этой схеме сопротивление $R_Э$ представлено в виде четырехполюсника обратной связи, а R_B – в виде внутреннего сопротивления источника сигнала E . Представленная на рис. 3.35, а схема позволяет определить название такой обратной связи – последовательная, по току.

Механизм действия ООС легко понять с помощью следующих простейших рассуждений. Рассмотрим контур, состоящий из перехода эмиттер-база и сопротивлений $R_Э$ и R_{B2} (см. рис. 3.34).

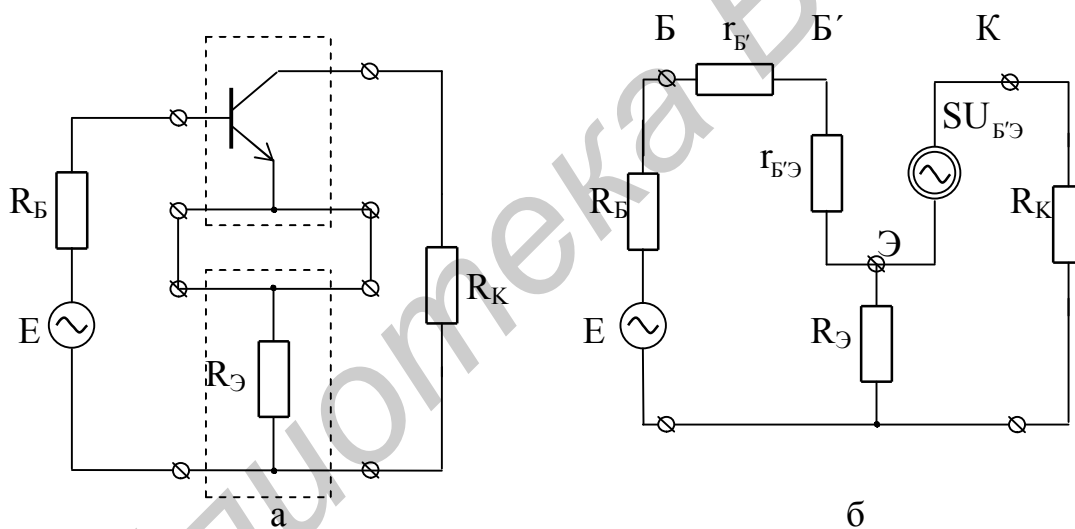


Рис. 3.35

Уравнение, записанное согласно второму закону Кирхгофа, для этого контура имеет вид

$$U_{0Б} + I_{0Э}R_Э - U_{RБ} = 0 \quad \text{или} \quad U_{0Б} = U_{RБ} - I_{0Э}R_Э . \quad (3.80)$$

Из (3.80) следует, что при увеличении тока эмиттера $I_{0Э}$ под влиянием изменения температуры напряжение на переходе эмиттер-база $U_{0Б}$ уменьшается, а при снижении $I_{0Э}$ увеличивается и тем самым способствует стабилизации рабочей точки.

Введение ООС уменьшает приращение коллекторного тока в F раз (2.45). Глубина обратной связи F показывает, во сколько раз изменяется сквозной коэффициент усиления при введении в усилитель ОС. Воспользуемся эквивалентной схемой каскада, представленной на рис. 3.35, б, и определим глубину обратной связи. Сквозной коэффициент усиления K_{EF} для этой схемы равен

$$K_{EF} = \frac{U_2}{E} = \frac{SU_{B'\text{Э}}R_K}{E} = \frac{ESr_{B'\text{Э}}R_K}{E[R_B + h_{11} + (1+h_{21})R_{\text{Э}}]} = \frac{Sr_{B'\text{Э}}R_K}{R_B + h_{11} + (1+h_{21})R_{\text{Э}}}. \quad (3.81)$$

При отсутствии ОС ($R_{\text{Э}} = 0$) сквозной коэффициент усиления K_E имеет вид

$$K_E = \frac{Sr_{B'\text{Э}}R_K}{R_B + h_{11}}. \quad (3.82)$$

Следовательно,

$$F = \frac{K_E}{K_{EF}} = \frac{R_B + h_{11} + (1+h_{21})R_{\text{Э}}}{R_B + h_{11}} = 1 + \frac{(1+h_{21})R_{\text{Э}}}{R_B + h_{11}}. \quad (3.83)$$

Нетрудно видеть, что для увеличения глубины ОС, следовательно, и стабильности рабочей точки необходимо увеличивать сопротивление $R_{\text{Э}}$ и уменьшать R_B .

Приращение коллекторного тока ΔI_K для диапазона температур в схеме рис. 3.34 можно найти, воспользовавшись эквивалентной схемой по дрейфу (рис. 3.28) и выражением (3.72). Значение ΔI_K , полученное по выражению (3.72), следует поделить на глубину обратной связи F .

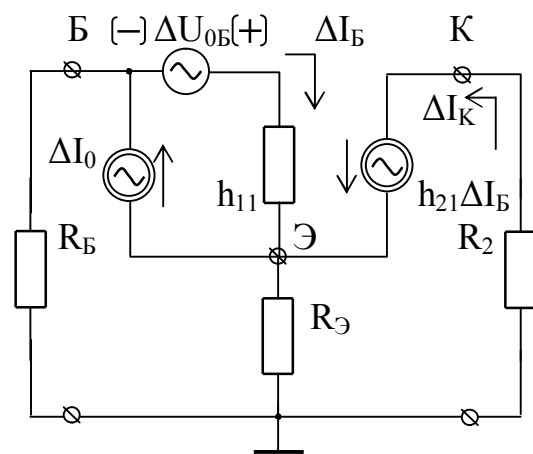


Рис. 3.36

Эквивалентная схема по дрейфу для каскада с эмиттерной стабилизацией (рис. 3.36) может быть использована для непосредственного расчета ΔI_K . В [1] приводится следующее выражение для расчета ΔI_K в этой схеме:

$$\Delta I_K = \frac{h_{21}[\Delta U_{0Б} + (R_B + R_Э)\Delta I_0]}{R_B + h_{11} + (1 + h_{21})R_Э}. \quad (3.84)$$

Схема (см. рис. 3.34) обладает одним существенным недостатком: обратная связь, возникающая за счет сопротивления $R_Э$, действует не только по постоянной составляющей, но и по переменной. Отрицательная ОС по сигналу в F раз уменьшает коэффициент усиления. Для устранения этого эффекта сопротивление $R_Э$ шунтируют конденсатором довольно большой емкости $C_Э$ (показан пунктиром на рис. 3.34). Емкость этого конденсатора выбирается таким образом, чтобы его сопротивление на самой низкой частоте усиливаемого сигнала было значительно меньше сопротивления участка цепи между эмиттером и землей. В этом случае можно считать, что эмиттер связан с землей по переменной составляющей короткозамкнутой цепью, на которой нет падения переменного напряжения, и ООС по сигналу не действует.

3.4.5. Коллекторная стабилизация

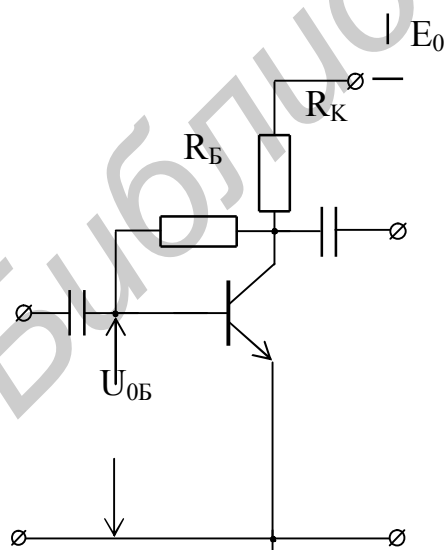


Рис. 3.37

Схема транзисторного каскада с коллекторной стабилизацией представлена на рис. 3.37. Схема очень простая и отличается от схемы с фиксированным током базы (см. рис. 3.29, а) точкой подключения резистора R_B . Благодаря такому включению сопротивления R_B в схеме появляется отрицательная обратная связь по напряжению, параллельная по входу, стабилизирующая рабочую точку.

Действительно, коллекторное напряжение $U_{0К}$ передается во входную цепь через делитель, состоящий из резистора R_B и входного сопротивления транзистора h_{11} . Напряжение ОС, посту-

пающее на базу из коллекторной цепи, оказывается в противофазе с входным напряжением, так как схема с общим эмиттером меняет фазу на 180° .

Ток базы в схеме на рис. 3.37 равен

$$I_{0Б} = \frac{U_{0К} - U_{0Б}}{R_B} = \frac{E_0 - I_{0Э}R_K - U_{0Б}}{R_B}. \quad (3.85)$$

С ростом температуры ток эмиттера увеличивается, растет падение напряжения на сопротивлении R_K , базовый ток уменьшается, и рабочая точка стремится вернуться к своему прежнему состоянию.

Отрицательная ОС уменьшает приращение коллекторного тока ΔI_K в F раз:

$$\Delta I_{KF} = \frac{\Delta I_K}{F}, \quad (3.86)$$

где ΔI_K – приращение коллекторного тока в схеме без ООС (рис. 3.28), определяемое с помощью (3.72).

Коэффициент петлевого усиления K_{Π} и глубину обратной связи F определим, воспользовавшись выражением (2.22):

$$K_{\Pi} = \frac{Y_{21} Y_{B12}}{(Y_1 + Y_{11})(Y_2 + Y_{22})}.$$

Для рассматриваемой схемы имеем $Y_{B12} = -1/R_B$, $Y_1 = 0$, $Y_{11} = 1/h_{11}$, $Y_2 \gg Y_{22}$, $Y_2 = 1/R_K$. Отсюда

$$K_{\Pi} = -Y_{21} \frac{h_{11} R_K}{R_B} = -h_{21} \frac{R_K}{R_B}, \quad (3.87)$$

$$F = 1 - K_{\Pi} = 1 + h_{21} \frac{R_K}{R_B}. \quad (3.88)$$

Схема с коллекторной стабилизацией напоминает предыдущую, если считать, что R_K включено в цепь эмиттера (действительно, по R_K протекает ток эмиттера $I_{0Э} = I_{0К} + I_{0Б}$) и выполняет ту же функцию, что и сопротивление R_E .

Однако стабилизирующее действие схемы с коллекторной стабилизацией несколько хуже, чем у схемы на рис. 3.34 (получение достаточно глубокой ООС в схеме смещения, использующей коллекторную стабилизацию, связано со значительными трудностями). Реальная величина сопротивления R_B в рассматриваемой схеме оказывается существенно больше, чем в схеме с эмиттерной стабилизацией. Уменьшение R_B ведет к быстрому снижению входного сопротивления каскада и уменьшению коэффициента усиления. Увеличение R_K для подъема F ограничивается чрезмерным снижением напряжения U_{0K} .

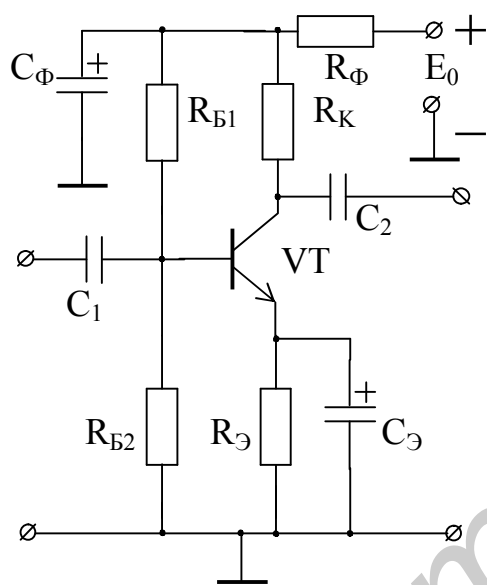


Рис. 3.38

Довольно часто оба способа стабилизации рабочей точки используются одновременно в одном каскаде. В схеме (рис. 3.38) сопротивления R_{B1} , R_{B2} , $R_{\text{Э}}$ осуществляют эмиттерную стабилизацию, а сопротивления R_{B1} , R_{B2} , R_{Φ} – коллекторную. Конденсатор C_{Φ} служит для устранения отрицательной обратной связи по напряжению, параллельной по входу для переменной составляющей. Цепочка R_{Φ} , C_{Φ} одновременно играет роль сглаживающего фильтра в цепи питания.

Такой способ задания рабочей точки иногда называют комбинированной стабилизацией.

3.4.6. Использование генераторов стабильного тока в цепях питания транзисторов

Как показывает анализ эмиттерной стабилизации, для повышения стабильности рабочей точки необходимо увеличивать сопротивление в цепи эмиттера $R_{\text{Э}}$. Однако при этом ухудшаются условия питания транзистора, так как напряжение на коллекторе транзистора уменьшается за счет увеличения падения напряжения на резисторе $R_{\text{Э}}$. Поэтому величину сопротивления в цепи эмиттера обычно выбирают таким образом, чтобы падение напряжения на нем не превышало 25 – 30 % от E_0 . Существенно лучшие результаты получаются

при использовании схемы, представленной на рис. 3.39, а. Здесь резистор R_3 заменен генератором стабильного тока, собранным на транзисторах VT_2, VT_3 . Высокая стабильность рабочей точки в этой схеме обеспечивается тем, что в цепь эмиттера транзистора VT_1 подается постоянный ток от ГСТ, определяемый практически сопротивлением R_4 и напряжением E_0 (3.77). Большое дифференциальное выходное сопротивление ГСТ позволяет получить очень большую глубину отрицательной обратной связи по току в данной схеме.

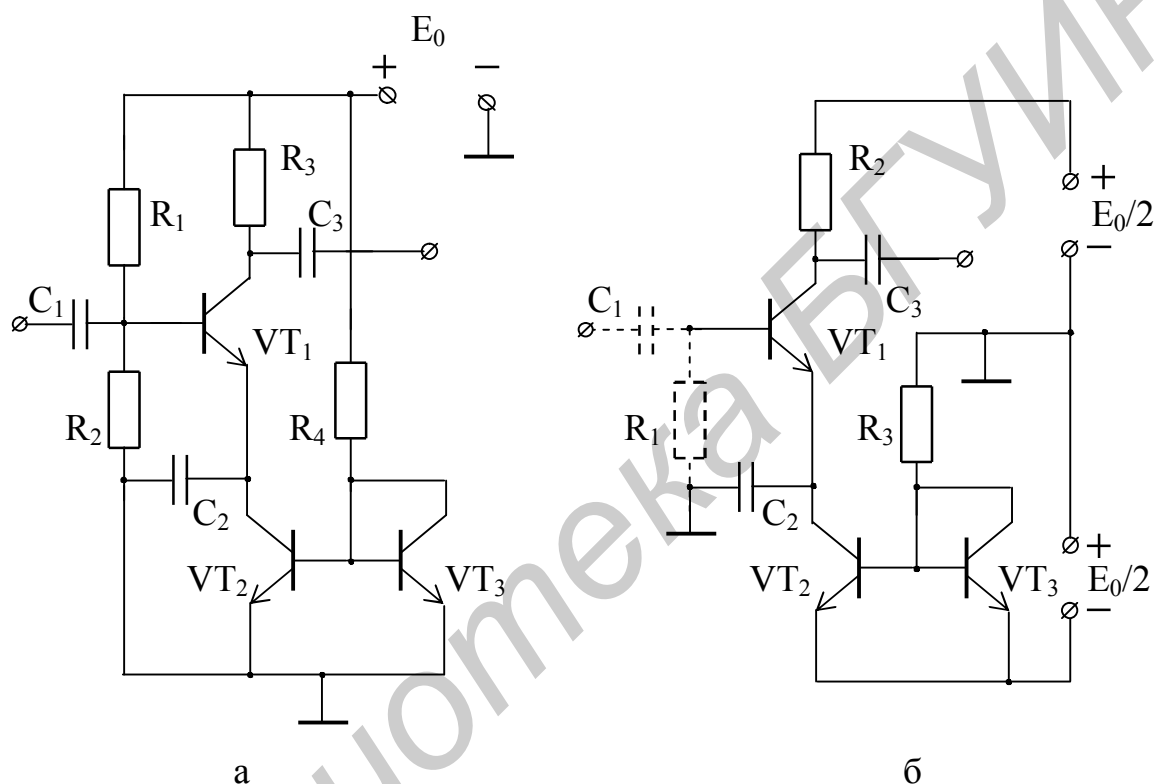


Рис. 3.39

ООС по сигналу устраняется с помощью конденсатора C_2 . Способ подачи смещения в схеме на рис. 3.39, а можно назвать подачей смещения фиксированным током эмиттера.

Дальнейшее развитие этой схемы представлено на рис. 3.39, б. Здесь используется двухполярный источник питания, состоящий из двух половинок $E_0/2$, средняя точка которого заземлена. Нижнее плечо источника $E_0/2$ используется для питания генератора стабильного тока на транзисторах VT_2, VT_3 и задания необходимого смещения на переходе эмиттер-база транзистора VT_1 . В этом случае схема несколько упрощается. Потенциал базы транзистора VT_1 не отличается от нуля, и благодаря этому можно отказаться от сопротивлений де-

лителя в цепи базы и разделительного конденсатора, если в источнике сигнала отсутствует постоянная составляющая. При необходимости разделить каскады по постоянной составляющей в базовую цепь включают конденсатор C_1 и сопротивление R_1 (на рис. 3.39, б они показаны пунктиром). Такой способ питания транзисторных каскадов очень широко используется в интегральной схемотехнике и при разработке дифференциальных каскадов.

3.4.7. Цепи питания полевых транзисторов

Обилие различных типов полевых транзисторов приводит к большому разнообразию сочетаний полярностей напряжений, прикладываемых между затвором и истоком и между стоком и истоком. Эти сочетания определяются

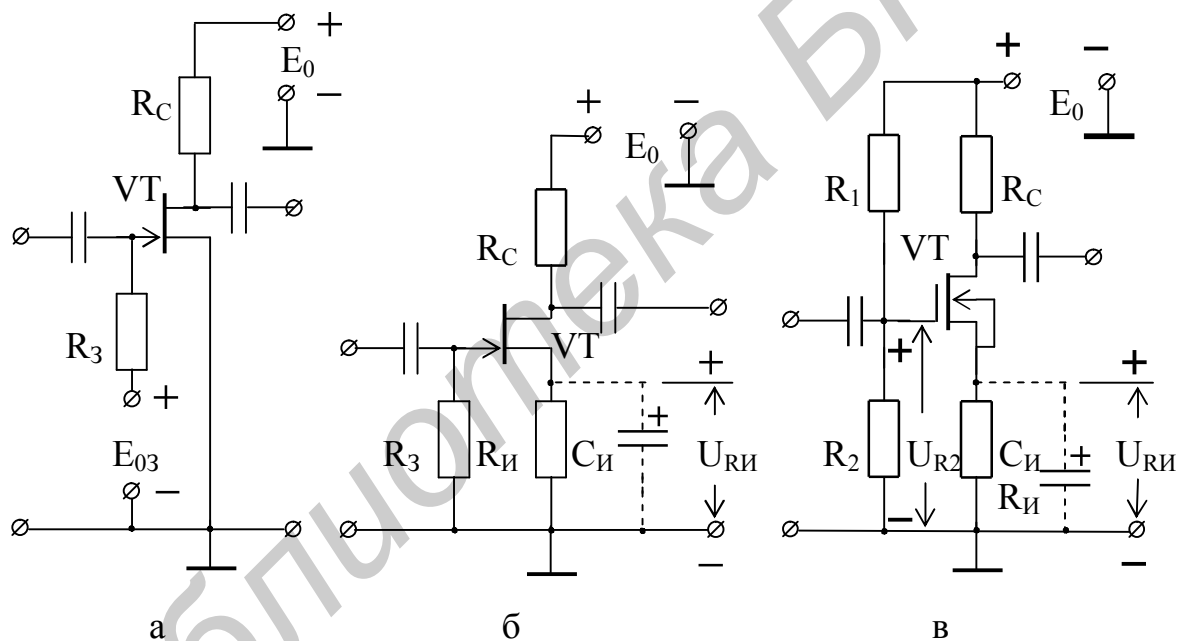


Рис. 3.40

типом канала транзистора (n-тип, p-тип) и способом его активизации (встроенный канал, индуцированный канал). Как следует из характеристик, представленных на рис. 3.16, полярность напряжения на затворе может отличаться от полярности напряжения на стоке или совпадать с ней. Однако идеи подачи напряжения смещения на затвор остаются одинаковыми для всех типов полевых транзисторов.

Подача смещения может осуществляться от отдельного источника (рис. 3.40, а) или автоматически (рис. 3.40, б – в). Схема на рис. 3.40, а исполь-

зудается крайне редко, так как применение дополнительного источника питания E_{03} существенно усложняет устройство усилителя. Принцип действия схем (см. рис. 3.40, б, в) не отличается от принципа действия схемы эмиттерной стабилизации. В этих схемах за счет сопротивлений $R_{И}$ создается отрицательная обратная связь по постоянному и переменному токам, последовательная по входу. Отрицательная обратная связь по постоянному току, как и в случае эмиттерной стабилизации, стабилизирует положение рабочей точки каскада на полевом транзисторе. Отрицательная обратная связь по переменному току уменьшает коэффициент усиления каскада. Для устранения ООС по переменной составляющей резистор в цепи истока $R_{И}$ шунтируют конденсатором достаточно большой емкости $C_{И}$.

Необходимое напряжение смещения $U_{03} = U_{И}$ получается за счет постоянного тока стока, протекающего по сопротивлению $R_{И}$. В связи с тем, что постоянный ток в цепи затвора отсутствует, все напряжение $U_{И}$ (рис. 3.40, б) оказывается приложенным через сопротивление R_3 между истоком и затвором транзистора. Включение в цепь затвора делителя R_1, R_2 позволяет получить на затворе напряжение любой полярности (рис. 3.40, в). Действительно,

$$U_{03} = U_{R2} - U_{Rи} = R_2 I_{д} - R_{И} I_{0и}, \quad (3.89)$$

где $I_{д}$ – ток делителя. Если $U_{R2} > U_{Rи}$, напряжение на затворе окажется положительным по отношению к истоку, в противном случае – отрицательным. Необходимую величину напряжения U_{R2} всегда можно выбрать, задаваясь напряжением $U_{Rи}$, т.е. величиной тока в рабочей точке $I_{0и}$ и сопротивлением $R_{И}$.

Стабильность рабочей точки в схемах на рис. 3.39, б, в обеспечивается за счет отрицательной обратной связи по току, последовательной по входу (как и в схеме с эмиттерной стабилизацией). Коэффициент петлевого усиления и глубина обратной связи для рассматриваемых схем можно определить, используя выражения (3.81) – (3.83) и заменив в них $R_{Э}$ на $R_{И}$, а $R_{Б}$ – на R_3 :

$$K_{П} = \frac{(1+h_{21})R_{И}}{R_3+h_{11}} = \frac{(1+h_{21})R_{И}}{h_{11}(1+\frac{R_3}{h_{11}})} \approx \frac{Y_{21}R_{И}}{1+\frac{R_3}{h_{11}}}. \quad (3.90)$$

С учетом того что h_{11} для полевого транзистора в области низких и средних частот стремится к бесконечности, приведенное выше выражение значительно упрощается и принимает форму

$$K_{\Pi} = Y_{21} R_{\text{И}} = S R_{\text{И}}, \quad F = 1 + S R_{\text{И}}, \quad (3.91)$$

где $S = Y_{21}$ – крутизна транзистора в рабочей точке;

F – глубина ОС.

Для устранения отрицательной обратной связи по переменной составляющей, как и в схеме с эмиттерной стабилизацией, необходимо зашунтировать сопротивление $R_{\text{И}}$ конденсатором довольно большой емкости.

4. КАСКАДЫ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО УСИЛЕНИЯ

4.1. Общие сведения

Каскады предварительного усиления предназначены для усиления сравнительно слабых сигналов до уровня, необходимого для раскачки каскадов усилителя мощности. Активные элементы в усилителях предварительного усиления всегда работают с сигналами небольшой величины, что позволяет использовать в этих каскадах режим А, при котором нелинейные искажения оказываются минимальными. В качестве активных элементов в них используются биполярные и полевые транзисторы и операционные усилители. При проектировании каскадов предварительного усиления основное внимание уделяется таким параметрам, как коэффициент усиления (чаще всего по напряжению), входное и выходное сопротивления, полоса усиливаемых частот, линейные и нелинейные искажения. Как правило, предварительные усилители состоят из нескольких каскадов. Для связи между каскадами может использоваться непосредственная, резистивная, трансформаторная или дроссельная связь. Два последних вида межкаскадной связи в настоящее время применяются довольно редко. В данном разделе основное внимание будет уделено резистивной связи между каскадами. Особенности непосредственной связи рассмотрим в разделе, посвященном усилителям постоянного тока.

4.2. Транзисторный резисторный каскад

Принципиальная схема резисторного каскада предварительного усиления на биполярном транзисторе представлена на рис. 4.1,

где $E_{И}$, $R_{И}$ – источник сигнала и его внутреннее сопротивление;

R_1 , R_2 , R_4 , R_5 – сопротивления, с помощью которых осуществляется эмиттерная стабилизация рабочей точки. Кроме того, сопротивление R_4 создает отрицательную последовательную обратную связь по току;

R_3 – обеспечивает питание коллекторной цепи по постоянному току;

$C_{Н}$, $R_{Н}$ – емкость и сопротивление нагрузки (эквивалент входной цепи следующего каскада);

R_6 , C_2 – цепочка фильтра (может использоваться для сглаживания пульсаций источника питания, в качестве низкочастотной коррекции, как элемент коллекторной стабилизации, а также для устранения паразитной обратной связи через источник питания);

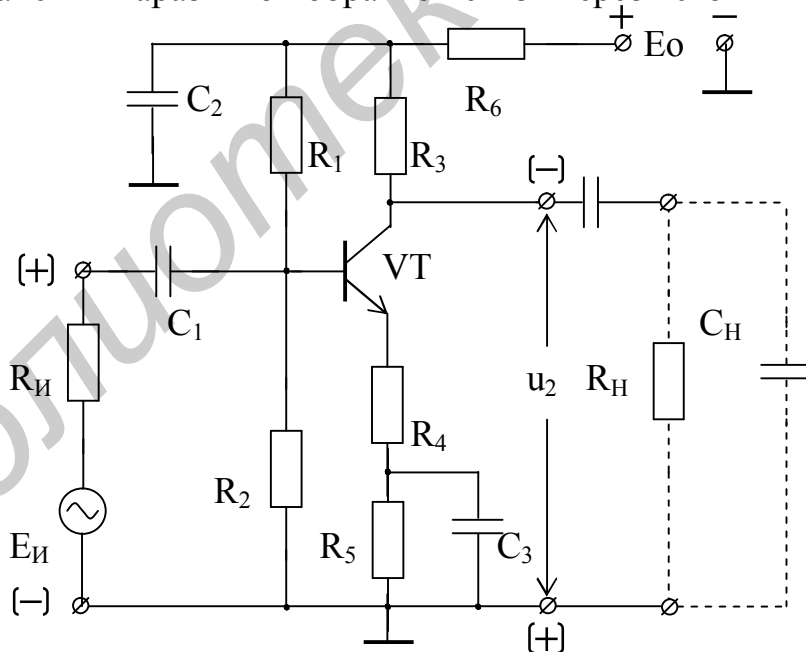


Рис. 4.1

C_3 – конденсатор для устранения последовательной отрицательной обратной связи по току по переменной составляющей;

C_1 , C_4 – разделительные конденсаторы, служащие для разделения каскадов по постоянному току. Емкость этих конденсаторов выбирается

достаточно большой величины, чтобы не создавать заметного сопротивления для протекания тока сигнала на самой низкой частоте полосы пропускания усилителя.

Справа от C_4 включен эквивалент входной цепи следующего каскада. Физические процессы, происходящие в этой цепи, по сути не будут отличаться от процессов во входной цепи рассматриваемого транзистора. Поэтому удобнее выбрать в качестве выходного напряжения u_2 , действующее между коллектором и землей при отключенном конденсаторе C_4 . Влияние цепи C_4 , R_H , C_H на работу усилителя можно учесть при анализе следующего каскада. В этом случае рассматриваемый каскад можно будет представить в виде эквивалентного генератора с внутренним сопротивлением (чаще всего это сопротивление R_3), нагруженным на входную цепь следующего каскада (C_4 , $R_H = R_{ВХ.СЛ}$, $C_H = C_{ВХ.СЛ}$).

Источник сигнала $E_{И}$ создает ток, протекающий от (+) $E_{И}$ через C_1 , сопротивление R_1 , конденсатор C_2 к (-) $E_{И}$. Сопротивление конденсатора C_2 для этого тока можно считать равным нулю. Вторая составляющая тока источника сигнала протекает через C_1 и сопротивление R_2 . Это приводит к тому, что сопротивления R_1 , R_2 оказываются включенными параллельно. Ещё одна составляющая тока источника течет через C_1 , переход эмиттер-база транзистора, сопротивление R_4 и конденсатор C_3 . Таким образом, входная цепь каскада состоит из параллельного соединения резисторов R_1 , R_2 и входного сопротивления транзистора с учетом влияния резистора R_4 . Во многих случаях наличие резистора R_4 не является обязательным.

В соответствии с эквивалентной схемой транзистора (см. рис. 3.2) выходную цепь транзистора (коллектор-эмиттер) можно заменить управляемым генератором $Su_{БЭ}$, ток которого при заданной полярности входного сигнала направлен сверху вниз. В реальной схеме ток этого генератора протекает по двум контурам. Одна составляющая тока течет от эмиттера через R_4 , C_3 , C_2 , R_3 к коллектору. Вторая составляющая тока коллектора будет протекать от эмиттера через сопротивление R_4 , конденсатор C_3 , параллельное соединение R_H , C_H , конденсатор C_4 к коллектору транзистора. Для удобства анализа будем считать, что цепь для второй составляющей тока коллектора разорвана, а влияние цепи нагрузки будет учитываться при расчете входной цепи следующего каскада.

Проведенный анализ токов сигнала, протекающих в транзисторном каскаде, позволяет составить его полную эквивалентную схему для переменного тока (рис. 4.2). На этой схеме сопротивление R_B является эквивалентом параллельного соединения R_1 и R_2 . Транзистор заменен его эквивалентной схемой (точки Б, Э, К).

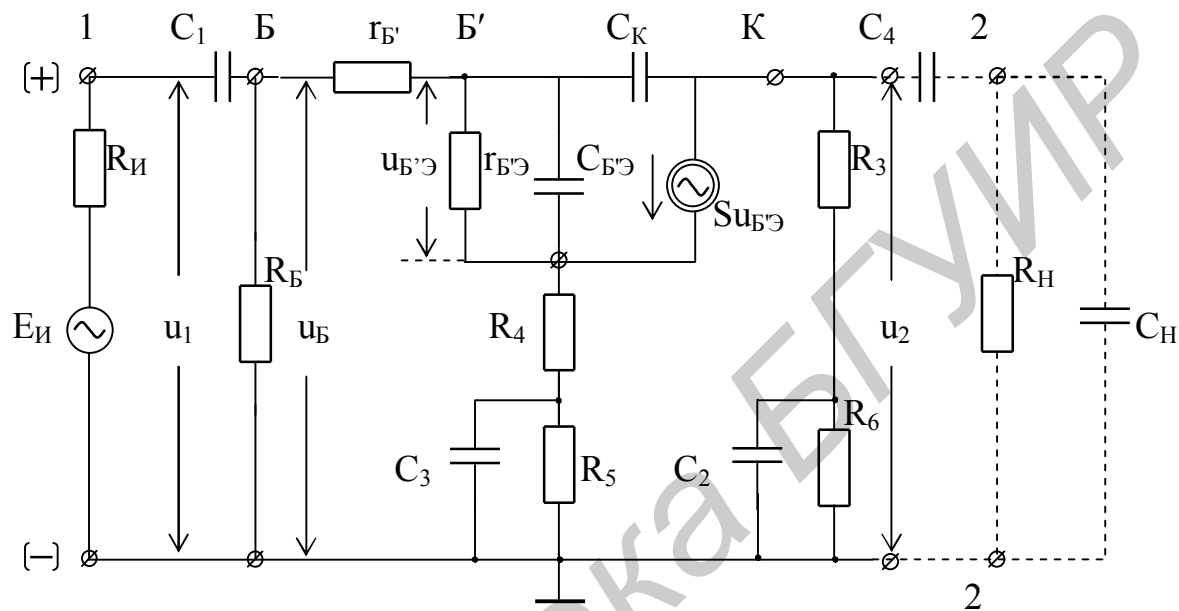


Рис. 4.2

Обычно емкость конденсаторов C_3 , C_2 выбирается таким образом, чтобы их сопротивления для переменной составляющей стремились к нулю. Следовательно, элементы C_2 , C_3 , R_5 , R_6 могут быть исключены из эквивалентной схемы (их влияние на работу каскада будет рассмотрено позже), а резисторы R_4 и R_3 при этом непосредственно соединяются с землей.

Схема (см. рис. 4.2) позволяет рассчитать такие основные параметры каскада, как входное и выходное сопротивления $Z_{ВХ}$, $Z_{ВЫХ}$, коэффициенты усиления K_0 и $K_{0Е}$, частотную и фазовую характеристики $K(\omega)$ и $\Phi(\omega)$, переходную характеристику $h(t)$.

Входное сопротивление резистивного каскада на транзисторе состоит из R_B и подключенного параллельно ему входного сопротивления транзистора $Z_{ВХТ}$ и сопротивления емкости C_1 :

$$Z_{ВХ} = \frac{R_B Z_{ВХТ}}{R_B + Z_{ВХТ}} + \frac{1}{j\omega C_1}, \quad (4.1)$$

где $Z_{\text{ВХТ}}$ – входное сопротивление транзистора, равное отношению напряжения $u_{\text{Б}}$ между базой и землей к току базы $i_{\text{Б}}$:

$$Z_{\text{ВХТ}} = \frac{u_{\text{Б}}}{i_{\text{Б}}} = \frac{u_{\text{БЭ}} + i_{\text{Э}}R_4}{i_{\text{Б}}} = h_{11} + (1 + h_{21})R_4. \quad (4.2)$$

Нетрудно видеть, что входное сопротивление каскада $Z_{\text{ВХ}}$ растет по мере уменьшения частоты за счет увеличения сопротивления емкости C_1 . Параллельное соединение R_5 , C_3 также может влиять на $Z_{\text{ВХ}}$. На частотах, где сопротивление емкости C_3 оказывается соизмеримо с величиной R_5 , необходимо учитывать влияние этого соединения на входное сопротивление транзистора $Z_{\text{ВХТ}}$:

$$Z_{\text{ВХТ}} = h_{11} + (1 + h_{21})R_4 + (1 + h_{21})Z_{R_5C_3}, \quad (4.3)$$

где $Z_{R_5C_3} = R_5 // C_3$ – сопротивление параллельного соединения R_5 и C_3 .

В общем случае параметр h_{11} в (4.2 – 4.3) является комплексной величиной

$$h_{11} = r_{\text{Б}'} + Z_{\text{Б}'\text{Э}} = r_{\text{Б}'} + \frac{r_{\text{Б}'\text{Э}}}{1 + j\omega C_{\text{Б}'\text{Э}} r_{\text{Б}'\text{Э}}}. \quad (4.4)$$

Частотная зависимость h_{11} проявляется на высоких частотах и возникает из-за влияния емкости $C_{\text{Б}'\text{Э}}$.

В области средних частот, где емкости не оказывают никакого влияния, входное сопротивление согласно (4.1) – (4.4) становится равным

$$R_{\text{ВХ}} = R_{\text{Б}} // R_{\text{ВХТ}} = \frac{R_{\text{Б}}[h_{11} + (1 + h_{21})R_4]}{R_{\text{Б}} + h_{11} + (1 + h_{21})R_4}. \quad (4.5)$$

Это сопротивление не может быть больше, чем $R_{\text{Б}}$, однако может несколько возрасть с ростом R_4 под влиянием усиливающейся отрицательной обратной связи, последовательной по входу. Такая обратная связь далеко не всегда используется в каскадах предварительного усиления. Для ее устранения следует убрать из схемы сопротивление R_4 , при этом существенно упрощаются выражения (4.2, 4.3, 4.5):

$$Z_{\text{ВХ}} = \frac{u_{\text{Б}}}{i_{\text{Б}}} = h_{11} = r_{\text{Б}'} + \frac{r_{\text{Б}'\text{Э}}}{1 + j\omega C_{\text{Б}'\text{Э}} r_{\text{Б}'\text{Э}}},$$

$$R_{\text{ВХ}} = R_{\text{Б}} // R_{\text{ВХТ}} = \frac{R_{\text{Б}} [r_{\text{Б}'} + r_{\text{Б}'\text{Э}}]}{R_{\text{Б}} + r_{\text{Б}'} + r_{\text{Б}'\text{Э}}} = \frac{R_{\text{Б}} h_{11}}{R_{\text{Б}} + h_{11}}$$

При необходимости учесть влияние цепи $R_5 C_3$, сопротивление этой цепи надо добавить к входному сопротивлению транзистора:

$$Z_{\text{ВХТ}} = h_{11} + (1 + h_{21})Z_{R5C3}$$

Выходное сопротивление каскада $Z_{\text{ВЫХ}}$ состоит из параллельного соединения резистора R_3 и выходного сопротивления транзистора $1/h_{22}$. Для определения выходного сопротивления транзистора желательно использовать более сложную эквивалентную схему с проводимостью h_{22} , включенной между коллектором и эмиттером. Из эквивалентной схемы транзистора (см. рис. 3.2) видно, что значение $h_{22} = 1/r_{\text{КЭ}}$. Однако для упрощения анализа вполне допустимо пренебречь этой проводимостью, так как в реальных каскадах h_{22} значительно меньше проводимости $1/R_3$ и ее влияние на $Z_{\text{ВЫХ}}$ оказывается очень слабым.

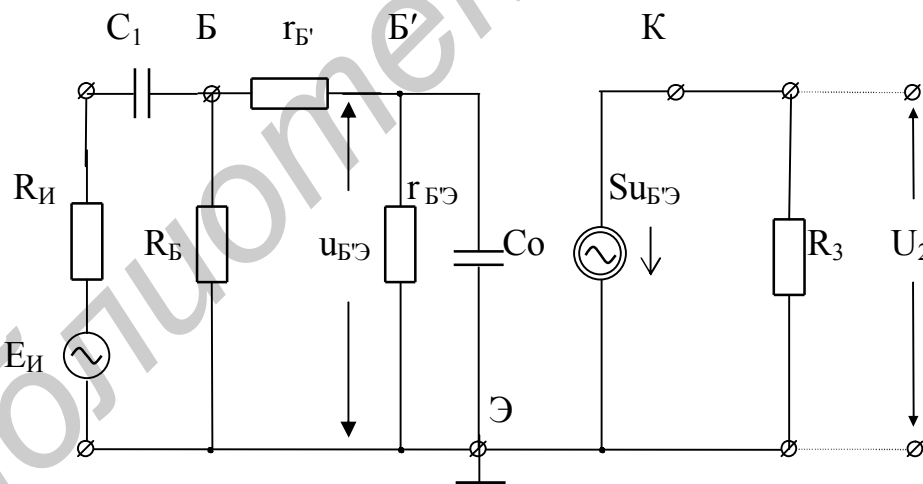


Рис. 4.3

Правда, такое допущение приводит к нежелательному результату: выходное сопротивление каскада перестает зависеть от обратной связи, создаваемой резистором R_4 . Но даже в этом случае рассматриваемое упрощение не вызывает заметных ошибок, так как из-за малости сопротивления R_3 данная зависимость носит скорее теоретический характер. Сделанное выше допущение позволяет принять в качестве выходного сопротивления каскада сопротивление

$$Z_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{ВЫХ}} = R_3. \quad (4.6)$$

Как правило, выходное сопротивление транзисторного резисторного каскада можно считать активным и постоянным для области частот, в которой параметры транзистора остаются не зависящими от частоты. Перечисленные выше допущения позволяют значительно упростить эквивалентную схему транзисторного резисторного каскада (см. рис. 4.2) и перейти к эквивалентной схеме (рис. 4.3), которую и будем использовать для дальнейшего рассмотрения свойств резисторного транзисторного каскада, особенно при анализе его частотной, фазовой и переходной характеристик. На этой схеме емкости транзистора C_K и $C_{БЭ}$ заменены входной динамической емкостью C_0 в соответствии с (3.20).

4.2.1. Частотная характеристика. Область средних частот

Область средних частот (ОСЧ) для широкополосного транзисторного резисторного каскада ограничивается крайними частотами, между которыми коэффициент усиления не изменяется более, чем на величину, указанную в техническом задании. Обычно эту величину выбирают равной -3дБ . Постоянство коэффициента усиления на данном участке частотного диапазона свидетельствует о том, что в этой области частотно-зависимые элементы схемы (C_1 , C_0) не оказывают влияния на работу каскада. Следовательно, они могут быть исключены из эквивалентной схемы (см. рис. 4.3).

Входное сопротивление транзистора для этой схемы определяется величиной

$$R_{\text{ВХТ}} = \frac{u_1}{i_B} = \frac{u_B}{i_B} = h_{11} = r_{B'} + r_{B'Э}, \quad (4.7)$$

а входное сопротивление всего каскада $R_{\text{ВХ}}$ находится согласно (4.5) при условии, что $R_4 = 0$.

Выходное сопротивление для ОСЧ по-прежнему равно сопротивлению R_3 , которое включено в коллекторную цепь транзистора.

Определим коэффициент усиления по напряжению K_0 , считая, что нагрузкой каскада является сопротивление R_3 . Напряжение $u_{B'\Theta}$ равно

$$u_{B'\Theta} = \frac{u_1 r_{B'\Theta}}{r_{B'\Theta} + r_{B'}} = \frac{u_1 r_{B'\Theta}}{h_{11}}, \quad (4.8)$$

отсюда для K_0 можно записать следующее выражение:

$$K_0 = \frac{u_2}{u_1} = \frac{S u_{B'\Theta} R_3}{U_1} = \frac{S r_{B'\Theta} R_3}{r_{B'\Theta} + r_{B'}} = \frac{h_{21}}{h_{11}} R_3 = y_{21} R_3, \quad (4.9)$$

где y_{21} – проводимость прямой передачи для области средних частот, равная

$$y_{21} = \frac{S r_{B'\Theta}}{r_{B'} + r_{B'\Theta}} = \frac{h_{21}}{h_{11}}. \quad (4.10)$$

Сквозной коэффициент усиления K_{0E} равен

$$K_{0E} = \frac{u_2}{E_{И}} = \frac{u_2}{u_1} \frac{u_1}{E_{И}} = \frac{R_{ВХ}}{R_{ВХ} + R_{И}} \frac{h_{21}}{h_{11}} R_3 = \frac{R_{ВХ}}{R_{ВХ} + R_{И}} y_{21} R_3. \quad (4.11)$$

Первая часть этого выражения является коэффициентом передачи входной цепи, состоящей из входного сопротивления каскада и внутреннего сопротивления источника сигнала.

При сравнительно малых сопротивлениях нагрузки коэффициент усиления линейно возрастает с ростом R_3 . Однако существенное увеличение этого сопротивления приводит к изменению положения рабочей точки, ухудшению питания коллекторной цепи транзистора, появлению заметных нелинейных искажений и в дальнейшем к снижению коэффициента усиления. Обычно сопротивление R_3 выбирается таким образом, чтобы постоянное напряжение на коллекторе равнялось примерно половине напряжения питания каскада. Такое условие обеспечивает получение максимальной неискаженной амплитуды выходного напряжения. Увеличение крутизны y_{21} , значение которой главным образом определяется постоянным током эмиттера, также ведет к росту коэффициента усиления.

В транзисторном резисторном каскаде без обратной связи нелинейные искажения, связанные с отсечкой базового и коллекторного тока, появляются уже при входных напряжениях, амплитуда которых $U_{1\max}$ достигает десять-пятнадцать милливольт. Амплитуда коллекторного тока каскада, работающего в режиме А, не может быть больше постоянной составляющей $I_{МК} \leq I_{0К}$. В свою очередь

$$I_{МК} = y_{21}U_{1\max}, \quad I_{0К} = \frac{\varphi_t}{r_{\mathcal{E}}}, \quad (4.12)$$

следовательно, амплитуда входного напряжения равна

$$U_{1\max} = \frac{I_{МК}}{y_{21}} \leq \frac{I_{0К}}{y_{21}}, \quad (4.13)$$

где y_{21} – крутизна транзистора (4.10).

Отсюда

$$U_{1\max} \approx I_{0К} \frac{h_{11}}{h_{21}} = \frac{\varphi_t}{r_{\mathcal{E}}} \frac{r_{B'} + r_{\mathcal{E}}(1 + h_{21})}{h_{21}}. \quad (4.14)$$

Если теперь учесть, что обычно

$$h_{21} \gg 1 \quad \text{и} \quad r_{B'} \ll r_{\mathcal{E}}(1 + h_{21}),$$

то получим

$$U_{1\max} \approx \frac{\varphi_t(1 + h_{21})r_{\mathcal{E}}}{r_{\mathcal{E}}h_{21}} \approx \varphi_t \quad (\varphi_t \approx 25\text{мВ}). \quad (4.15)$$

Введение отрицательной ОС за счет сопротивления R_4 (см. рис. 4.2) позволяет заметно увеличить максимальное входное напряжение, при котором отсечка тока еще не наступает. В этом случае под воздействием отрицательной обратной связи изменяется крутизна транзистора y_{21F} :

$$y_{21F} = \frac{h_{21}}{h_{11} + (1 + y_{21})R_4}. \quad (4.16)$$

Амплитуда коллекторного тока при этом не изменяется, так как по-прежнему сохраняется соотношение $I_{МК} \leq I_{0К}$, а максимальное значение амплитуды входного напряжения $U_{1\max F}$ изменится в соответствии с изменением крутизны. Отсюда

$$\frac{U_{1\max F}}{U_{1\max}} = \frac{y_{21}}{y_{21F}} = \frac{h_{11} + (1 + h_{21})R_4}{h_{11}},$$

$$U_{1\max F} = \varphi_t \frac{y_{21}}{y_{21F}} = \varphi_t \left[1 + \frac{(1 + h_{21})R_4}{h_{11}} \right] = \varphi_t F, \quad (4.17)$$

где F – глубина обратной связи:

$$F = 1 + \frac{1 + h_{21}}{h_{11}} R_4. \quad (4.18)$$

Из (4.17) следует, что введение такой ООС позволяет существенно увеличить максимальное напряжение (при отсутствии искажений) и тем самым расширить динамический диапазон каскада. Для увеличения $U_{1\max}$ желательно также увеличивать постоянный ток коллектора $I_{0К}$ и сопротивление R_4 , и то, и другое ведет к росту глубины ООС и к уменьшению сквозного коэффициента усиления.

$$K_{0F} = y_{21F} R_3 = \frac{h_{21} R_3}{h_{11} + (1 + h_{21}) R_4} = \frac{h_{21} R_3}{h_{11} F} = \frac{K_0}{F}. \quad (4.19)$$

При выводе выражения для F использовалось значение входного напряжения u_1 , а не входной ЭДС $E_{и}$. Поэтому (4.18) является частным случаем и дает наибольшее возможное значение глубины обратной связи F , которое достигается при условии, что на входе усилителя включен идеальный генератор ЭДС ($R_{и} = 0$).

4.2.2. Частотная характеристика. Область нижних частот

Основное влияние на частотную характеристику каскада в области нижних частот оказывают разделительные емкости. Емкость C_0 имеет сравнительно малую величину, ее сопротивление для области малых частот стремится к бесконечности, следовательно, ток по ней не протекает, и она может быть исключена из эквивалентной схемы.

Поэтому в схеме (рис. 4.4, а) отсутствуют все реактивные элементы, кроме конденсатора C_1 . Эта емкость включена последовательно во входной делитель и приводит к дополнительному снижению коэффициента усиления по мере уменьшения частоты.

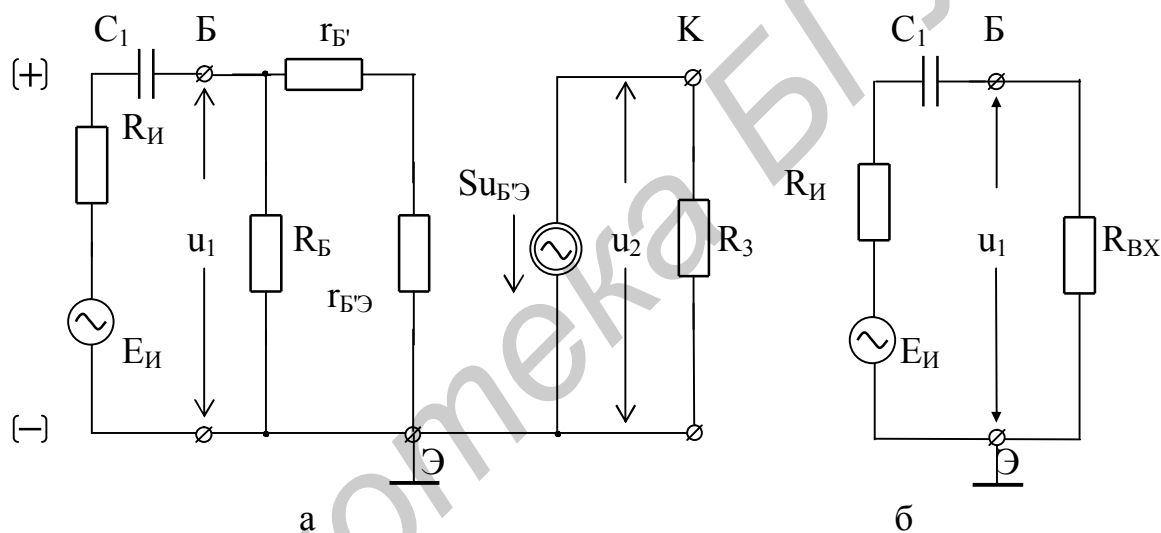


Рис. 4.4

Действительно, с уменьшением частоты сопротивление емкости C_1 возрастает, уменьшается ток во входной цепи (рис. 4.4, б), увеличивается падение напряжения U_{C1} и согласно второму закону Кирхгофа уменьшается напряжение сигнала на входе каскада u_1 , вызывая соответствующее уменьшение напряжения выходного сигнала u_2 :

$$u_1 = E_{И} - u_{RИ} - u_{C1} ,$$

где $u_{RИ}$ и u_{C1} – напряжения на внутреннем сопротивлении источника сигнала и на емкости C_1 соответственно.

Учитывая (4.11), можно записать выражение для сквозного коэффициента усиления \dot{K}_{HE} схемы (см. рис. 4.4) в области нижних частот в следующем виде:

$$\begin{aligned} \dot{K}_{HE} &= \frac{u_2}{E_{И}} = \frac{u_1}{E_{И}} \frac{u_2}{u_1} = \frac{R_{ВХ}}{R_{ВХ} + R_{И} + \frac{1}{j\omega C_1}} y_{21} R_3 = \\ &= \frac{R_{ВХ}}{R_{ВХ} + R_{И}} \frac{y_{21} R_3}{1 + \frac{1}{j\omega C_1 (R_{ВХ} + R_{И})}} = \frac{K_{0E}}{1 + \frac{1}{j\omega C_1 (R_{ВХ} + R_{И})}}. \end{aligned} \quad (4.20)$$

Взяв модуль выражения (4.20), найдем частотную характеристику каскада для области нижних частот:

$$|\dot{K}_{HE}| = \frac{K_{0E}}{\sqrt{1 + \left[\frac{1}{\omega C_1 (R_{ВХ} + R_{И})} \right]^2}}. \quad (4.21)$$

Из анализа (4.21) следует, что при уменьшении частоты второй член в знаменателе увеличивается, а коэффициент усиления начинает уменьшаться. Частота, на которой подкоренное выражение превращается в двойку, называется нижней граничной частотой диапазона.

Приравняем к двум подкоренное выражение в (4.21) и найдем из полученного уравнения нижнюю граничную частоту f_H :

$$1 + \left[\frac{1}{\omega_H C_1 (R_{ВХ} + R_{И})} \right]^2 = 2, \quad f_H = \frac{1}{2\pi C_1 (R_{ВХ} + R_{И})} = \frac{1}{2\pi \tau_H}, \quad (4.22)$$

где $\tau_H = C_1 (R_{И} + R_{ВХ})$ – постоянная времени входной цепи.

Из (4.22) следует, что для расширения частотной характеристики в область нижних частот необходимо увеличивать емкость конденсатора C_1 и, если это возможно, поднимать входное сопротивление каскада $R_{ВХ}$.

С учетом (4.22) выражения (4.20 – 4.21) можно переписать в следующем виде:

$$\dot{K}_{HE} = \frac{K_{0E}}{1 + f_H/jf} = \frac{K_{0E}(1 + jf_H/f)}{1 + (f_H/f)^2}, \quad (4.20a)$$

$$|\dot{K}_{HE}| = \frac{K_{0E}}{\sqrt{1 + (f_H/f)^2}}. \quad (4.21a)$$

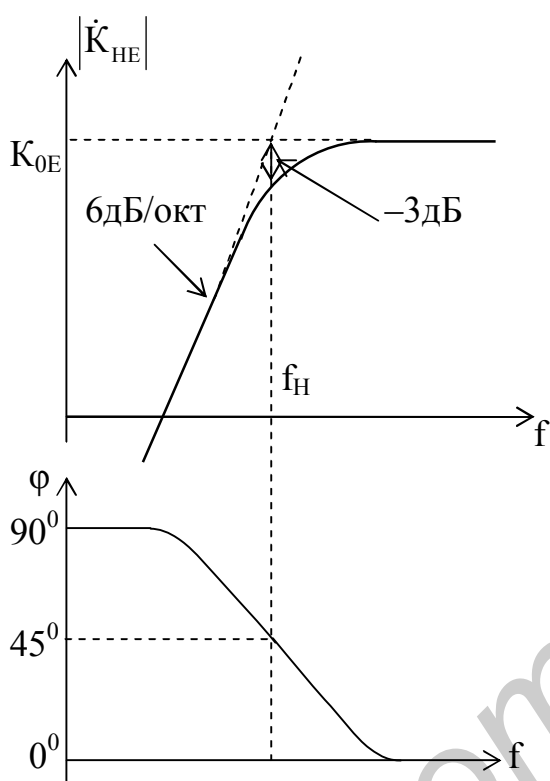


Рис. 4.5

Если в последнем выражении $f \gg f_H$, то значение K_{HE} стремится к величине K_{0E} , представляющей сквозной коэффициент усиления для области средних частот. При обратном неравенстве $f \ll f_H$ K_{HE} изменяется прямо пропорционально изменению частоты. Так, при уменьшении частоты в два раза (одна октава) K_{HE} уменьшается тоже в два раза (-6дБ). Таким образом, реальная частотная характеристика транзисторного резисторного каскада для области нижних частот ограничивается двумя асимптотами: первая является горизонтальной прямой, параллельной оси частот, проходящей на уровне K_{0E} , а вторая – наклонной прямой с крутизной 6дБ/окт . Пересекаются эти асимптоты в точке, соответствующей частоте f_H . Реальная характеристика в этой точке ($f = f_H$) будет в корень из двух раз меньше (на 3дБ), чем K_{0E} (рис. 4.5). Зависимость частотных искажений от частоты получим, поделив (4.20) на K_{0E} :

$$M_H = \frac{|\dot{K}_{HE}|}{K_{0E}} = \frac{1}{\sqrt{1 + [1/\omega C_1(R_{BX} + R_{И})]^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (f_H/f)^2}}, \quad (4.23)$$

или в логарифмической форме:

$$M_H(\text{дБ}) = -10\lg[1 + (f_H/f)^2]. \quad (4.23a)$$

Эта зависимость точно повторяет частотную характеристику каскада, опущенную по оси ординат на величину K_{0E} дБ. Уравнение (4.23) обычно используется для расчета величины разделительной емкости C_1 по известным значениям f_H , R_{BX} , $R_{И}$ и M_H .

Для уменьшения частотных искажений (расширения частотной характеристики в область нижних частот) необходимо уменьшать нижнюю граничную частоту f_H . Обычно снижение f_H оказывается возможным за счет увеличения емкости C_1 и частично входного сопротивления транзистора, зависящего от наличия отрицательной обратной связи и ее глубины. При введении отрицательной обратной связи по току последовательной по входу растет входное сопротивление транзистора (4.2) и каскада (4.5), следовательно, уменьшается нижняя граничная частота f_H (4.22).

В области нижних частот комплексное сопротивление входной цепи (рис. 4.4, б) носит емкостный характер, следовательно, ток, протекающий во входном контуре, будет опережать по фазе ЭДС $E_{И}$. Напряжение u_1 , создаваемое этим током на активном сопротивлении R_{BX} , совпадает с ним по фазе и имеет положительный частотно-зависимый фазовый сдвиг по отношению к $E_{И}$. При дальнейшем прохождении сигнала к нагрузке этот частотно-зависимый фазовый сдвиг не изменяется, так как оставшийся участок схемы не содержит реактивных элементов. Таким образом, напряжение u_2 также будет иметь положительный частотно-зависимый фазовый сдвиг по отношению к $E_{И}$. При стремлении частоты к нулю характер цепи становится чисто емкостным (сопротивление емкости C_1 становится преобладающим, и ток в цепи определяется только этим сопротивлением), а фазовый сдвиг стремится к 90° . С ростом частоты частотно-зависимый фазовый сдвиг стремится к нулю, что соответствует переходу в область средних частот. Для точного определения фазового сдвига надо перевести комплексное выражение (4.20, 4.20а) в алгебраическую форму и затем найти арктангенс отношения мнимой части к действительной:

$$\dot{K}_{HE} = a + jb = \frac{K_{0E}}{1 + (f_H/f)_2} + j \frac{K_{0E} \cdot f_H/f}{1 + (f_H/f)^2},$$

$$\varphi_H = \arctg(f_H/f) = \arctg 1/2\pi C_1 (R_{BX} + R_{И})f = \arctg 1/2\pi\tau_H f. \quad (4.24)$$

Из (4.24) следует, что при стремлении частоты к нулю фазовый сдвиг между входным и выходным напряжением стремится к 90° . С увеличением частоты до области средних частот фазовый сдвиг уменьшается до нуля. На частоте f_H сдвиг по фазе равен 45° .

Полученные согласно (4.21) и (4.24) частотная и фазовая характеристики представлены на рис. 4.5.

4.2.3. Частотная характеристика. Область верхних частот

На верхних частотах сопротивления всех больших конденсаторов принципиальной схемы (см. рис. 4.1) (разделительных, блокировочных) стремятся к нулю, и эти емкости не оказывают влияния на работу каскада. Эквивалентная схема каскада принимает соответствующий вид (рис. 4.6).

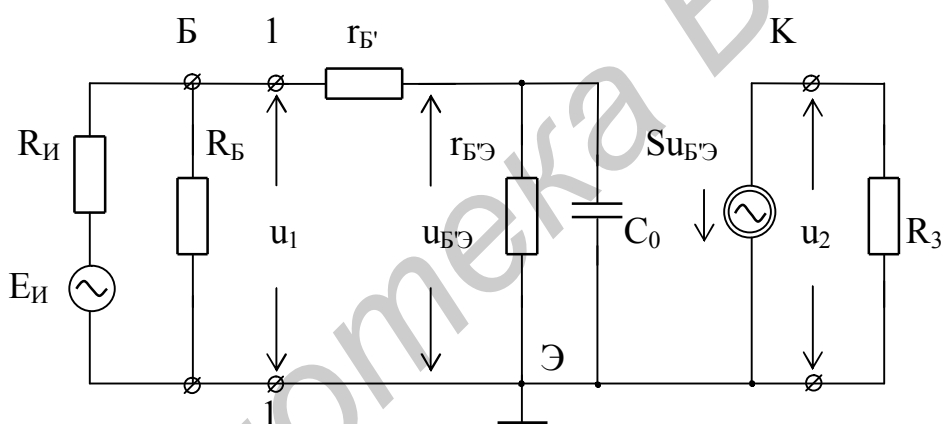


Рис. 4.6

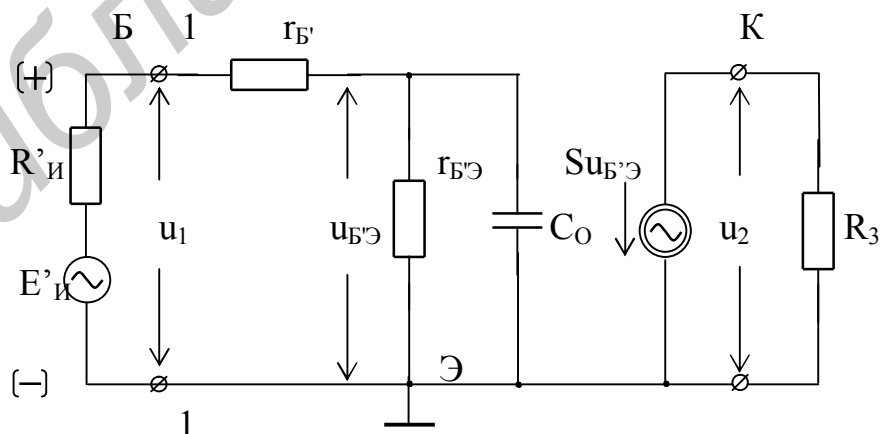


Рис. 4.7

Основное влияние на частотную характеристику в этой схеме оказывает входная динамическая емкость C_0 . Действительно, с ростом частоты сопротив-

ление емкости C_0 падает и напряжение $u_{Б'Э}$, выделяющееся на параллельном соединении C_0 и $r_{Б'Э}$, уменьшается. Снижение этого напряжения приводит к уменьшению тока управляемого генератора и к падению выходного напряжения.

Для облегчения анализа частотной характеристики заменим часть схемы (см. рис. 4.6), подключенную к 1-1, эквивалентным генератором с ЭДС $E'_И$ и с внутренним сопротивлением $R'_И$ (рис. 4.7):

$$E'_И = \frac{R_Б E_И}{R_Б + R_И}, \quad R'_И = \frac{R_И R_Б}{R_И + R_Б}. \quad (4.25)$$

Комплексный коэффициент усиления для этой схемы:

$$\dot{K}_{ВЕ} = \frac{S u_{Б'Э} R_3}{E'_И}. \quad (4.26)$$

Напряжение $U_{Б'Э}$ определяется следующим выражением:

$$\begin{aligned} u_{Б'Э} &= \frac{E'_И Z_{Б'Э}}{R'_И + r_{Б'} + Z_{Б'Э}} = \frac{E'_И Z_{Б'Э}}{R + Z_{Б'Э}} = \frac{E'_И r_{Б'Э}}{R + r_{Б'Э} + j\omega C_0 R r_{Б'Э}} = \\ &= \frac{E'_И r_{Б'Э}}{(R + r_{Б'Э})[1 + j\omega C_0 R r_{Б'Э} / (R + r_{Б'Э})]}, \end{aligned} \quad (4.27)$$

где $R = R'_И + r_{Б'}$, $Z_{Б'Э} = \frac{r_{Б'Э}}{1 + j\omega C_0 r_{Б'Э}}$.

Подставив (4.27) в (4.26), получим

$$\dot{K}_{ВЕ} = \frac{S r_{Б'Э} R_3}{(R + r_{Б'Э})[1 + j\omega C_0 R r_{Б'Э} / (R + r_{Б'Э})]} = \frac{K_{0E}}{1 + j\omega C_0 R_{ЭКВ}}, \quad (4.28)$$

где K_{0E} – коэффициент усиления, соответствующий области средних частот,

$$R_{ЭКВ} = \frac{R r_{Б'Э}}{R + r_{Б'Э}} = \frac{(R'_И + r_{Б'}) r_{Б'Э}}{R'_И + r_{Б'} + r_{Б'Э}}. \quad (4.29)$$

Модуль выражения (4.28) является частотной характеристикой каскада для области верхних частот:

$$|\dot{K}_{BE}| = \frac{K_{0E}}{\sqrt{1 + (\omega C_0 R_{\text{ЭКВ}})^2}} = \frac{K_{0E}}{\sqrt{1 + (\omega \tau_B)^2}}, \quad \tau_B = C_0 R_{\text{ЭКВ}}. \quad (4.30)$$

Приравняем к двум подкоренное выражение в (4.30), решим полученное уравнение относительно частоты и найдем верхнюю граничную частоту:

$$1 + (\omega C_0 R_{\text{ЭКВ}})^2 = 2, \quad f_B = \frac{1}{2\pi C_0 R_{\text{ЭКВ}}}. \quad (4.31)$$

Теперь можно переписать (4.30) в следующем виде:

$$\dot{K}_{BE} = 1 + \frac{K_{0E}}{1 + jf/f_B} = \frac{K_{0E}}{1 + j\omega\tau_B} = \frac{K_{0E}}{1 + (\omega\tau_B)^2} - j \frac{K_{0E}}{1 + (\omega\tau_B)^2}, \quad (4.32)$$

$$|\dot{K}_{BE}| = \frac{K_{0E}}{\sqrt{1 + (f/f_B)^2}}. \quad (4.33)$$

Согласно (4.33) частотная характеристика в области верхних частот ограничена двумя асимптотами. Первая асимптота представляет прямую линию, проходящую на уровне K_{0E} (область средних частот) параллельно оси частот. Реальная частотная характеристика стремится к этой асимптоте при уменьшении частоты ниже f_B . Вторая асимптота в логарифмическом масштабе представляет прямую линию, спадающую со скоростью 6дБ на октаву при увеличении частоты свыше f_B . Действительно, когда $(f/f_B)^2$ в выражении (4.26) становится заметно больше единицы, K_{BE} начинает изменяться пропорционально частоте, т.е. при изменении частоты в два раза (на октаву) коэффициент усиления изменяется тоже в два раза (на -6 дБ/окт).

Обе асимптоты пересекаются в точке, соответствующей частоте f_B . Реальная характеристика в этой точке имеет спад -3 дБ (рис. 4.8).

Фазовая характеристика определяется из (4.32) как арктангенс отношения мнимой части к действительной:

$$\varphi_B = -\arctg(f / f_B) = -\arctg 2\pi f C_0 R_{\text{ЭКВ}}. \quad (4.34)$$

Частотно-зависимый фазовый сдвиг φ_B для области верхних частот можно проанализировать с помощью эквивалентной схемы (см. рис. 4.7). Если частота стремится к бесконечности, то сопротивление емкости C_0 стремится к нулю и входная цепь приобретает чисто активный характер (ток в ней определяется только активными сопротивлениями $R'_И$ и r_B). В этом случае ток, протекающий по входной цепи, совпадает по фазе с приложенной ЭДС $E_И$. Входной ток, протекая далее по емкости C_0 , создаст на ней падение напряжения $u_{BЭ}$, отстающее от тока на 90° . В свою очередь ток управляемого генератора $S_{u_{BЭ}}$ и напряжение на выходе будут находиться в фазе с $u_{BЭ}$, следовательно, выходное напряжение будет отставать от ЭДС $E_И$. При стремлении частоты к нулю сопротивление емкости C_0 стремится к бесконечности. В этом случае ток сигнала перестает протекать по емкости C_0 и течет только по активным сопротивлениям $R'_И$, r_B , $r_{BЭ}$. Протекая по $r_{BЭ}$, этот ток создает падение напряжения $u_{BЭ}$, фаза которого совпадает с фазой входного сигнала. В свою очередь фаза напряжения $u_{BЭ}$ и определяет фазу выходного тока $S_{u_{BЭ}}$. Следовательно, сдвиг по фазе между $E_И$ и выходным напряжением u_2 становится равным нулю (см. рис. 4.8).

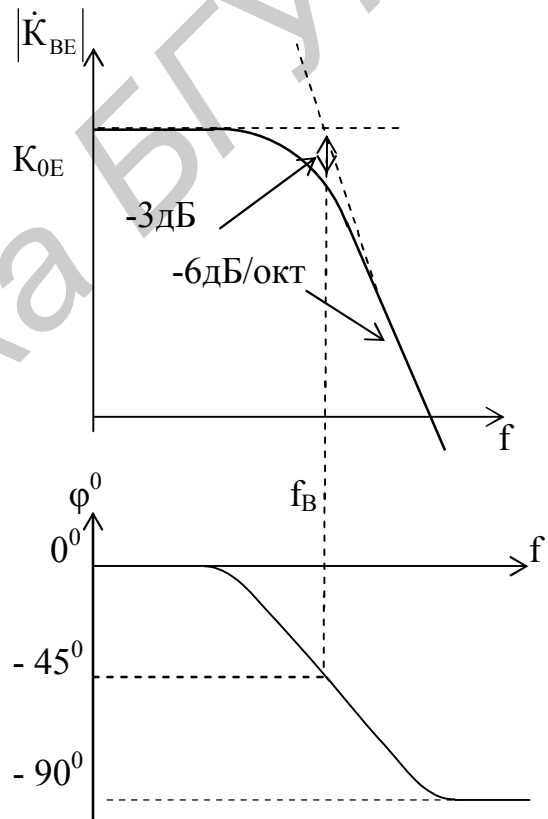


Рис. 4.8

Воспользуемся выражением (4.33) и найдем частотные искажения в области верхних частот:

$$M_B = \frac{K_{BE}}{K_{0E}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (f / f_B)^2}}, \quad (4.35)$$

$$M_{B\text{дБ}} = -10 \lg[1 + (f / f_B)^2]. \quad (4.35a)$$

Как следует из (4.31) и (4.35), для расширения частотной характеристики в области верхних частот (увеличения частоты f_B) и уменьшения частотных искажений необходимо уменьшать сопротивление $R_{ЭКВ}$ и емкость C_0 . Величина $R_{ЭКВ}$ зависит от сопротивления источника сигнала и сопротивления делителя в цепи базы. Величина входной динамической емкости C_0 зависит от параметров выбранного транзистора и сопротивления нагрузки (для схемы на рис. 4.7 сопротивлением нагрузки служит $R_3 = R_H$):

$$C_0 = C_{Б'Э} + C_K(1 + SR_H) .$$

Уменьшение R_3 ведет к снижению C_0 и расширению частотной и фазовой характеристик.

4.2.4. Переходная характеристика транзисторного резисторного

каскада

Для нахождения математического выражения переходной характеристики пользуются операторным методом [9], который заключается в следующем:

1. С помощью прямого преобразования Лапласа находят изображение $E(p)$ входного сигнала $E(t)$:

$$E_H(p) = L[E_H(t)].$$

2. Заменяя множитель $j\omega$ в выражении для коэффициента передачи на оператор p , переходят к его операторной форме:

$$K(j\omega) \rightarrow K(p).$$

3. Определяют изображение выходного сигнала $U_2(p)$:

$$U_2(p) = K(p) E_H(p).$$

4. Используя обратное преобразование Лапласа, находят оригинал выходного напряжения:

$$U_2(t) = L^{-1}[U_2(p)].$$

5. Поделив выходное напряжение на $K_{0E}E_{И}(t)$, получают выражение относительной переходной характеристики:

$$h(t) = U_2(t) / K_{0E} E_{И}(t).$$

Переходная характеристика рассматриваемого каскада для области больших времен определяется входной цепью, состоящей из $E_{И}$, $R_{И}$, C_1 , и $R_{ВХ}$ (см. рис. 4.4, б). Действительно, в первый момент времени при подаче единичного скачка $E_{И} = E(1)$ (1.31) незаряженный конденсатор C_1 имеет бесконечно малое сопротивление и ток в цепи ограничивается только сопротивлениями $R_{ВХ}$ и $R_{И}$ (см. рис. 4.9). В дальнейшем емкость C_1 заряжается до значения $E_{И}$, ее сопротивление увеличивается до бесконечности и ток в цепи снижается до нуля. Точно так же уменьшается напряжение U_1 , создаваемое этим током на входном сопротивлении каскада $R_{ВХ}$. Напряжение на выходе U_2 повторяет форму напряжения U_1 . Ограничив время воздействия входного временем $t_{и}$, можно найти, насколько снизится уровень выходного напряжения в этот момент, т.е. определить скалывание $-\Delta$ вершины импульса длительностью $t_{и}$.

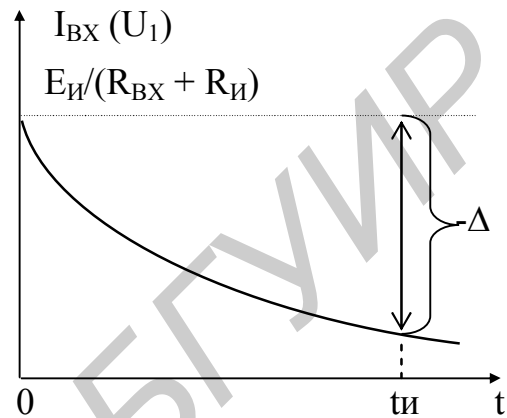


Рис. 4.9

Определим переходную характеристику транзисторного резисторного каскада для области больших времен. Сначала с помощью прямого преобразования Лапласа найдем изображение входного сигнала, в качестве которого используем единичный скачок напряжения. Согласно этому преобразованию для изображения единичной функции получим

$$E(p) = L[E(1)] = \int_0^{\infty} E(1) e^{-pt} dt = E(1) / p. \quad (4.36)$$

Заменим $j\omega$ в (4.14) оператором p и получим выражение для K_{HE} в операторной форме:

$$K_H(p) = \frac{K_{0E}}{1 + 1/pC_1(R_{И} + R_{ВХ})} = \frac{K_{0E}}{1 + 1/\tau_H p}, \quad (4.37)$$

где $\tau_H = C_1(R_{И} + R_{ВХ})$.

Найдем изображение выходного напряжения $U_2(p)$:

$$U_2(p) = K_H(p)E(p) = \frac{K_{0E}E(1)}{p + 1/\tau_H}. \quad (4.38)$$

Воспользуемся обратным преобразованием Лапласа и найдем оригинал выходного напряжения:

$$U(t) = L^{-1}[U_2(p)] = 1/2j\pi \int_{b-j\infty}^{b+j\infty} U_2(p)e^{pt} dp. \quad (4.39)$$

Использование интеграла (4.39) для нахождения оригинала выходного напряжения не всегда оказывается удобным. В настоящее время существуют весьма объемные таблицы соответствия между наиболее часто встречающимися оригиналами и их изображениями [9]. Эти таблицы чаще всего используются для определения переходной характеристики. Воспользуемся табличным значением:

$$\frac{A}{p + B} = Ae^{-Bt},$$

где в соответствии с (4.31) $A = K_{0E}$, $B = \frac{1}{\tau_H}$.

Отсюда

$$U_2(t) = K_{0E}e^{-t/\tau_H}. \quad (4.40)$$

Если входной сигнал, соответствующий единичной функции, заменить прямоугольным импульсом длительностью $t_{И}$ и ЭДС $E(t)$, то получим

$$U_2(t) = K_{0E}E(t)e^{-t_{И}/\tau_H}. \quad (4.40a)$$

Разложив $e^{-t_{И}/\tau_{Н}}$ в степенной ряд и ограничив его двумя первыми членами, что вполне допустимо при сравнительно малом значении аргумента ($t_{И}/\tau_{Н} < 0.1 - 0.2$), получим

$$U_2(t) = K_{0E} E(t) \left[1 - \frac{t_{И}}{\tau_{Н}} + \frac{1}{2!} \frac{t_{И}^2}{\tau_{Н}^2} \right],$$

$$U_2(t) = K_{0E} E(t) \left[1 - \frac{t_{И}}{\tau_{Н}} \right]. \quad (4.41)$$

Относительная переходная характеристика для области больших времен будет иметь вид

$$h(t) = \frac{U_2(t)}{K_{0E} E(t)} = 1 - \frac{t_{И}}{\tau_{Н}}. \quad (4.42)$$

Из (4.41, 4.42) следует, что скалывание вершины импульса Δ в момент его окончания будет равно $t_{И} / \tau_{Н}$. Для уменьшения спада вершины импульса необходимо увеличивать постоянную времени $\tau_{Н}$. Проще всего это достигается увеличением емкости конденсатора C_1 .

Форму сигнала на выходе усилителя при подаче на его вход прямоугольного импульса большой длительности можно найти, если рассмотреть реакцию усилителя на две единичные функции разной полярности, сдвинутые во времени на величину $t_{И}$. Выходной сигнал найдется путем алгебраического сложения реакций от каждого воздействия в отдельности (см. рис. 4.10). На этом рисунке сплошной линией представлена реакция транзисторного резисторного каскада на прямоугольный импульс достаточно большой длительности.

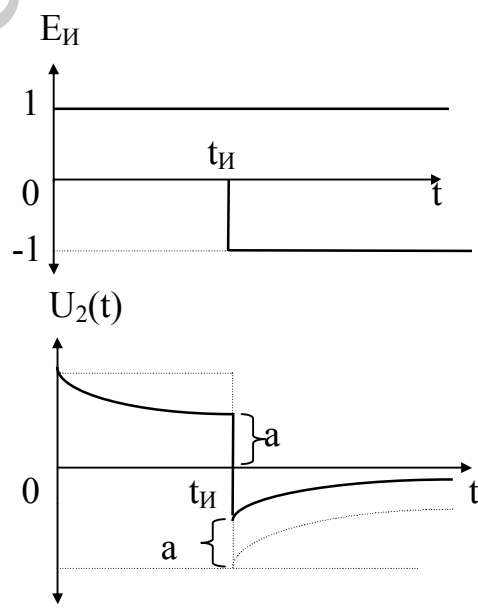


Рис. 4.10

Рассмотрим переходную характеристику каскада в области малых времен. Переходные процессы в области малых времен определяются такой же эквивалентной схемой каскада, как и для области высоких частот в частотной характеристике. Действительно, эта эквивалентная схема позволяет описать процессы в усилителе, проходящие с большой скоростью, что характерно как для области малых времен, так и для области высоких частот. Действия по определению переходной характеристики для области малых времен не отличаются от рассмотренных в предыдущем разделе, когда рассматривалась переходная характеристика для области больших времен. Сначала определяем изображение входного сигнала $E_{И}/p$, затем из (4.25) находим коэффициент усиления в операторной форме $K(p)$ и с его помощью изображение выходного напряжения:

$$E(p) = \frac{E_{И}}{p}, \quad K(p) = \frac{K_{0E}}{1 + p\tau_B}, \quad U_2(p) = K(p)E(p) = \frac{E_{И}K_{0E}}{p(1 + p\tau_B)}. \quad (4.43)$$

С помощью таблиц для обратного преобразования Лапласа находим оригинал выходного напряжения и относительную переходную характеристику:

$$U_2(t) = E_{И}K_{0E}(1 - e^{-t/\tau_B}), \quad (4.44)$$

$$h(t) = \frac{U_2(t)}{E_{И}K_{0E}} = 1 - e^{-t/\tau_B}. \quad (4.45)$$

Вид переходной характеристики согласно (4.45) представлен на рис. 4.11, а.

Выражение (4.45) позволяет определить такой важный параметр, как время установления. Приравняем $h(t)$ в моменты времени t_1 и t_2 величинам 0,1 и 0,9 соответственно:

$$h(t_1) = 0,1 = 1 - e^{-t_1/\tau_B}, \quad 0,9 = e^{-t_1/\tau_B}; \quad (4.46)$$

$$h(t_2) = 0,9 = 1 - e^{-t_2/\tau_B}, \quad 0,1 = e^{-t_2/\tau_B}. \quad (4.47)$$

Прологарифмируем (4.46, 4.47) и решим полученные уравнения относительно t_1 и t_2 :

$$\ln 0,9 = -t_1/\tau_B, \quad -0,1 = -t_1/\tau_B, \quad t_1 = 0,1\tau_B; \quad (4.48)$$

$$\ln 0,1 = -t_2/\tau_B, \quad -2,3 = -t_2/\tau_B, \quad t_2 = 2,3\tau_B. \quad (4.49)$$

Отсюда время установления t_y определится как разность между t_2 и t_1 :

$$\begin{aligned} t_y &= t_2 - t_1 = 2,3\tau_B - 0,1\tau_B = 2,2\tau_B = \\ &= 2,2C_0R_{\text{ЭКВ}} = 2,2/2\pi f_B = 0,35f_B. \end{aligned} \quad (4.50)$$

Из (4.50) следует, что время установления t_y и верхняя граничная частота связаны между собой коэффициентом 0,35. Эта связь сохраняется практически для всех усилительных каскадов. Время установления в транзисторном резисторном каскаде получается тем меньше, чем меньше постоянная времени $\tau_B = C_0R_{\text{ЭКВ}}$ (4.30), или чем выше верхняя граничная частота $f_B = 1/2\pi C_0R_{\text{ЭКВ}}$ (4.31).

Реакцию транзисторного каскада на короткий импульс можно рассмотреть, подав на вход усилителя два единичных скачка разной полярности, сдвинутых во времени относительно друг друга на время $t_{\text{и}}$. Выходное напряжение определяется как алгебраическая сумма реакций на каждый единичный скачок (см. рис. 4.11, б). Чтобы выходной импульс приближался по своей форме к прямоугольному, необходимо иметь длительность импульса большую, чем время установления $t_{\text{и}} > t_y$. При обратном неравенстве импульс не сможет достичь своего максимального значения, а его форма будет заметно отличаться от формы прямоугольной.

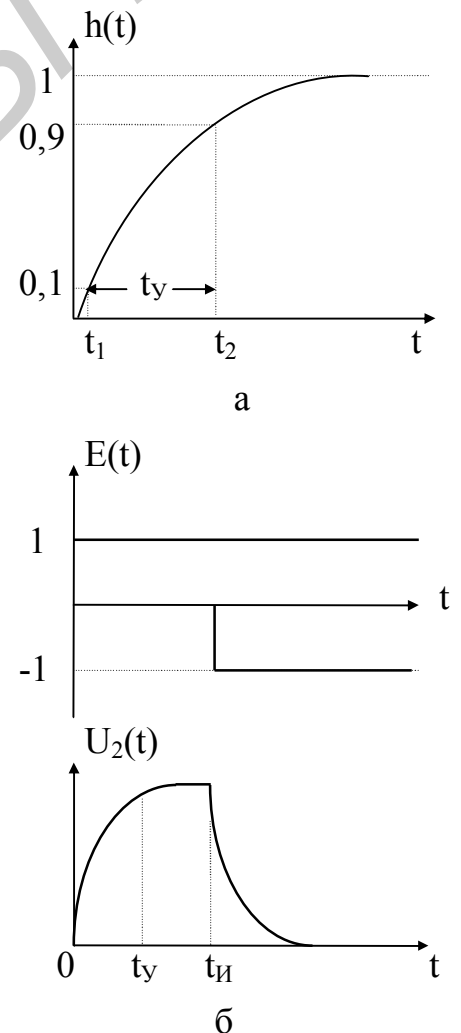


Рис. 4.11

4.3. Резисторный каскад на полевом транзисторе

4.3.1. Принципиальная и общая эквивалентные схемы

Принципиальная схема резисторного каскада на полевом транзисторе с затвором в виде р-n-перехода с каналом n-типа представлена на рис. 4.12.

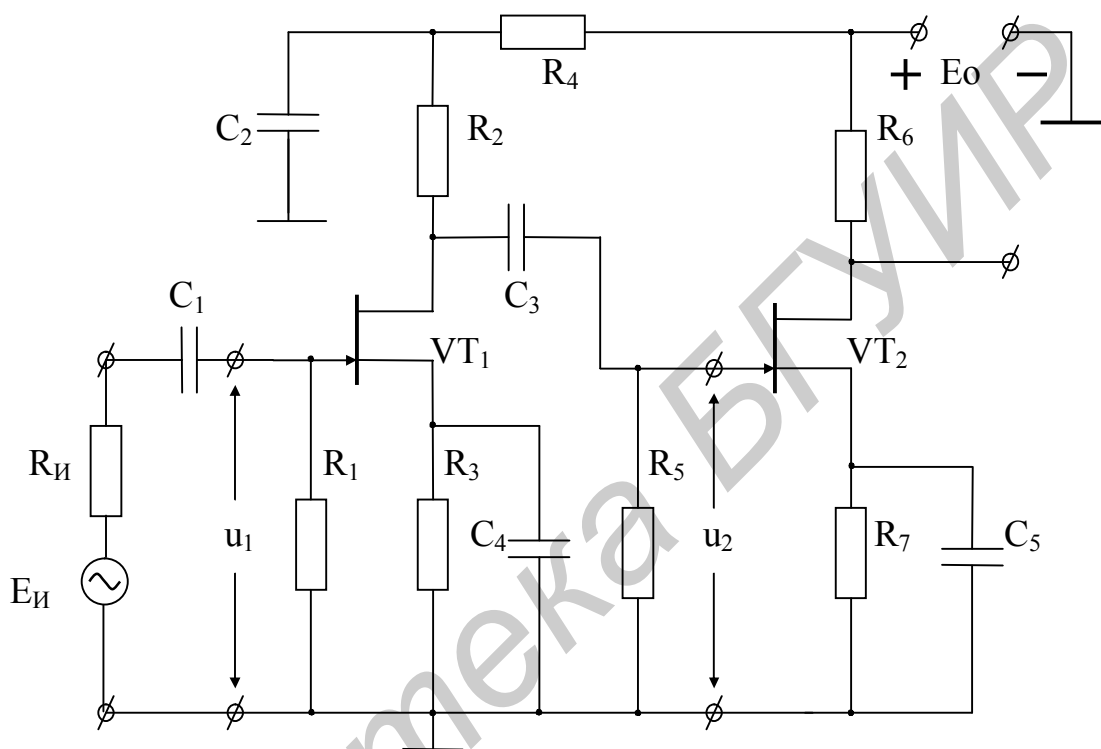


Рис. 4.12

Назначение основных элементов в этой схеме такое же, как и в схеме каскада на биполярном транзисторе:

$E_{и}$, $R_{и}$ – источник сигнала и его внутреннее сопротивление;

C_1 , C_3 – разделительные емкости;

R_1 , R_2 – сопротивления, обеспечивающие подачу необходимого смещения в цепь затвора;

R_3 – нагрузка каскада по постоянному току;

C_2 , R_4 – фильтр в цепи питания ;

C_4 – служит для устранения последовательной отрицательной обратной связи.

Составим полную эквивалентную схему каскада на транзисторе VT_1 (рис. 4.13, а). Обычно конденсаторы C_4 , C_2 выбираются достаточно большой

величины, чтобы их сопротивления на нижней частоте полосы пропускания стремились к нулю.

Это позволяет исключить их из эквивалентной схемы (см. рис. 4.13, а), а вместе с ними – и резисторы R_3 и R_4 . Эквивалентная схема при этом принимает вид, как на рис. 4.13, б. На этих схемах конденсатор C_0 представляет собой

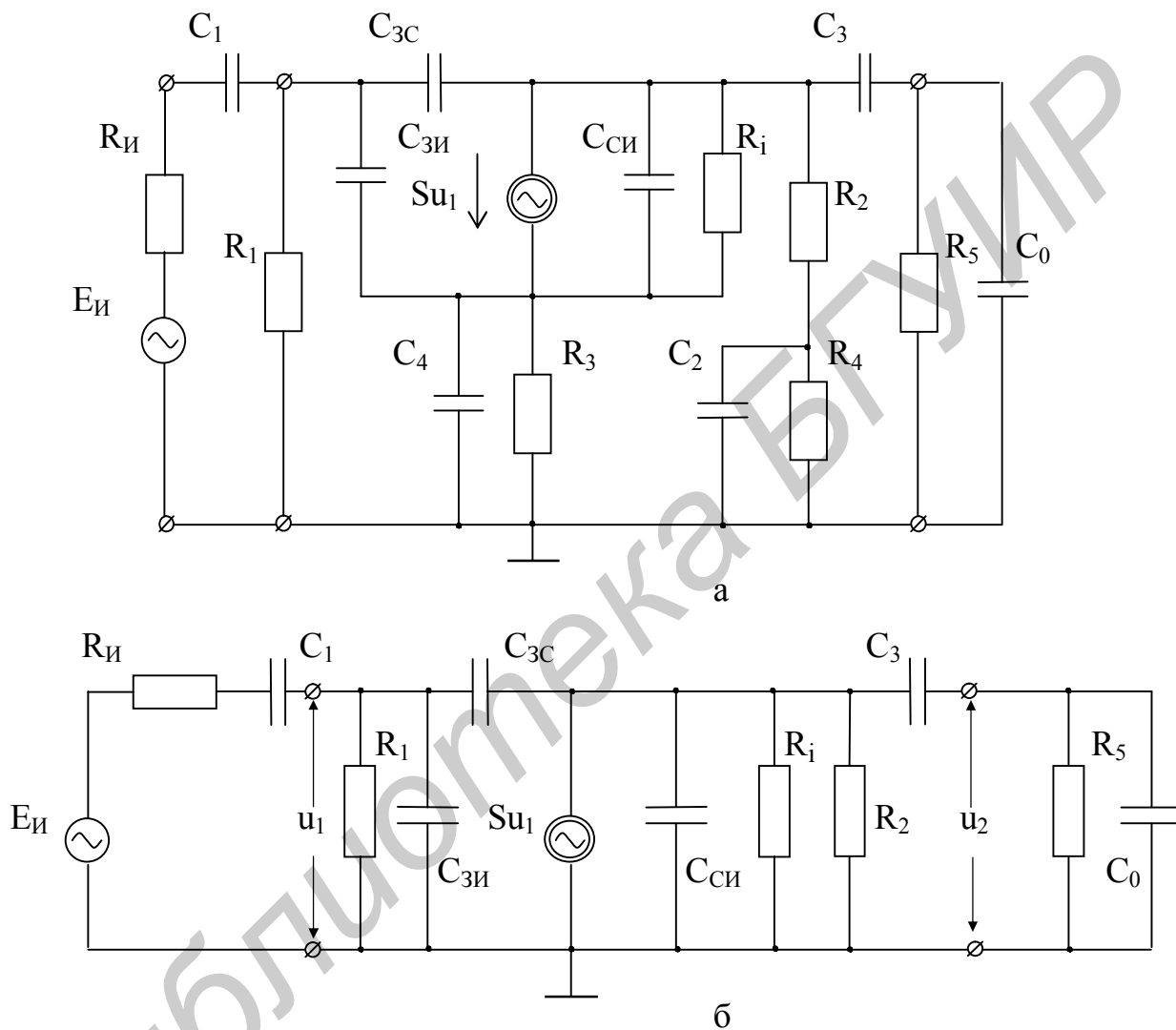


Рис. 4.13

входную динамическую емкость следующего транзистора (VT_2), которая определяется выражением (3.29). Входная цепь транзистора VT_1 также может быть представлена параллельным соединением его входной динамической емкости и сопротивления, включенного между затвором и землей (активная составляющая сопротивления между затвором и истоком транзистора принимается равной бесконечности).

Будем считать, что напряжение u_1 на входе транзистора (см. рис. 4.13) поддерживается постоянным во всем диапазоне частот. Это позволяет

представить рассматриваемый транзистор в виде эквивалентного генератора тока, величина которого равна Su_1 и не зависит от частоты и не рассматривать влияние сопротивления источника сигнала $R_{И}$ и входной разделительной емкости C_1 на частотную характеристику каскада.

Конденсатор $C_{СИ}$ из-за своей малой величины влияет на работу каскада только в области высоких частот, на которых сопротивление емкости C_3 можно считать равным нулю.

Это позволяет объединить конденсаторы C_0 и $C_{СИ}$, заменив их конденсатором $C_{Н}$. Эквивалентная схема (см. рис. 4.13, б) с учетом всех этих преобразований примет

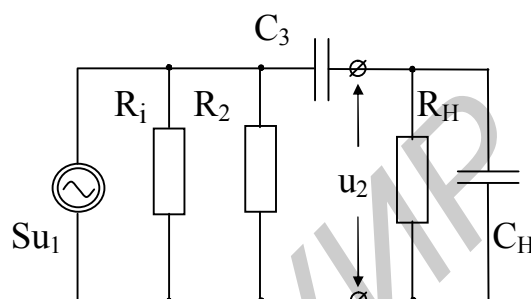


Рис. 4.14

вид рис. 4.14. Использование этой схемы для анализа частотной характеристики резисторного каскада на полевом транзисторе не вызывает затруднений.

4.3.2. Частотная характеристика. Область средних частот

Разделительный конденсатор C_3 в схеме (см. рис. 4.12) выбирается большой величины, чтобы на самой низкой частоте усиливаемого сигнала он не создавал заметного препятствия для его прохождения с выхода рассматриваемого каскада на вход следующего.

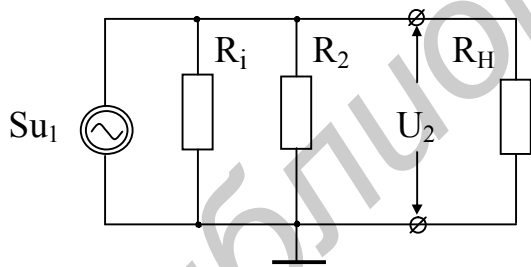


Рис. 4.15

Поэтому сопротивление C_3 в области средних частот можно считать равным нулю. Напротив, сопротивление конденсатора $C_{Н}$ в области средних частот оказывается намного больше, чем остальные сопротивления схемы, следовательно, ток по нему практически не протекает. В результате схема (см. рис. 4.14) еще более упрощается до вида на рис. 4.15. Коэффициент усиления для этой схемы будет равен

$$K_0 = \frac{u_2}{u_1} = \frac{Su_1 R_{ЭКВ}}{u_1} = SR_{ЭКВ}, \quad (4.51)$$

где
$$R_{\text{ЭКВ}} = \frac{1}{1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_H} .$$

Величина K_0 прямо пропорционально зависит от крутизны транзистора в рабочей точке. При малых уровнях входного сигнала крутизну транзистора можно поднять, увеличивая ток в рабочей точке. Однако это увеличение ограничено тем, что переход затвор-исток при возрастании входного напряжения в отдельные моменты времени может оказаться в открытом состоянии, и сигнал будет искажаться. Поэтому минимальное постоянное напряжение на затворе не может быть меньше амплитуды усиливаемого сигнала.

Величина сопротивления $R_{\text{ЭКВ}}$ также влияет на K_0 . Значение $R_{\text{ЭКВ}}$ определяется всеми тремя сопротивлениями R_i , R_2 и R_H . Сопротивление R_i задается положением рабочей точки и не может быть изменено в значительных пределах. Через резистор R_2 подается питание на сток транзистора. Первоначально увеличение R_2 вызывает пропорциональный рост K_0 . Однако затем дальнейший рост замедляется, и коэффициент усиления начинает снижаться, так как напряжение на стоке уменьшается. Это в свою очередь ведет к уменьшению крутизны транзистора и появлению нелинейных искажений. Чаще всего сопротивление R_2 выбирают из условия получения максимального неискаженного выходного сигнала, т.е. таким образом, чтобы постоянное напряжение на стоке примерно равнялось половине напряжения питания.

На практике резистор R_H всегда оказывается много больше, чем R_i и R_2 , поэтому значительное увеличение R_H в принципе возможно, но нецелесообразно. Общее сопротивление параллельного соединения этих резисторов всегда оказывается меньше меньшего из них, и после определенного предела рост R_H не приводит к увеличению $R_{\text{ЭКВ}}$.

4.3.3. Частотная характеристика. Область нижних частот

В области нижних частот влияние емкости C_0 не проявляется, так как из-за малой величины ее сопротивление оказывается очень большим и ток через эту емкость не протекает. Следовательно, её можно исключить из эквивалентной схемы, и тогда схема для анализа частотной характеристики в области нижних частот принимает вид, аналогичный рис. 4.16, а.

Для удобства анализа заменим генератор тока в схеме (см. рис. 4.16, а) эквивалентным генератором напряжения с эквивалентной ЭДС E и с эквивалентным внутренним сопротивлением R (см. рис. 4.16, б):

$$E = Su_1 \frac{R_i R_2}{R_i + R_2} = Su_1 R, \quad R = \frac{R_i R_2}{R_i + R_2}. \quad (4.52)$$

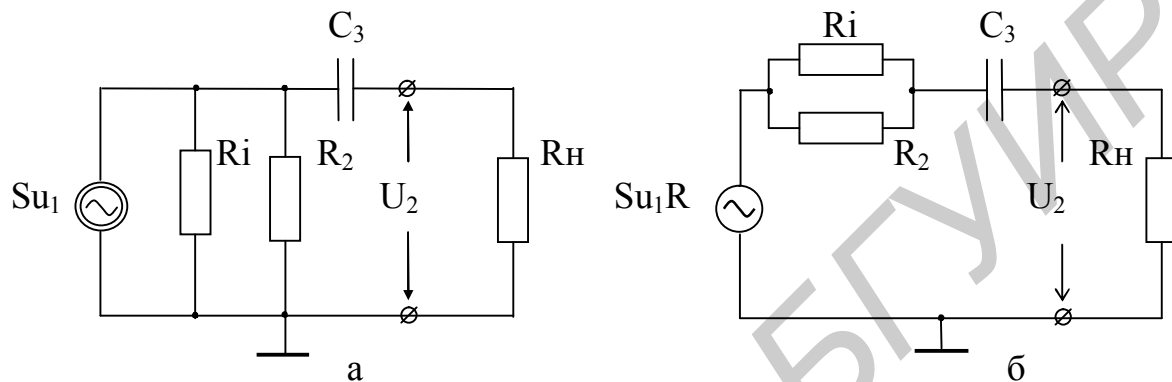


Рис. 4.16

Теперь выходное напряжение u_2 будет равно

$$u_2 = \frac{Su_1 R R_H}{R + R_H + 1/j\omega C_3}. \quad (4.53)$$

Коэффициент усиления в области низких частот K_H найдем, поделив (4.53) на напряжение u_1 :

$$\dot{K}_H = \frac{u_2}{u_1} = \frac{S R R_H}{R + R_H + 1/j\omega C_3} = \frac{S R R_H}{R + R_H} \frac{1}{1 + 1/j\omega C_3 (R + R_H)}. \quad (4.54)$$

Нетрудно видеть, что в первом сомножителе (4.54) имеется параллельное соединение R и R_H , равное согласно (4.51) сопротивлению $R_{\text{ЭКВ}}$. Следовательно, первый сомножитель в (4.54) является коэффициентом усиления каскада в области средних частот K_0 , и теперь (4.54) можно переписать в следующем виде:

$$\dot{K}_H = \frac{K_0}{1 + 1/j\omega C_3 R'} = \frac{K_0}{1 + 1/j\omega \tau_H}, \quad \tau_H = C_3 R', \quad (4.54a)$$

где

$$R' = R + R_H = R_H + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Найдя модуль выражения (4.54a), определим частотную характеристику для схемы (см. рис. 4.16):

$$|\dot{K}_H| = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (1/j\omega\tau_H)^2}}. \quad (4.55)$$

Как следует из схемы (см. рис. 4.16, б), при стремлении частоты к нулю реактивное сопротивление конденсатора C_3 растет, уменьшается ток в контуре и снижается падение напряжения на сопротивлении нагрузки R_H (u_2). Полученное выражение (4.55) соответствует этому физическому процессу. Действительно, с уменьшением частоты растет второй член в подкоренном выражении, что и приводит к снижению коэффициента усиления.

Нижнюю граничную частоту найдем, приравняв к двойке подкоренное выражение в (4.55):

$$1 + \left(\frac{1}{\omega_H \tau_H} \right)^2 = 2, \quad f_H = \frac{1}{2\pi\tau_H} = \frac{1}{2\pi C_3 R'}. \quad (4.56)$$

Определим фазовую характеристику каскада для области нижних частот, для чего комплексное выражение (4.54a) преобразуем в алгебраическую форму и найдем арктангенс отношения мнимой части к действительной:

$$\varphi = \arctg \frac{1}{\omega C_3 R'} = \arctg \frac{1}{\omega \tau_H} = \arctg \frac{f_H}{f}. \quad (4.57)$$

Анализируя схему (см. рис. 4.16, а), легко видеть, что на низких частотах сопротивление выходной цепи каскада на полевом транзисторе является комплексным и имеет емкостный характер. Ток в этой цепи опережает приложенное к входу напряжение u_1 на угол $0^0 < \varphi < 90^0$. Следовательно, выходное напряжение u_2 , выделяющееся на активном сопротивлении R_H , будет совпадать по фазе с током, а значит, опережать входное u_1 на тот же угол φ .

Частотные искажения в резисторном каскаде на полевом транзисторе будут определяться выражениями, аналогичными (4.23) и (4.23а). Для расширения частотной и фазовой характеристик в сторону более низких частот необходимо увеличивать постоянную времени $\tau_H = C_3 R'$. Проще всего это удастся сделать за счет увеличения разделительной емкости C_3 . Сопротивление R' в основном определяется значением сопротивления R_H , которое всегда оказывается много больше, чем параллельное соединение R_1 и R_2 .

В области низких частот формы частотной и фазовой характеристик резисторного каскада на полевом транзисторе не отличаются от формы аналогичных характеристик резисторного каскада на биполярном транзисторе (см. рис. 4.5).

Переходная характеристика каскада на полевом транзисторе для области больших времен также не отличается от соответствующей характеристики каскада на биполярном транзисторе. Этот вывод следует из того, что соответствующие эквивалентные схемы каскадов (см. рис. 4.4, б и рис. 4.16, б) отличаются друг от друга лишь обозначением элементов.

4.3.4. Частотная характеристика. Область верхних частот

Эквивалентная схема, поясняющая работу резисторного каскада на полевом транзисторе в области верхних частот, приведена на рис. 4.17. На этой схеме

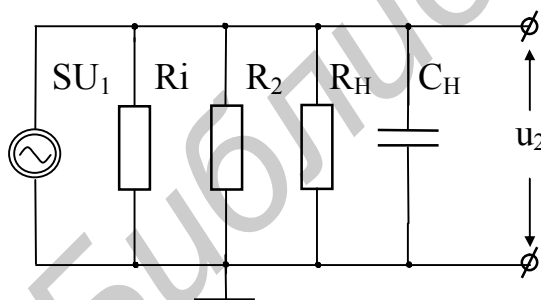


Рис. 4.17

отсутствует конденсатор C_3 , так как при большой величине этой емкости его сопротивление в области высоких частот можно считать равным нулю. Уместно напомнить, что конденсатор C_H включает в себя выходную емкость рассматриваемого транзистора $C_{СИ}$, емкость монтажа его выходной цепи и входную динамическую емкость следующего каскада:

$$C_H = C_{СИ} + [C_{ЗИ} + C_{ЗС}(1 + SR_H)]_{СЛ} + C_M.$$

Все три параллельных резистора в схеме (см. рис. 4.17) заменим эквивалентным сопротивлением $R_{\text{ЭКВ}}$ и найдем выходное напряжение u_2 :

$$u_2 = Su_1 Z_H = Su_1 \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{1 + j\omega C_H R_{\text{ЭКВ}}},$$

$$R_{\text{ЭКВ}} = \frac{1}{1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_H} \quad Z_H = \frac{1}{1/R_{\text{ЭКВ}} + j\omega C_H} = \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{1 + j\omega C_H R_{\text{ЭКВ}}},$$

где Z_H – параллельное соединение сопротивления $R_{\text{ЭКВ}}$ и емкости C_H .

Теперь коэффициент усиления каскада в области высоких частот будет равен

$$\dot{K}_B = \frac{u_2}{u_1} = \frac{SR_{\text{ЭКВ}}}{1 + j\omega C_H R_{\text{ЭКВ}}} = \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_B}, \quad (4.58)$$

где

$$K_0 = SR_{\text{ЭКВ}}, \quad \tau_B = C_H R_{\text{ЭКВ}}.$$

Выражение (4.58) позволяет найти частотную и фазовую характеристики резисторного каскада на полевом транзисторе в области высоких частот:

$$|\dot{K}_B| = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega C_H R_{\text{ЭКВ}})^2}} = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega\tau_B)^2}}, \quad (4.59)$$

$$\varphi = -\arctg \omega C_H R_{\text{ЭКВ}} = -\arctg \omega\tau_B = -\arctg \frac{f}{f_B}. \quad (4.60)$$

Верхнюю граничную частоту определим, приравняв единице второй член в подкоренном выражении в (4.59):

$$1 = \omega_B C_H R_{\text{ЭКВ}}, \quad f_B = \frac{1}{2\pi C_H R_{\text{ЭКВ}}} = \frac{1}{2\pi\tau_B}. \quad (4.61)$$

Учитывая (4.61), выражение (4.58) можно переписать в следующем виде:

$$\dot{K}_B = \frac{K_0}{1 + jf/f_B}.$$

Сравнение эквивалентных схем и выражений для частотных и фазовых характеристик резисторных каскадов на полевом и биполярном транзисторах показывает, что эти характеристики будут отличаться друг от друга только численными значениями.

Такой же вывод можно сделать и в отношении переходных характеристик для области больших и малых времен, так как фазовые частотные и переходные характеристики жестко связаны между собой.

4.4. Широкополосные каскады и коррекция частотных характеристик

4.4.1. Общие положения

Под коррекцией частотных характеристик понимают действия, направленные на придание им специальной формы. Это могут быть в первую очередь действия, направленные на расширение частотной характеристики в область верхних и нижних частот. В других случаях на частотной характеристике приходится искусственно создавать подъем или спад с заданной крутизной в определенной области частот. Необходимые изменения частотной характеристики могут достигаться двумя способами: введением частотно-зависимой обратной связи или использованием частотно-зависимой нагрузки. Эмиттерная (истоковая) высокочастотная коррекция направлена на расширение частотной характеристики в область верхних частот и осуществляется за счет частотно-зависимой отрицательной обратной связи по току, последовательной по входу, создаваемой сопротивлением в цепи эмиттера $R_Э$ (истока $R_И$) и подключенной параллельно ему сравнительно небольшой емкостью $C_Э$ ($C_И$). Параллельная, последовательная и сложная высокочастотная коррекции также направлены на расширение частотной характеристики, но используют для этого частотные свойства нагрузки.

4.4.2. Влияние цепи $R_Э, C_Э$ ($R_и, C_и$) на работу резисторного каскада

Сопротивление в цепи эмиттера так же, как и в цепи истока, ставится для задания рабочей точки и поддержания ее стабильности при воздействии различных дестабилизирующих факторов. Ранее уже было показано, что эти сопротивления приводят к появлению отрицательной обратной связи по току, последовательной по входу, которая может значительно уменьшить (в F раз) коэффициент сквозного усиления (3.68).

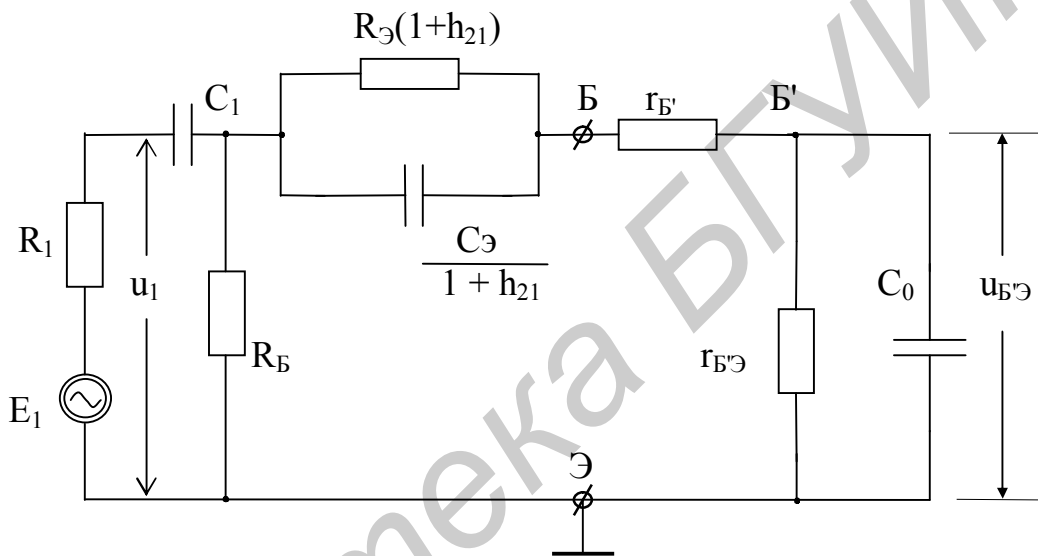


Рис. 4.18

Для анализа влияния $R_Э, C_Э$ на частотную характеристику каскада пересчитаем сопротивление $Z_Э$, состоящее из параллельного соединения $R_Э$ и $C_Э$, в базовую цепь и рассмотрим эквивалентную схему рис. 4.18. Пересчет сопротивления $Z_Э$ из эмиттерной цепи в базовую осуществляется умножением этого сопротивления на $1 + h_{21}$ (4.3). При этом сопротивление $R_Э$ возрастает, а емкость $C_Э$ уменьшается в $1 + h_{21}$.

Согласно второму закону Кирхгофа входное напряжение u_1 (при условии, что $C_1 \rightarrow \infty$) будет распределяться по элементам последовательной цепи, состоящей из пересчитанных во входную цепь $R_Э, C_Э$, сопротивления $r_{Б'}$ и параллельного соединения C_0 и $r_{Б'Э}$. Напряжение $u_{Б'Э}$, управляющее транзистором, а следовательно, и коэффициент усиления каскада будут зависеть от частотно-зависимого сопротивления параллельного соединения элементов $C_Э, R_Э$.

На рис. 4.19, а представлена частотная характеристика каскада без обратной связи ($R_{\text{Э}} = 0$), ограниченная частотами $f_{\text{Н}}$ (4.22) и $f_{\text{В}}$ (4.31). При введении частотно-независимой ОС ($R_{\text{Э}} \neq 0, C_{\text{Э}} = 0$) коэффициент усиления уменьшается, и изменяются граничные частоты. Нижняя граничная частота уменьшается, т.к. возрастает $R_{\text{ВХТ}}$ (4.2), и соответственно растет входное сопротивление каскада $R_{\text{ВХ}}$ (4.5). Естественно, рост входного сопротивления каскада ограничен величиной сопротивления $R_{\text{Б}}$, поэтому при малых значениях $R_{\text{Б}}$ входное сопротивление изменяется незначительно и $f_{\text{Н}}$ уменьшается слабо. Под влиянием отрицательной обратной связи верхняя граничная частота увеличивается (см. рис. 4.19, б) примерно в F раз (3.68).

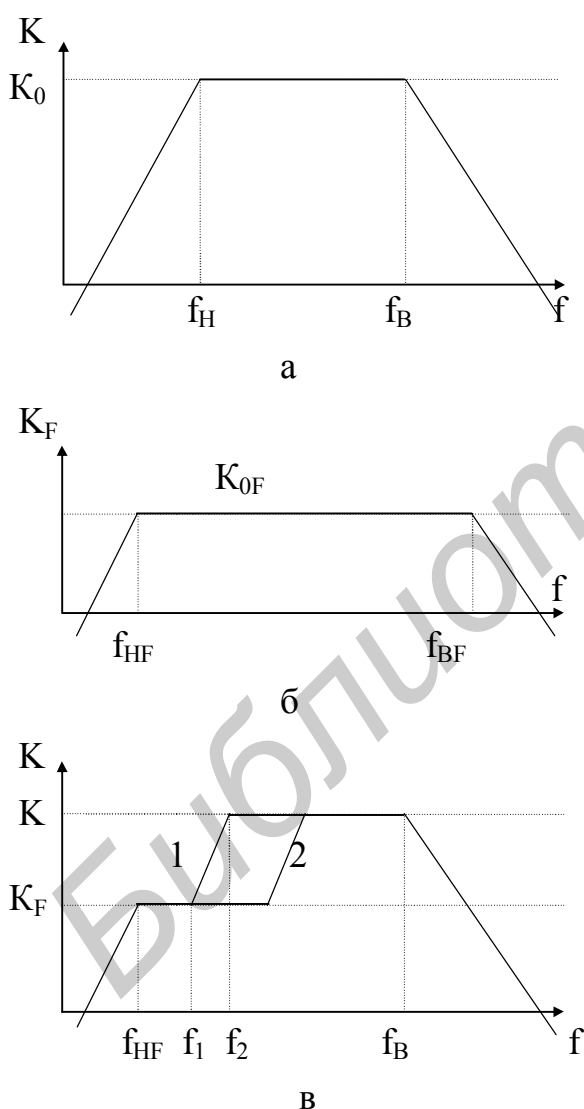


Рис. 4.19

Для дальнейшего рассмотрения примем $C_1 \rightarrow \infty, C_{\text{Э}} \neq 0$. В этом случае частота $f_{\text{Н}}$ стремится к 0, и можно считать, что емкость C_1 не влияет на частотную характеристику. Эквивалентная схема при этом несколько упростится (рис. 4.20). На этой схеме источник сигнала заменен эквивалентным генератором ЭДС E' и внутренним сопротивлением R' , равным параллельному соединению сопротивлений R_1 и $R_{\text{Б}}$.

На очень низких частотах сопротивление емкости $C_{\text{Э}}$ стремится к бесконечно большой величине, ток через нее практически не протекает, и частотная характеристика для этой области частот не отличается от приведенной на рис. 4.19, б для усилителя с обратной связью. С ростом частоты сопротивление емкости $C_{\text{Э}}$ уменьшается, ток, протекающий от источника сигнала через параллельное соединение $R_{\text{Э}}, C_{\text{Э}}$ и вход транзистора, воз-

растает, растет входное напряжение и соответственно увеличивается коэффициент усиления. Частотная характеристика приобретает подъем на данном уча-

стке (частота f_1 на рис. 4.19, в), который будет продолжаться до тех пор, пока сопротивление емкости $C_Э$ не превратится в короткое замыкание по сравнению с остальной цепью (частота f_2 на рис. 4.19, в), подключенной к зажимам емкости (обратная связь полностью исчезнет).

Таким образом, частота f_1 (на этой частоте глубина частотно-зависимой обратной связи начинает уменьшаться) может быть определена из равенства сопротивлений $R_Э$ и емкости $C_Э$, а частота f_2 (обратная связь исчезает совсем) – из равенства сопротивления емкости $C_Э$ и сопротивления всей цепи, подключенной к ней.

Частотная характеристика для этого случая представлена на рис. 4.19, в. Не трудно видеть, что при изменении величины емкости $C_Э$ участок характеристики между частотами f_1 и f_2 будет перемещаться параллельно самому себе вдоль оси частот (кривые 1 и 2). Изменение сопротивления $R_Э$ также приведет к изменению частот f_1 и f_2 и к изменению перепада между уровнями K и K_F (рис. 4.19, в), так как при этом будет меняться глубина обратной связи. Для получения равномерной частотной характеристики в области низких частот величину емкости $C_Э$ следует выбирать таким образом, чтобы частота f_2 не превышала частоту f_{HF} (4.22).

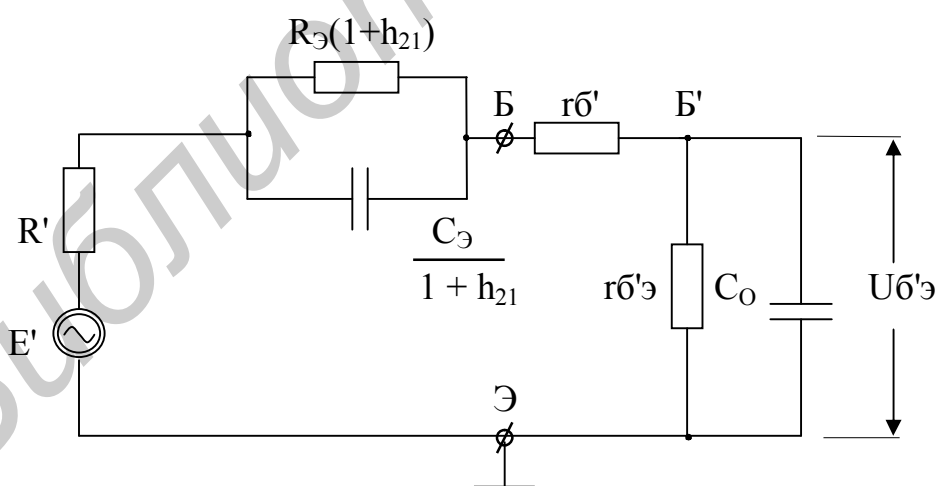


Рис. 4.20

$$\frac{1+h_{21}}{\omega_1 C_Э} = R_Э(1+h_{21}), \quad f_1 = \frac{1}{2\pi C_Э R_Э}, \quad (4.62)$$

$$\frac{1+h_{21}}{\omega_2 C_{\text{Э}}} = R, \quad R = \frac{R_{\text{Э}}(1+h_{21})(R'+h_{11})}{R'+R_{\text{Э}}(1+h_{21})+h_{11}},$$

$$R' = \frac{R_{\text{Б}}R_1}{R_{\text{Б}}+R_1}, \quad f_2 = \frac{1+h_{21}}{2\pi C_{\text{Э}}R}. \quad (4.63)$$

Цепь $C_{\text{Э}}$, $R_{\text{Э}}$ очень часто используется в качестве высокочастотной коррекции для расширения частотной характеристики. В этом случае величина емкости $C_{\text{Э}}$ выбирается таким образом, чтобы частота f_1 примерно совпадала с частотой f_{BF} , на которой начинается спад частотной характеристики в области верхних частот для усилителя, охваченного отрицательной обратной связью по току последовательной по входу. На частоте f_1 глубина ООС начинает уменьшаться, коэффициент усиления возрастает и компенсирует естественный спад частотной характеристики за частотой $f_{\text{BF}} \approx f_1$. В результате такой компенсации коэффициента усиления частотная характеристика расширяется в область высоких частот. Подбирая величину емкости $C_{\text{Э}}$, можно получить равномерную частотную характеристику с верхней граничной частотой, заметно превышающей частоту f_{BF} . Увеличение емкости $C_{\text{Э}}$ приведет к появлению подъема в области высоких частот и к сужению частотной характеристики. В случае оптимального подбора элементов эмиттерная высокочастотная коррекция позволяет расширить полосу пропускания при равномерной частотной характеристике в 1,45 – 1,6 раза.

Введение высокочастотной эмиттерной коррекции влияет и на форму переходной характеристики каскада. Так, расширение частотной характеристики в область верхних частот приводит к снижению переходных искажений в области малых времен, т.е. к пропорциональному уменьшению времени установления $t_{\text{у}}$. Подъем частотной характеристики в области верхних частот (при выборе соответствующей величины емкости $C_{\text{Э}}$) вызывает появление выброса δ на вершине переходной характеристики.

Следует отметить, что в каскадах усиления на полевых транзисторах сопротивление и емкость в цепи истока $R_{\text{и}}C_{\text{и}}$ играют такую же роль, как и цепочка $R_{\text{Э}}C_{\text{Э}}$ в каскадах на биполярных транзисторах, а значит, и их влияние на час-

тотную и переходную характеристики каскада на ПТ не будет отличаться от рассмотренного выше.

4.4.3. Высокочастотная индуктивная коррекция

Работа высокочастотной индуктивной коррекции основана на применении частотно-зависимой нагрузки, в качестве которой используется в простейшем случае колебательный контур, образованный индуктивностью, сопротивлением нагрузки и емкостью, шунтирующей нагрузку. В транзисторном резисторном каскаде простая высокочастотная индуктивная коррекция осуществляется за счет включения малой индуктивности последовательно с сопротивлением в цепи коллектора. Из-за малой величины эта индуктивность не оказывает никакого влияния на частотную характеристику в области низких и средних частот.

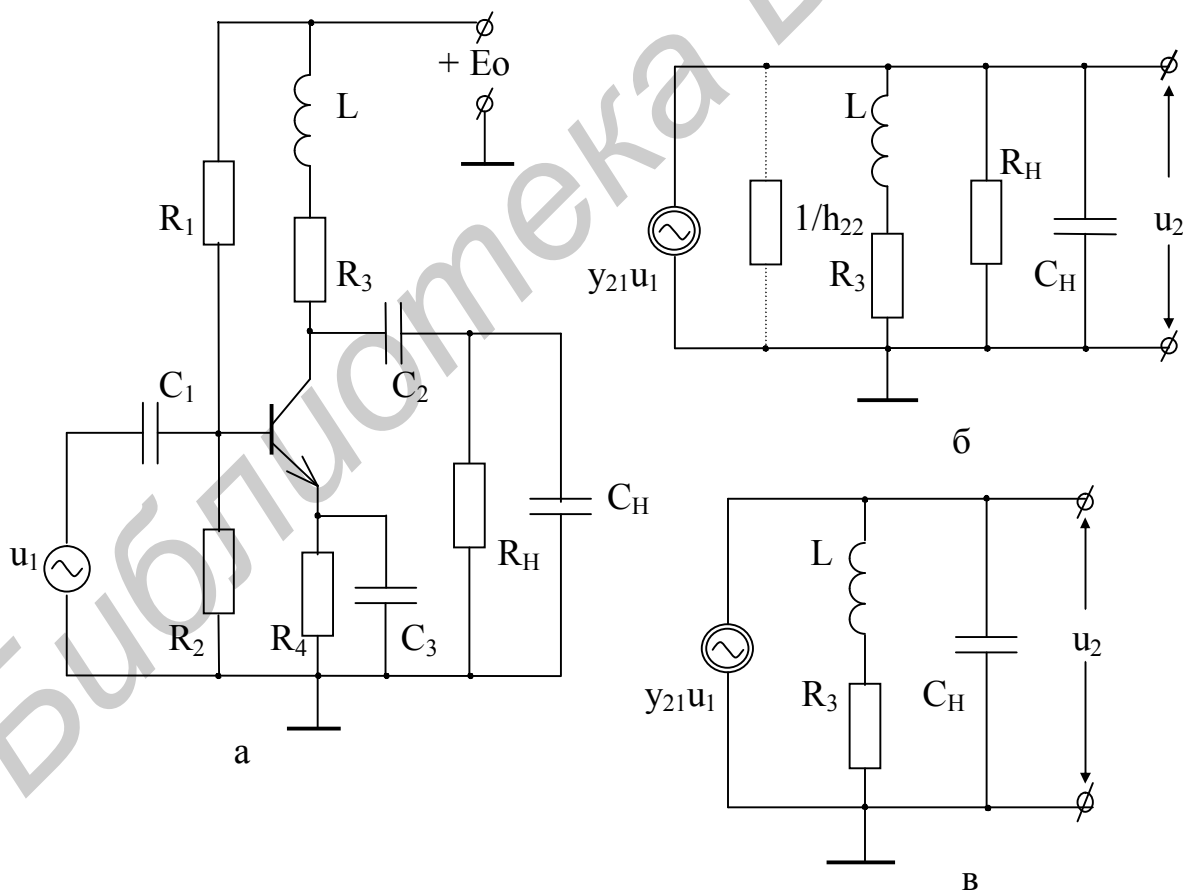


Рис. 4.21

Поэтому эквивалентные схемы каскада с простой индуктивной коррекцией для области нижних и средних частот не отличаются от аналогичных

схем обычного резисторного каскада. На рис. 4.21, а представлена принципиальная схема транзисторного каскада с высокочастотной индуктивной параллельной коррекцией.

Эквивалентная схема его выходной цепи для области высоких частот приведена на рис. 21, б, в. Как видно из схемы (рис. 4.21, б), в выходную цепь транзистора включен параллельный колебательный контур, состоящий из индуктивности L , коллекторного сопротивления R_3 и емкости нагрузки C_H .

Сопротивление нагрузки R_H и выходная проводимость транзистора h_{22} шунтируют этот колебательный контур и снижают его добротность. Наибольшей эффективности параллельной индуктивной коррекции можно добиться только в каскаде, работающем на высокоомную нагрузку ($R_H \rightarrow \infty$), которая не будет существенно влиять на добротность рассматриваемого контура. Поэтому параллельная индуктивная коррекция не применяется в промежуточных каскадах усилителей на биполярных транзисторах. В этом случае малое входное сопротивление следующего каскада не позволяет получить необходимую добротность. В окончательном широкополосном транзисторном каскаде, работающем на высокоомную нагрузку, влиянием сопротивления нагрузки и выходной проводимости транзистора на частотную характеристику можно пренебречь. В этом случае эквивалентная схема выходной цепи принимает такой вид, как на рис. 4.21, в. Коэффициент передачи этой цепи для области верхних частот имеет вид [1]

$$K_B = y_{21} Z_H = y_{21} \frac{R_3 + j\omega L}{1 + j\omega C_H R_3 - \omega^2 C_H L} = y_{21} R_3 \frac{1 + j\omega L/R_3}{1 + j\omega C_H R_3 - \omega^2 C_H L}, \quad (4.64)$$

где Z_H – сопротивление нагрузки в цепи коллектора:

$$Z_H = \frac{1}{1/(R_3 + j\omega L) + j\omega C_H} = \frac{R_3 + j\omega L}{1 + j\omega C_H R_3 - \omega^2 C_H L}. \quad (4.65)$$

Упростим (4.64), используя следующие обозначения:

$$K_0 = y_{21} R_3, \quad \tau_B = C_H R_3, \quad a = \frac{L}{C_H R_3^2}, \quad (4.66)$$

$$K_B = K_0 \frac{1 + j\omega a \tau_B}{1 + j\omega \tau_B - \omega^2 a \tau_B^2}. \quad (4.67)$$

Коэффициент $a = L/C_H R_3^2$ в (4.66) называется *коэффициентом коррекции* и равняется квадрату добротности колебательного контура:

$$Q = \sqrt{L/C_H R_3^2}. \quad (4.68)$$

Поделив (4.67) на K_0 и взяв модуль, получим зависимость частотных искажений каскада M_B от частоты:

$$M_B = \frac{K_B}{K_0} = \sqrt{\frac{1 + (a\tau_B)^2 \omega^2}{1 + (1 - 2a)\tau_B^2 \omega^2 + a^2 \tau_B^4 \omega^4}}. \quad (4.69)$$

Согласно [15] наиболее широкая полоса пропускания без подъема получается, если коэффициенты, стоящие перед одинаковыми степенями ω в числителе и знаменателе под корнем в (4.66), равны между собой:

$$(a\tau_B)^2 = (1 - 2a)\tau_B^2.$$

Решение этого уравнения относительно a дает оптимальное значение $a_{opt} = 0.414$, при котором частотная характеристика каскада с индуктивной высокочастотной коррекцией получается равномерной и наиболее широкой.

Если создать условия, при которых величина a будет больше чем 0,414 (следует обратить внимание на то, что a является квадратом добротности коллекторного колебательного контура (4.66, 4.68)), то на частотной характеристике появляется

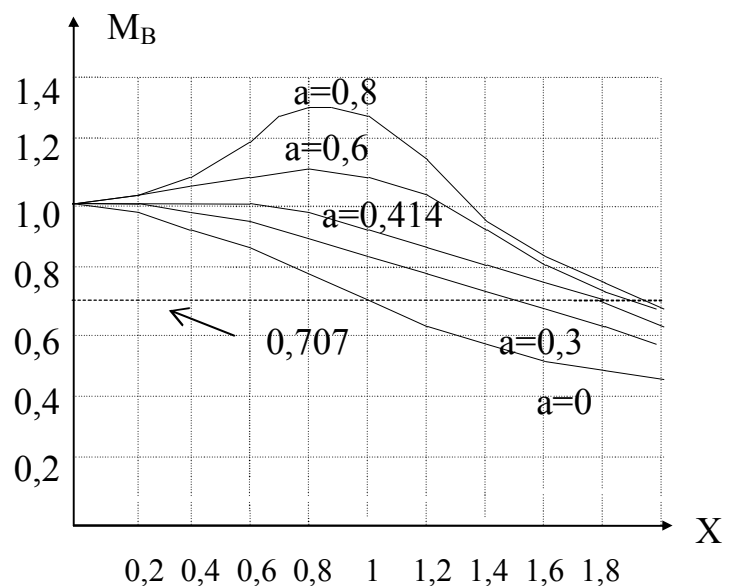


Рис. 4.22

выброс в области верхних частот, величина которого будет пропорциональна значению a . При этом будет незначительно расширяться полоса усиливаемых частот. На рис. 4.22 представлена зависимость относительного коэффициента усиления M_v (частотных искажений) от нормированной частоты $X = \tau_B \omega [1]$. Как видно из графика, при оптимальной коррекции ($a = 0,414$) полоса пропускания по уровню $0,707$ может быть расширена примерно в $1,8$ раза по сравнению с каскадом без коррекции ($a = 0$).

При введении высокочастотной индуктивной коррекции одновременно с изменением частотной характеристики изменяется и переходная характеристика. При отсутствии коррекции ($L = 0$) напряжение на выходе схемы (см. рис. 4.20, в), вызванное появлением единичного скачка u_1 на входе каскада, будет нарастать до уровня $u_{21} u_1 R_K$ в течение времени, необходимого для заряда до этого уровня емкости C_H . Заряд емкости осуществляется частью тока генератора $u_{21} u_1$, вторая часть тока этого генератора протекает через сопротивление R_3 . Введение коррекции ($L \neq 0$) приводит к тому, что индуктивность L в течение времени нарастания выходного напряжения своим большим сопротивлением как бы разрывает цепь для протекания тока генератора $u_{21} u_1$ через R_3 .

Таким образом, весь ток генератора идет на зарядку конденсатора C_H , и он заряжается значительно быстрее, чем в случае отсутствия коррекции. Такое перераспределение тока $u_{21} u_1$ ведет к уменьшению времени установления t_y . Если напряжение на емкости уже достигло величины $u_{21} u_1 R_3$, а ток через L , R_3 еще продолжает нарастать, то заряд емкости продолжается, напряжение на ней растет и на переходной характеристике появляется выброс δ , переходящий затем в затухающий колебательный процесс. Величина выброса зависит от добротности колебательного контура Q . Переходной процесс в контуре приобретает колебательный характер при добротности $Q > 0,5$.

Как следует из (4.66), при заданных значениях R_3 и C_H для получения оптимальной коррекции необходимо соответствующим образом подобрать величину индуктивности L . Следовательно, частота настройки колебательного контура и соответственно полоса пропускания каскада тоже оказываются заданными. Дальнейшее расширение полосы возможно только за счет уменьшения сопротивления R_3 , но при этом снижается усиление на средних частотах. Ослабить влияние емкости C_H удастся только путем усложнения схемы каскада (см. рис. 4.23).

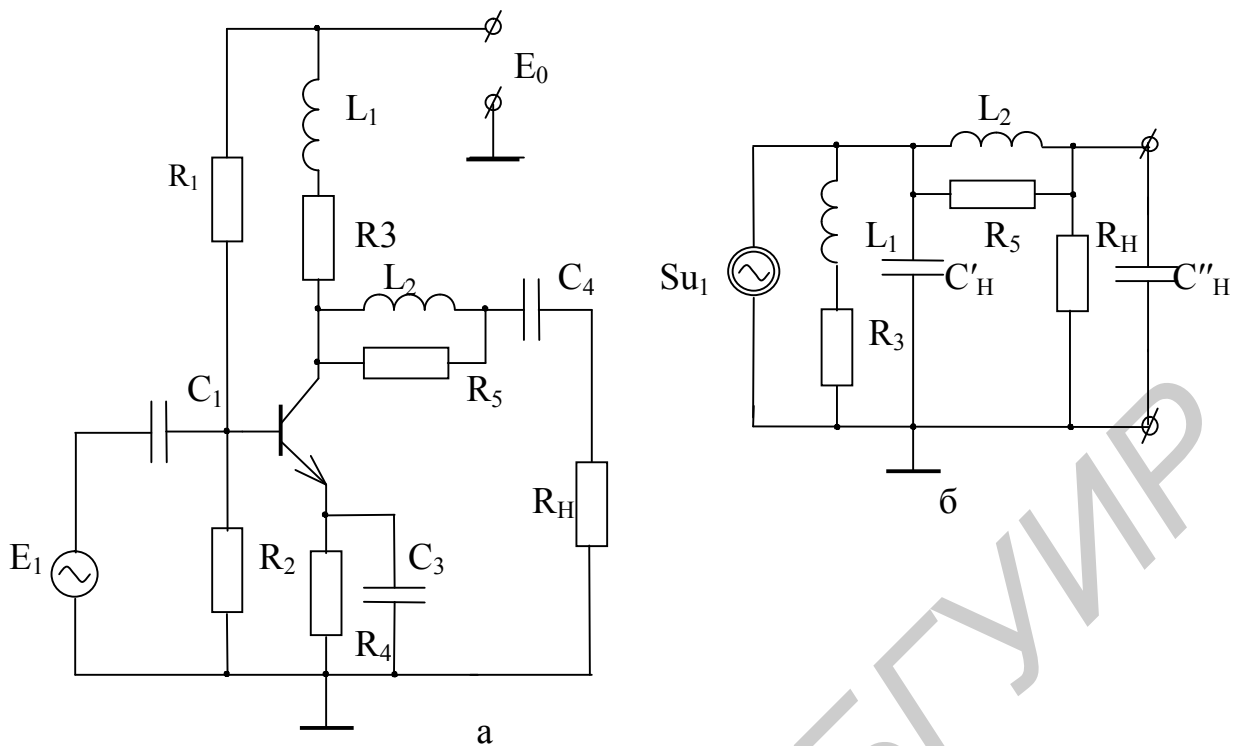


Рис. 4.23

Такая коррекция называется сложной индуктивной ВЧ-коррекцией. Включение дополнительной индуктивности L_2 позволяет уменьшить емкость контура, разделив емкость нагрузки на две части C'_H и C''_H (см. рис. 4.23, б). Схема связи активного элемента с нагрузкой получается более сложной, но и более широкополосной. Сложная высокочастотная коррекция позволяет расширить частотную характеристику почти в три раза по сравнению с частотной характеристикой каскада без коррекции. Однако практическая сложность схемы и особенно сложность ее настройки ограничивают применение такой коррекции.

4.4.4. Низкочастотная коррекция

Действие низкочастотной коррекции рассмотрим на примере резисторного каскада на полевом транзисторе (см. рис. 4.12). В этой схеме для коррекции частотной характеристики используется частотно-зависимая нагрузка, состоящая из элементов в цепи стока R_2 , R_4 , C_2 . На рис. 4.24 представлена эквивалентная схема выходной цепи каскада для области низких частот.

Принцип действия низкочастотной коррекции заключается в том, что при снижении частоты сопротивление емкости C_2 возрастает и увеличивается

сопротивление нагрузки между клеммами 1 – 1. В результате напряжение u'_2 растет, следовательно, растет u_2 и увеличивается коэффициент усиления. Таким образом, спад частотной характеристики, вызываемый влиянием емкости C_3 , компенсируется ростом коэффициента передачи от входа к клеммам 1 – 1. При этом, чем больше сопротивление R_4 , тем сильнее действие коррекции. Величина емкости конденсатора C_2 влияет на область частот, в которой проявляется действие коррекции. Увеличение емкости сдвигает область действия коррекции влево, а уменьшение – вправо по оси частот.

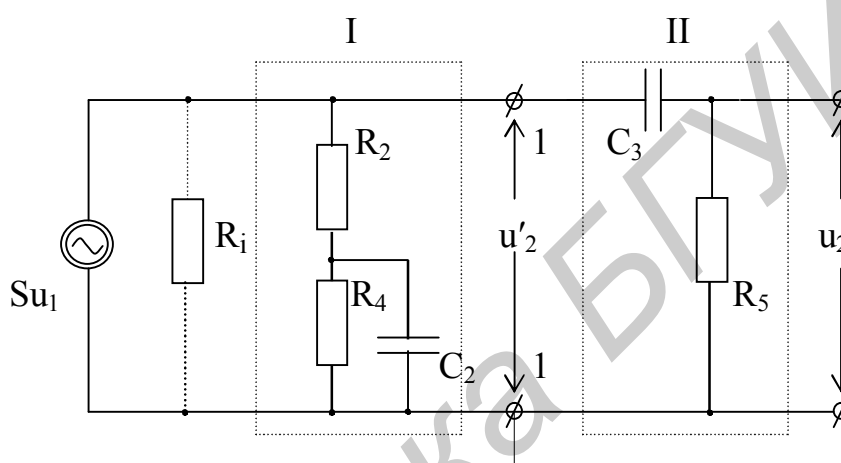


Рис. 4.24

Для упрощения анализа можно пренебречь внутренним сопротивлением транзистора R_i и исключить его из эквивалентной схемы. Обычно это сопротивление заметно больше, чем R_2+R_4 , следовательно, можно считать, что ток генератора Su_1 по нему практически не протекает. Если предположить, что цепь C_3R_5 также не потребляет тока из-за большой величины сопротивления R_5 , то выходную цепь каскада можно будет представить в виде двух последовательных четырехполюсников I и II, не влияющих друг на друга (см. рис. 4.24). При таких допущениях можно проанализировать частотные характеристики каждого четырехполюсника отдельно, а затем их объединить.

Общий коэффициент передачи схемы (см. рис. 4.24) будет равен

$$\dot{K} = \dot{K}_I \dot{K}_{II} = \frac{u_2}{u_1} = \frac{u'_2}{u_1} \frac{u_2}{u'_2}, \quad (4.70)$$

где K_I и K_{II} – коэффициенты передачи четырехполюсников I и II;

$$\begin{aligned} \dot{K}_I &= \frac{\dot{U}'_2}{\dot{U}_1} = S \frac{R_2 + R_4 + j\omega C_2 R_2 R_4}{1 + j\omega C_2 R_4} = S(R_2 + R_4) \frac{1 + j\omega C_2 R_2 // R_4}{1 + j\omega C_2 R_4} = \\ &= SR_2 \left(1 + R_4/R_2\right) \frac{1 + j\omega C_2 R_2 // R_4}{1 + j\omega C_2 R_4} = K_{MAX} \frac{1 + j\omega C_2 R_2 // R_4}{1 + j\omega C_2 R_4}, \end{aligned} \quad (4.71)$$

где $R_2 // R_4 = \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4}$, $K_{MAX} = SR_2 \left(1 + \frac{R_4}{R_2}\right) = K_{0I} \left(1 + \frac{R_4}{R_2}\right)$, $K_{0I} = SR_2$,

$$\dot{K}_{II} = \frac{U_2}{U'_2} = \frac{R_5}{R_5 + 1/j\omega C_3} = \frac{1}{1 + 1/j\omega C_3 R_5}. \quad (4.72)$$

Частотные характеристики для каждого четырехполюсника имеют вид

$$|\dot{K}_I| = K_{MAX} \frac{\sqrt{1 + (\omega C_2 R_2 // R_4)^2}}{\sqrt{1 + (\omega C_2 R_4)^2}} = K_{0I} \left(1 + \frac{R_4}{R_2}\right) \frac{\sqrt{1 + (\omega C_2 R_2 // R_4)^2}}{\sqrt{1 + (\omega C_2 R_4)^2}}, \quad (4.73)$$

$$|\dot{K}_{II}| = \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega C_3 R_5)^2}}. \quad (4.74)$$

Коэффициент передачи первого четырехполюсника сложным образом зависит от частоты (рис. 4.25, а). При увеличении частоты (после f_2) $|\dot{K}_I|$ уменьшается за счет множителя ω , стоящего в знаменателе (4.73). На частоте f_3 начинает сказываться влияние множителя ω , стоящего в числителе, приводящее к росту $|\dot{K}_I|$. Этот рост коэффициента передачи и его спад по мере увеличения частоты после f_3 взаимно компенсируются благодаря тому, что скорость спада и подъема равны между собой, и при дальнейшем увеличении частоты $|\dot{K}_I|$ уже не изменяется. Коэффициент передачи второго четырехполюсника $|\dot{K}_{II}|$ с ростом частоты растет до частоты f_1 за счет множителя ω , стоящего в знаменателе (4.74) (рис. 4.25, б). Критические частоты f_1 , f_2 , f_3 , на которых происходят изме-

нения, можно определить, приравняв к двум подкоренные выражения в (4.73) и (4.74).

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_2 R_4}, \quad f_2 = \frac{1}{2\pi C_2 R_2 // R_4}, \quad f_3 = 1/2\pi C_3 R_5 \quad (4.75)$$

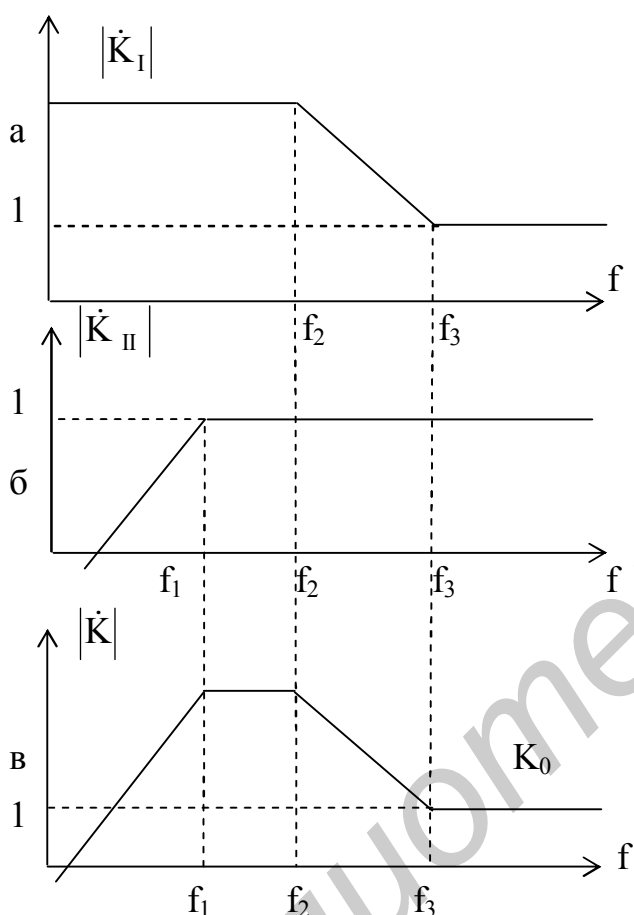


Рис. 4.25

сируется подъемом K_I , и частотная характеристика каскада остается равномерной до частоты f_2 . При $f_1 < f_2 > f_3$ на частотной характеристике появляется подъем. При $f_3 > f_1$ подъем получается тем выше, чем больше отношение R_4/R_2 .

4.5. Трансформаторный каскад

4.5.1. Эквивалентная схема трансформатора

Трансформатор как элемент связи обладает рядом положительных качеств. Обмотки трансформатора практически не обладают сопротивлением для постоянного тока, что позволяет несколько улучшить условия питания активно-

Коэффициент передачи первого четырехполосника начинает увеличиваться со скоростью $\Delta K_I/\Delta f = -6\text{дБ/окт}$ при снижении частоты ниже f_3 . Рост $|K_I|$ продолжается до частоты f_2 , ниже которой коэффициент передачи остается постоянным вплоть до $f = 0$ (см. рис. 4.25, а). Частотная характеристика второго четырехполосника K_{II} спадает ниже частоты f_1 со скоростью 6дБ/окт (рис. 4.25, б).

Частотная характеристика всего каскада получается равномерной и наиболее широкой, если сделать равными частоты f_3 и f_1 . В этом случае спад K_{II} компенсируется подъемом K_I , и частотная характеристика каскада остается равномерной до частоты f_2 . При $f_1 < f_2 > f_3$ на частотной характеристике появляется подъем. При $f_3 > f_1$ подъем получается тем выше, чем больше отношение R_4/R_2 .

го элемента, поднять коэффициент полезного действия каскада и увеличить амплитуду неискаженного выходного напряжения. При необходимости трансформатор позволяет получить полную гальваническую развязку между каскадом и нагрузкой или источником сигнала и входом усилителя. С помощью трансформатора несимметричный сигнал легко преобразуется в симметричный. Использование трансформатора позволяет легко выполнить условия выбора наилучшей величины нагрузки, необходимые для оптимальной работы каскада. Принципиальная схема каскада с трансформатором в выходной цепи представлена на рис. 4.26, а.

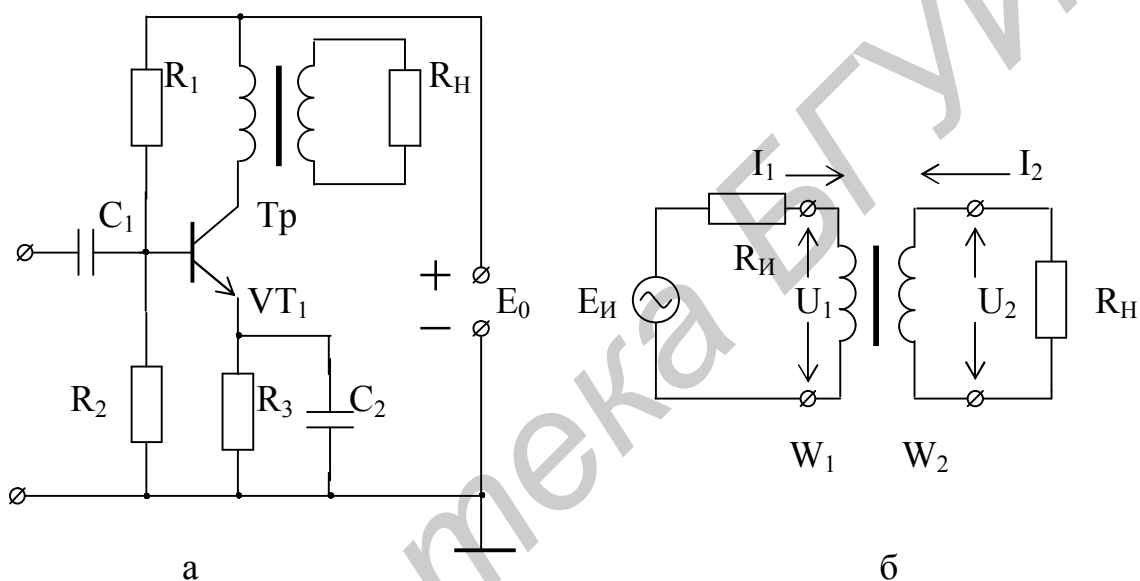


Рис. 4.26

Однако использование трансформатора в качестве элемента связи обладает существенными недостатками, значительно ограничивающими область его применения. К этим недостаткам можно отнести: большие габариты, вес и стоимость трансформатора, сравнительно узкую полосу пропускания и большие частотные и фазовые искажения, чувствительность трансформаторного каскада к воздействию мешающих электромагнитных полей.

Принципиальная схема трансформатора представлена на рис. 4.26, б. Усилительные свойства транзистора уже были рассмотрены выше. Поэтому рассмотрим здесь лишь свойства трансформатора, выступающего в качестве четырехполюсника связи. Выходная цепь транзистора на этой схеме представлена эквивалентным генератором ЭДС $E_{и}$ с внутренним сопротивлением $R_{и}$.

Если в трансформаторе отсутствуют потери, то мощность на его выходе не будет отличаться от мощности на входе:

$$P_1 = P_2, \quad U_1 I_1 = U_2 I_2.$$

Отсюда

$$U_2/U_1 = I_1/I_2 = W_2/W_1 = n, \quad (4.76)$$

где W_1, W_2 - число витков в первичной и вторичной обмотках трансформатора; n - коэффициент трансформации.

Входное сопротивление трансформатора, нагруженного на сопротивление R_2 , равно $R_{ВХ} = U_1/I_1$. Используя (4.65), заменим U_1 и I_1 на U_2 и I_2 :

$$R_{ВХ} = U_1/I_1 = U_2/nI_2n = U_2/I_2n^2 = R_2/n^2. \quad (4.77)$$

Таким образом, сопротивление, находящееся в цепи вторичной обмотки трансформатора, может быть пересчитано в первичную обмотку путем деления его на n^2 . Аналогично можно привести к первичной обмотке сопротивления емкости X_C или индуктивности X_L , которые также могут находиться в цепи вторичной обмотки. При этом сама величина емкости умножается, а индуктивности делится на n^2 :

$$C' = Cn^2, \quad L' = L/n^2, \quad R'_2 = R_2/n^2. \quad (4.78)$$

Для того чтобы привести к первичной обмотке (пересчитать в первичную обмотку) напряжения и токи, действующие во вторичной обмотке, напряжение надо поделить, а ток – умножить на n .

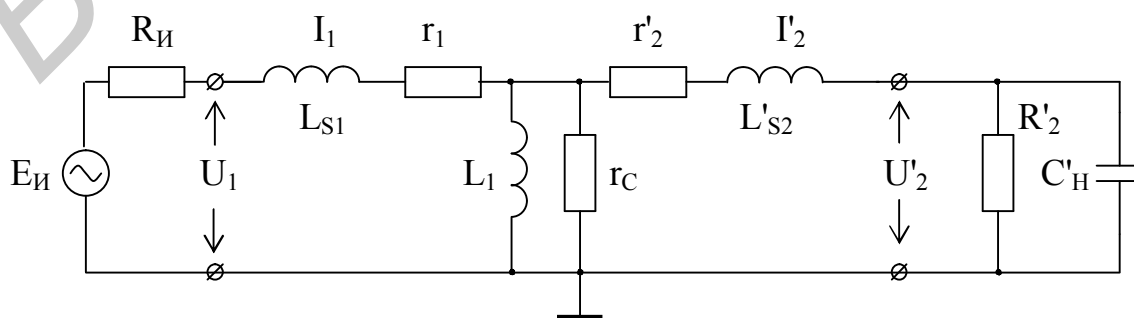


Рис. 4.27

С учетом (4.78) эквивалентная схема трансформатора приобретает следующий вид (рис. 4.27). На этой схеме:

$E_{и}$, $R_{и}$ – генератор сигнала и его внутреннее сопротивление (в качестве генератора может выступать непосредственно источник сигнала или выходная цепь усилительного элемента);

r_1 – сопротивление потерь в первичной обмотке трансформатора (активное сопротивление первичной обмотки);

L_{S1} – индуктивность рассеивания первичной обмотки (характеризует потери в первичной обмотке трансформатора за счет рассеивания электромагнитного поля);

L_1 – индуктивность первичной обмотки;

r_C – сопротивление, характеризующее потери в сердечнике за счет токов Фуко;

$L'_{S2} = L_{S2}/n^2$ – приведенная индуктивность рассеивания вторичной обмотки;

$R'_2 = R_2/n^2$ – приведенное сопротивление нагрузки;

$r'_2 = r_2/n^2$ – приведенное сопротивление потерь во вторичной обмотке;

$C'_H = C_H n^2$ – приведенная емкость нагрузки;

$U'_2 = U_2/n$ – приведенное выходное напряжение;

$I'_2 = I_2 n$ – приведенный выходной ток.

Следует отметить, что эквивалентная схема (см. рис. 4.27) является приближенной и не отражает в полной мере все свойства трансформатора. Так, емкость C'_H имеет довольно сложную структуру. Она состоит из распределенной емкости первичной обмотки, приведенной распределенной емкости вторичной обмотки, приведенной емкости непосредственно нагрузки и емкостей монтажа цепей первичной и вторичной обмоток. Элементы C_H , L_{S1} , L_{S2} , r_1 , r_2 и r_C имеют распределенную структуру, а на схеме представлены как сосредоточенные. Кроме того, в рассматриваемой схеме не учитывается емкостная связь между витками первичной и вторичной обмоток. Однако для области частот, в которой трансформатор обычно используется как элемент связи, эта схема позволяет с достаточной точностью оценить его передаточные свойства, найти его частотную и фазовую характеристики, определить полосу пропускания и граничные частоты.

В предложенном на рис. 4.27 виде эквивалентная схема слишком сложна для анализа. Для упрощения исследования примем несколько допущений. Так, без особого ухудшения точности анализа из схемы можно исключить высокочастотное сопротивление r_C , так как потери в магнитном сердечнике трансформатора связи сравнительно невелики, т.е. по нему протекает незначительный ток, которым можно пренебречь.

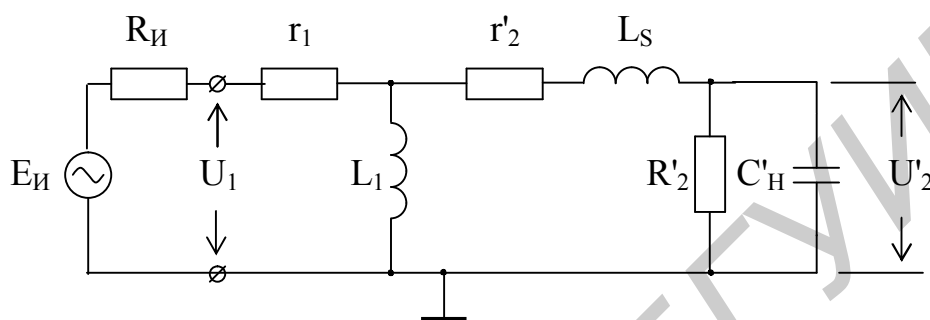


Рис. 4.28

Индуктивности L_{S1} , L'_{S2} имеют небольшую величину, и их влияние на частотную характеристику становится заметным только в области высоких частот. Напротив, индуктивность L_1 благодаря своей большой величине оказывает влияние на работу схемы в области низких частот и не влияет на высоких частотах. В этих условиях можно объединить индуктивности L_{S1} , L'_{S2} и заменить их одной индуктивностью $L_S = L_{S1} + L'_{S2}$. С учетом предложенных выше допущений эквивалентная схема трансформатора примет вид, изображенный на рис. 4.28.

4.5.2. Поведение трансформаторного каскада в области средних частот

Для области средних частот схема (см. рис. 4.28) принимает следующий вид:

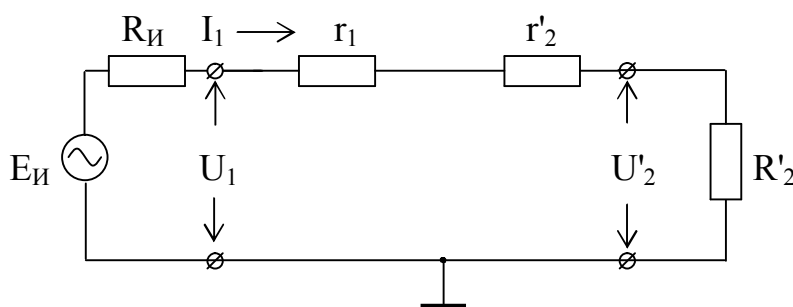


Рис. 4.29

На рис. 4.29 отсутствуют все частотно-зависимые элементы, так как их сопротивления в области средних частот не влияют на протекание токов. Действительно, индуктивности рассеивания очень малы и могут быть заменены коротким замыканием. Индуктивность первичной обмотки имеет довольно большую величину, и ее сопротивление для области средних частот стремится к бесконечности. Сопротивление емкости C'_H на средних частотах достаточно велико, чтобы считать ток сигнала, протекающий по этой емкости, бесконечно малым и пренебречь им. Следовательно, емкость C'_H можно исключить из эквивалентной схемы для области средних частот.

Коэффициент передачи для схемы на рис. 4.29 равен

$$K_{0E} = \frac{U_2}{E_{II}} = \frac{nU'_2}{E_{II}} = \frac{nR'_2}{R_{II} + r_1 + r'_2 + R'_2} = \frac{nR_2}{(R_{II} + r_1)n^2 + r_2 + R_2}. \quad (4.79)$$

Как следует из (4.68), при сопротивлении R_2 , стремящемся к бесконечности, K_{0E} становится равным n . Во всех остальных случаях эта зависимость носит экстремальный характер. Исследуем (4.68) на экстремум и найдем n_{opt} , при котором коэффициент передачи будет максимальным:

$$n_{opt} = \sqrt{\frac{r_2 + R_2}{R_{II} + r_1}} \quad \text{или} \quad R_{II} + r_1 = \frac{r_2 + R_2}{n^2}.$$

Таким образом, максимальный коэффициент передачи для схемы на рис. 4.29 достигается в режиме согласования, когда активное сопротивление, подключенное к первичной обмотке трансформатора, равно приведенному активному сопротивлению во вторичной обмотке.

4.5.3. Поведение трансформаторного каскада в области низких частот

Для области низких частот индуктивность L_S имеет очень малое сопротивление и может быть заменена коротким замыканием. Емкость C'_H из-за сравнительно малой величины обладает очень большим сопротивлением и может быть исключена из эквивалентной схемы.

Эквивалентная схема трансформатора для области низких частот представлена на рис. 4.30.

Введем обозначения $R_a = R_{И} + r_1$, $R_b = r'_2 + R'_2$ и $Z = \frac{R_b j\omega L_1}{R_b + j\omega L_1}$.

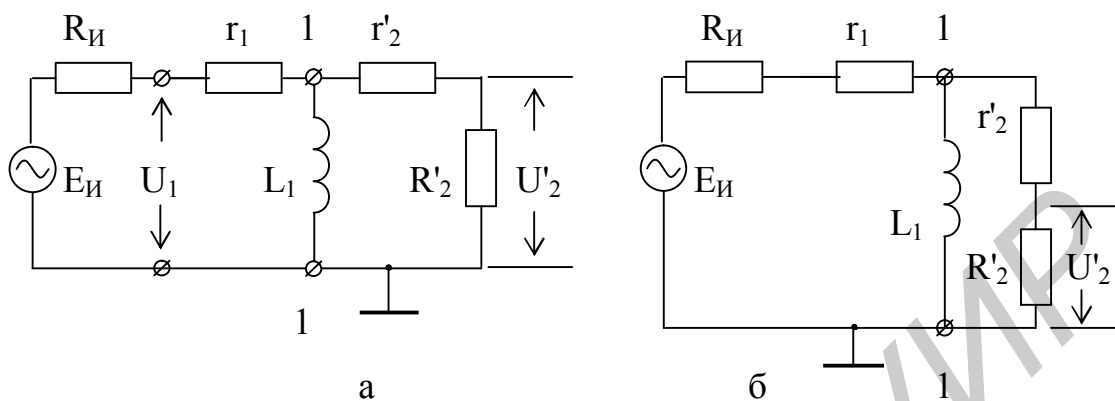


Рис. 4.30

Комплексный коэффициент передачи для схемы рис. 4.30, б, равный

$$\dot{K}_{HE} = \frac{U_2}{E_{И}} = \frac{nU'_2}{E_{И}} = \frac{nZ}{R_a + Z} \cdot \frac{R'_2}{r'_2 + R'_2} = \frac{nR_b}{R_a + R_b + \frac{R_a R_b}{j\omega L_1}} \cdot \frac{R_2}{R'_2 + r'_2}, \quad (4.80)$$

состоит из коэффициента передачи от источника $E_{И}$ к контактам 1 - 1 (первая часть выражения) и коэффициента деления активного делителя, состоящего из сопротивлений r'_2 и R'_2 .

Вынесем в знаменателе (4.80) за скобку $R_a + R_b$ и после простейших преобразований получим

$$\dot{K}_{HE} = \frac{nR_b R_2}{(R_a + R_b)(r_2 + R_2)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_a R_b}{j\omega L_1 (R_a + R_b)}} = \frac{K_{0E}}{1 + \frac{R_{ЭКВ}}{j\omega L_1}}, \quad (4.81)$$

где $R_{ЭКВ} = \frac{R_a R_b}{R_a + R_b}$ – эквивалентное сопротивление.

Выражение частотной характеристики для области НЧ имеет вид

$$\left| \dot{K}_{HE} \right| = \frac{K_{0E}}{\sqrt{1 + \frac{(R_{ЭКВ})^2}{(\omega L_1)^2}}}. \quad (4.82)$$

Нижняя граничная частота определяется обычным образом:

$$1 + \frac{(R_{\text{ЭКВ}})^2}{(2\pi f_{\text{Н}} L_1)^2} = 2, \quad f_{\text{Н}} = \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{2\pi L_1}. \quad (4.83)$$

При увеличении частоты свыше $f_{\text{Н}}$ коэффициент передачи стремится к $K_{0\text{Е}}$, так как выражение под корнем в (4.82) стремится к единице. С уменьшением частоты ниже $f_{\text{Н}}$ подкоренное выражение в (4.82) увеличивается, и коэффициент передачи падает со скоростью 6 дБ/окт.

Фазовый сдвиг между $E_{\text{И}}$ и U'_2 растет с уменьшением частоты и стремится к 90° , если частота f стремится к нулю

$$\varphi = \text{arctg} \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{1\pi f L_1}. \quad (4.84)$$

Для расширения полосы пропускания в сторону низких частот следует увеличивать индуктивность L_1 , но это приводит к увеличению габаритов и массы трансформатора и к увеличению межвитковой емкости, что в свою очередь приведет к снижению верхней граничной частоты.

4.5.4. Поведение трансформаторного каскада в области высоких частот

Эквивалентная схема каскада для области высоких частот (рис. 4.31) кроме активных сопротивлений будет содержать индуктивность L_{S} и емкость $C'_{\text{Н}}$.

В зависимости от величины сопротивления R'_2 различают три типа нагрузок:

при малой величине R'_2 выходной ток протекает по этому сопротивлению и не протекает по емкости $C'_{\text{Н}}$ и нагрузкой каскада будет чисто активное сопротивление (например, трансформатор нагружен на динамический громкоговоритель);

при R'_2 , стремящемся к бесконечности, ток по этому сопротивлению протекать не будет, и нагрузка каскада будет емкостной (например, трансформатор нагружен на вход каскада на полевом транзисторе);

при соизмеримых сопротивлениях емкости C'_H и резистора R'_2 на выходе трансформатора будут присутствовать оба эти элемента, и нагрузка будет комплексной.

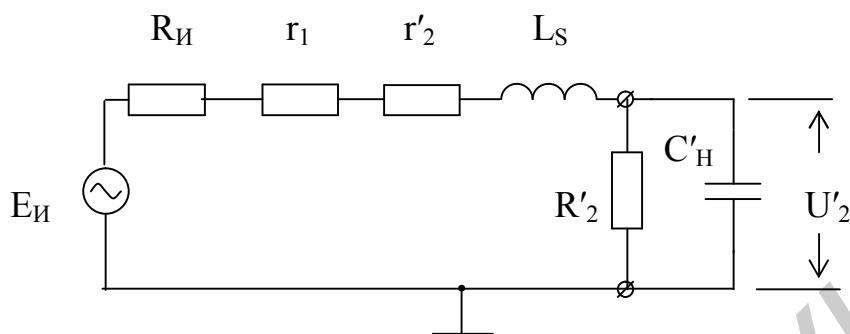


Рис. 4.31

Рассмотрим случай чисто активной нагрузки. Заменяем сумму всех активных сопротивлений в схеме сопротивлением $R = R_И + r_1 + r'_2 + R'_2$. Коэффициент передачи в этом случае будет таким:

$$K_{BE} = \frac{nR'_2}{R + j\omega L_S} = \frac{nR'_2}{R} \frac{1}{1 + j\omega \frac{L_S}{R}} = \frac{K_{0E}}{1 + j\omega \frac{L_S}{R}}. \quad (4.85)$$

Частотная характеристика, верхняя граничная частота и фазовая характеристика будут иметь следующий вид:

$$|\dot{K}_{BE}| = \frac{K_{0E}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L_S}{R}\right)^2}}, \quad f_B = \frac{R}{2\pi L_S}, \quad \varphi = -\arctg \frac{2\pi f L_S}{R}. \quad (4.86)$$

Из (4.86) видно, что с ростом частоты после области СЧ коэффициент передачи уменьшается со скоростью 6 дБ/окт., а фазовый сдвиг между $E_И$ и U'_2 стремится к -90° . Для расширения частотной характеристики в область более высоких частот желательно уменьшать индуктивность рассеяния L_S , значение которой в основном определяется конструкцией трансформатора. Уменьшение L_S достигается за счет использования сердечника с большой магнитной прони-

цаемостью, секционирования и чередования первичной и вторичной обмоток. Стоимость такого трансформатора значительно возрастает.

При чисто емкостной нагрузке сопротивление R'_2 следует исключить из схемы (см. рис. 4.31). В этом случае эквивалентная схема трансформатора приобретает вид последовательного колебательного контура, образованного сопротивлением R , индуктивностью L_S и емкостью C'_H . Свойства такой цепи определяются резонансной частотой

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_S C'_H}} \quad (4.87)$$

и добротностью

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L_S}{C'_H}}. \quad (4.88)$$

Частотную характеристику такой цепи можно считать равномерной до частоты резонанса. Коэффициент усиления в области средних частот определяется формулой (4.79). Для случая, когда R_2 стремится к бесконечности, он становится равным n . На частоте резонанса коэффициент передачи такой цепи определяется добротностью резонансного контура. Согласно [1], при добротности $Q > 0,707$ на частотной характеристике будет появляться выброс, величина которого будет расти с увеличением добротности (рис. 4.32). За частотой f_p частотная характеристика быстро спадает с увеличением частоты. Спад определяется увеличением сопротивления индуктивности L_S (6 дБ/окт., верхнее плечо делителя) и уменьшением сопротивления емкости C'_H (6 дБ/окт., нижнее плечо делителя) и равняется 12 дБ/окт.

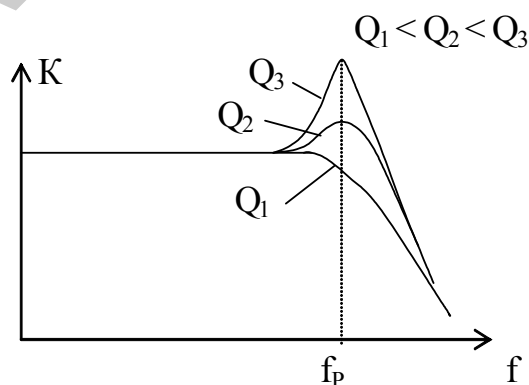


Рис. 4.32

На частоте резонанса сопротивление контура становится чисто активным, ток в нем совпадает по фазе с входной ЭДС $E_{и}$. Выходное напряжение, снимаемое с емкости, будет отставать от тока и соответственно от входного напряжения на -90° . За частотой резонанса цепь приобретает индуктивный харак-

тер, ток начинает отставать от напряжения $E_{и}$, и сдвиг по фазе увеличивается, стремясь в пределе к -180° , так как напряжение, снимаемое с емкости, по-прежнему отстает от тока на -90° .

Расширение частотной характеристики в этом случае достигается за счет уменьшения L_S и C'_H , определяющих частоту резонанса f_p . Уменьшение этих параметров, как и в случае с чисто активной нагрузкой, достигается целенаправленным усовершенствованием конструкции трансформатора, что влечет за собой его удорожание.

Работа каскада в условиях комплексной нагрузки практически не отличается от предыдущего случая. Вид частотной и фазовой характеристик по-прежнему определяется наличием в выходной цепи колебательного контура $L_S C'_H$. Однако добротность этого контура в данном случае может изменяться за счет вариаций сопротивления R'_2 и приведет к соответствующему изменению частотной и фазовой характеристик. В отдельных случаях такой способ коррекции частотной характеристики трансформаторного каскада оказывается весьма удобным, достаточно простым и дешевым.

4.6. Специальные схемы каскадов предварительного усиления

4.6.1. Каскодный усилитель

Известно, что схема с общей базой имеет наиболее широкую равномерную частотную характеристику [16]. Однако входное сопротивление этой схемы невелико, что в большинстве случаев затрудняет связь каскада с общей базой с источником сигнала. Применение каскодной схемы позволяет устранить этот недостаток и придает усилителю ряд новых положительных качеств. На рис. 4.33, а, б представлены два каскодных усилителя с последовательным и параллельным питанием транзисторов. Как видно из рисунка, каскодная схема является двухкаскадным усилителем. В первом каскаде транзистор включен по схеме с общим эмиттером, а во втором – по схеме с общей базой. Для задания рабочей точки в обеих схемах используется обычная эмиттерная стабилизация. Постоянное напряжение на коллекторе транзистора VT_1 в схеме рис. 4.33, а задается делителем напряжения в цепи базы транзистора VT_2 , состоящим из сопротивлений R_4, R_6 . Напряжение с нижнего плеча делителя R_4 через открытый переход база-эмиттер транзистора VT_2 поступает на коллектор транзистора

VT₁. При достаточно высоком напряжении источника питания E₀ предпочтительнее использовать схему на рис. 4.33, а, так как она содержит меньшее количество деталей.

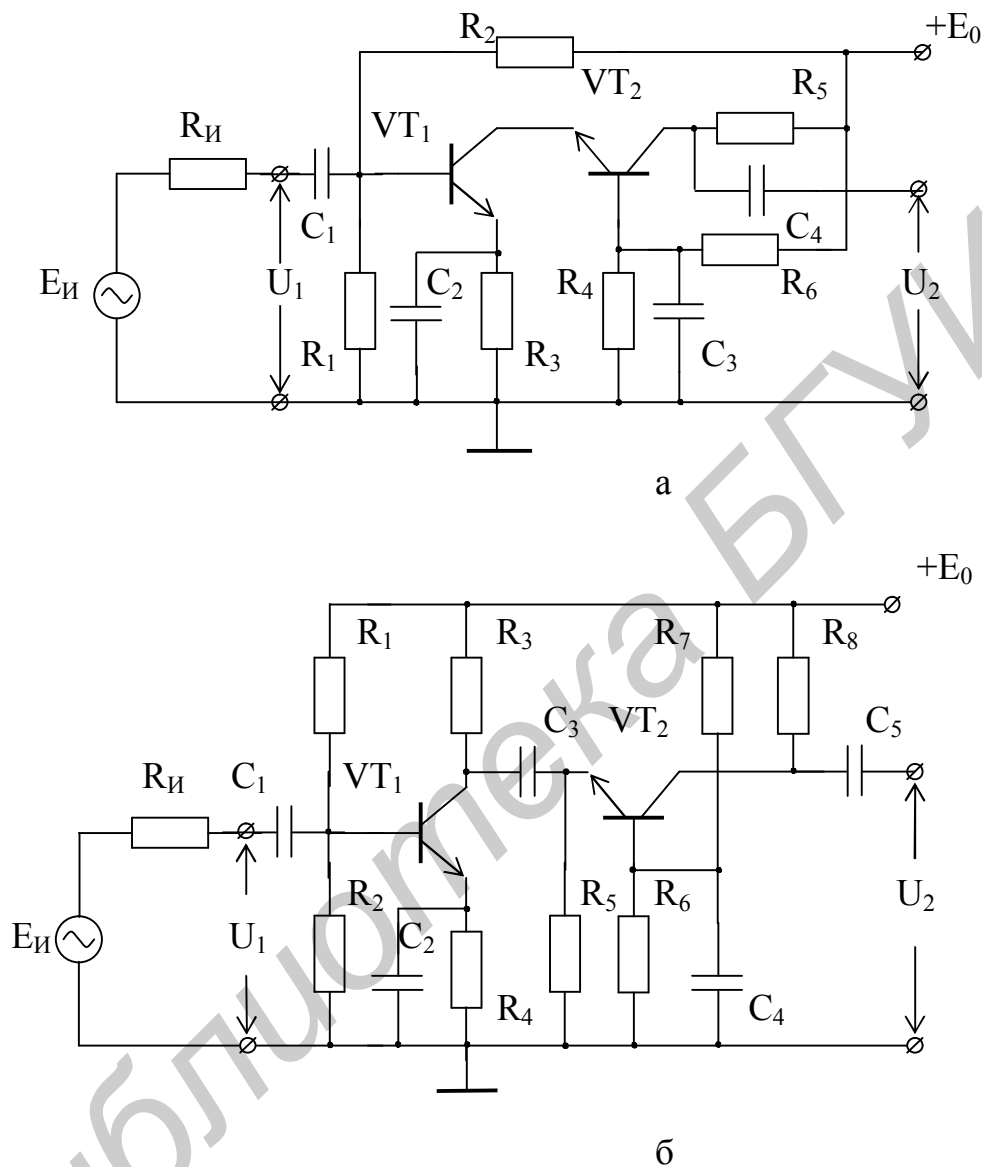


Рис. 4.33

Сигнал с выхода первого транзистора попадает на эмиттер второго. Так как входное сопротивление транзистора с общей базой очень мало, коэффициент усиления первого транзистора VT₁ получается сравнительно небольшим, примерно равным единице, но зато его частотная характеристика значительно расширяется, приближаясь по ширине полосы пропускания к схеме с общей базой. Объясняется это тем, что при коэффициенте усиления, близком к единице,

входная динамическая емкость C_0 каскада с общим эмиттером получается не-большой и практически не превышает по своей величине емкость $C_{БЭ} + 2C_K$ (3.20). Таким образом, полоса пропускания двухкаскадного усилителя (см. рис. 4.33) стремится к полосе пропускания схемы с общей базой.

Не трудно заметить, что переменный ток коллектора транзистора VT_1 втекает в эмиттер транзистора VT_2 и практически равняется его выходному току – току коллектора. Этот ток, протекая по сопротивлению нагрузки (R_5), создает на нем напряжение, поступающее на выход схемы через конденсатор C_4 в виде напряжения усиленного сигнала U_2 . Следовательно, напряжение U_2 получается равным произведению тока коллектора транзистора VT_1 на сопротивление нагрузки транзистора VT_2 :

$$U_2 = I_{K1}R_5 = y_{21,1}U_1R_5, \quad (4.89)$$

где $y_{21,1}$ – крутизна транзистора VT_1 .

Коэффициент усиления каскодной схемы получается равным произведению крутизны первого каскада на нагрузку второго:

$$K = \frac{U_2}{U_1} = y_{21,1}R_5. \quad (4.90)$$

Паразитная обратная связь, осуществляемая за счет передачи энергии с коллектора VT_2 на его маленькое входное сопротивление со стороны эмиттера и далее на базу транзистора VT_1 , получается очень слабой, что позволяет получить для каскодной схемы большое устойчивое усиление в широкой полосе частот.

Полоса пропускания каскодной схемы может быть расширена еще в 1,5 – 2 раза путем введения высокочастотной эмиттерной и индуктивной коррекций.

Благодаря своей широкополосности и устойчивости каскодные схемы нашли большое применение в качестве входных каскадов телевизионных и радиоприемных устройств.

4.6.2. Усилитель с распределенным усилением

Очень часто при разработке различных измерительных устройств, особенно для области импульсных сигналов, возникает необходимость в усилителях с полосой пропускания в сотни мегагерц и с достаточно высоким выходным напряжением. Как видим, требования к таким усилителям получаются весьма противоречивыми. Действительно, для получения высокого выходного напряжения необходимо иметь каскад с большим выходным током и достаточно высокоомной нагрузкой. В этом случае даже сравнительно небольшие выходная емкость транзистора и паразитная емкость нагрузки не позволят получить необходимую полосу пропускания. Увеличение выходного тока связано с увеличением мощности используемых транзисторов и, как правило, с ростом их выходной емкости, что снова ведет к сужению полосы пропускания (аналогичные явления наблюдаются при параллельном включении нескольких транзисторов). Увеличение верхней граничной частоты за счет снижения сопротивления нагрузки приводит к уменьшению коэффициента усиления и выходного напряжения.

Сгладить указанные противоречия и получить усилитель с полосой в несколько сотен мегагерц (со временем установления около наносекунды) позволяет каскад с бегущей волной (с распределенным усилением). Схема такого каскада представлена на рис. 4.33.

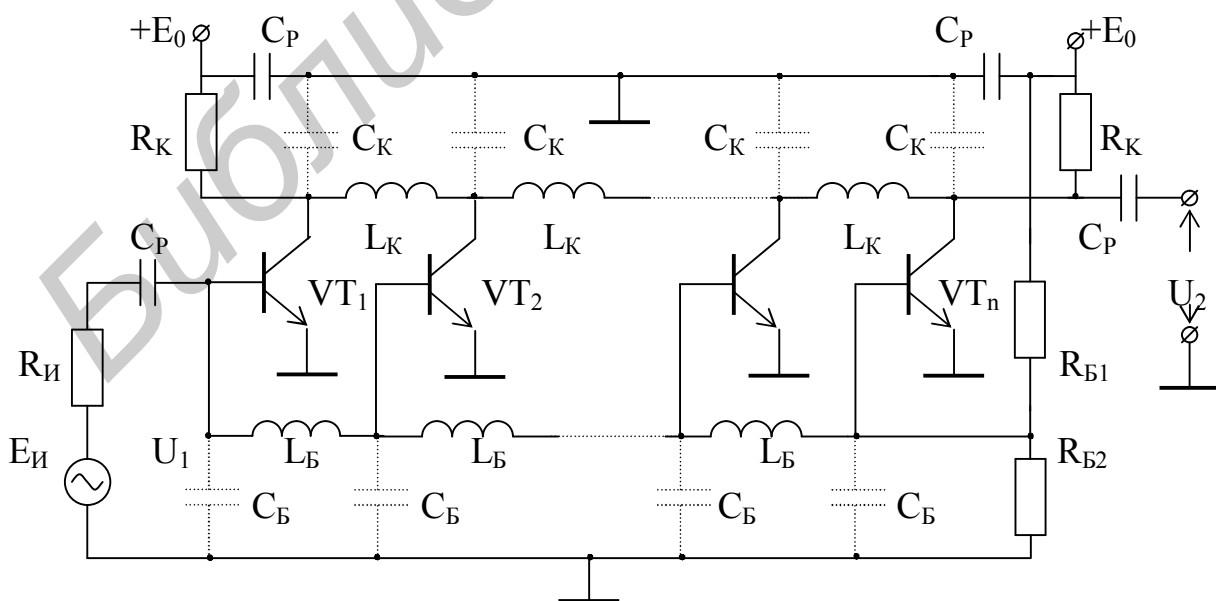


Рис. 4.33

Схема усилителя с распределенной нагрузкой содержит несколько транзисторов, коллекторы и базы которых соединены между собой длинными линиями, нагруженными на концах соответствующими волновыми сопротивлениями. Длинная линия в цепи базы образована индуктивностями L_B и входными емкостями транзисторов C_B . Аналогично длинная линия в цепи коллектора состоит из индуктивностей L_K и паразитных емкостей C_K в цепи коллектора каждого транзистора. Для создания в линиях режима бегущей волны каждая из них нагружена с обоих концов на сопротивления, равные волновым. Для базовой линии в качестве нагрузок используются сопротивления источника сигнала $R_{и} = \rho_B$ и параллельное соединение сопротивлений R_{B1} и R_{B2} , которые также подбираются равными характеристическому сопротивлению базовой линии ρ_B . Коллекторная линия на концах нагружена на сопротивления, равные характеристическому $R_K = \rho_K$. Индуктивности звеньев линий берут такими, чтобы скорости распространения бегущей волны по обеим линиям были равными. Это достигается при равенстве произведений $L_B C_B = L_K C_K$.

При подаче на вход каскада скачка напряжения в базовой линии начинает распространяться бегущая волна. Скачок напряжения на базе приводит к появлению скачка коллекторного тока $y_{21}U_1$. Нагрузкой коллектора каждого транзистора являются две части линии (справа и слева от коллектора) с волновым сопротивлением ρ_K , включенные параллельно. Ток коллектора первого транзистора вызывает на этой нагрузке скачок напряжения, равный $y_{21}U_1\rho_K/2$, который распространяется по линии в обе стороны в виде бегущей волны. С левой стороны эта волна поглощается без отражения сопротивлением R_K , а с правой движется к коллектору VT_2 . Скачки напряжения в базовой и коллекторной линии одновременно подходят к электродам второго транзистора. Скачок тока коллектора второго транзистора, вызванный изменением напряжения на его базе, складывается со скачком тока, распространяющегося по коллекторной линии. В результате (при условии, что все транзисторы одинаковые) на коллекторе VT_2 появляется скачок напряжения, равный $2y_{21}U_1\rho_K/2$. Далее этот процесс повторяется в соответствии с числом транзисторов, используемых в каскаде. При этом на нагрузке n -го транзистора выделяется напряжение, равное $ny_{21}U_1\rho_K/2$. Таким образом, крутизна и выходной ток такого каскада увеличиваются в n раз, в то время как паразитные емкости, ограничивающие полосу пропускания в области верхних частот, остаются разделенными отрезками

длинных линий, и их совместное влияние заметно ослабляется. В результате весь усилитель можно рассматривать как отдельный каскад с паразитной емкостью одного транзистора и с крутизной, увеличенной в n раз.

Однако сложность изготовления и особенно сложность настройки существенно ограничивают использование таких каскадов.

4.6.3. Повторители напряжения с улучшенными характеристиками

Основные достоинства эмиттерных и истоковых повторителей заключаются в том, что, работая в широком диапазоне частот, они обладают большим входным сопротивлением и заметным усилением по мощности.

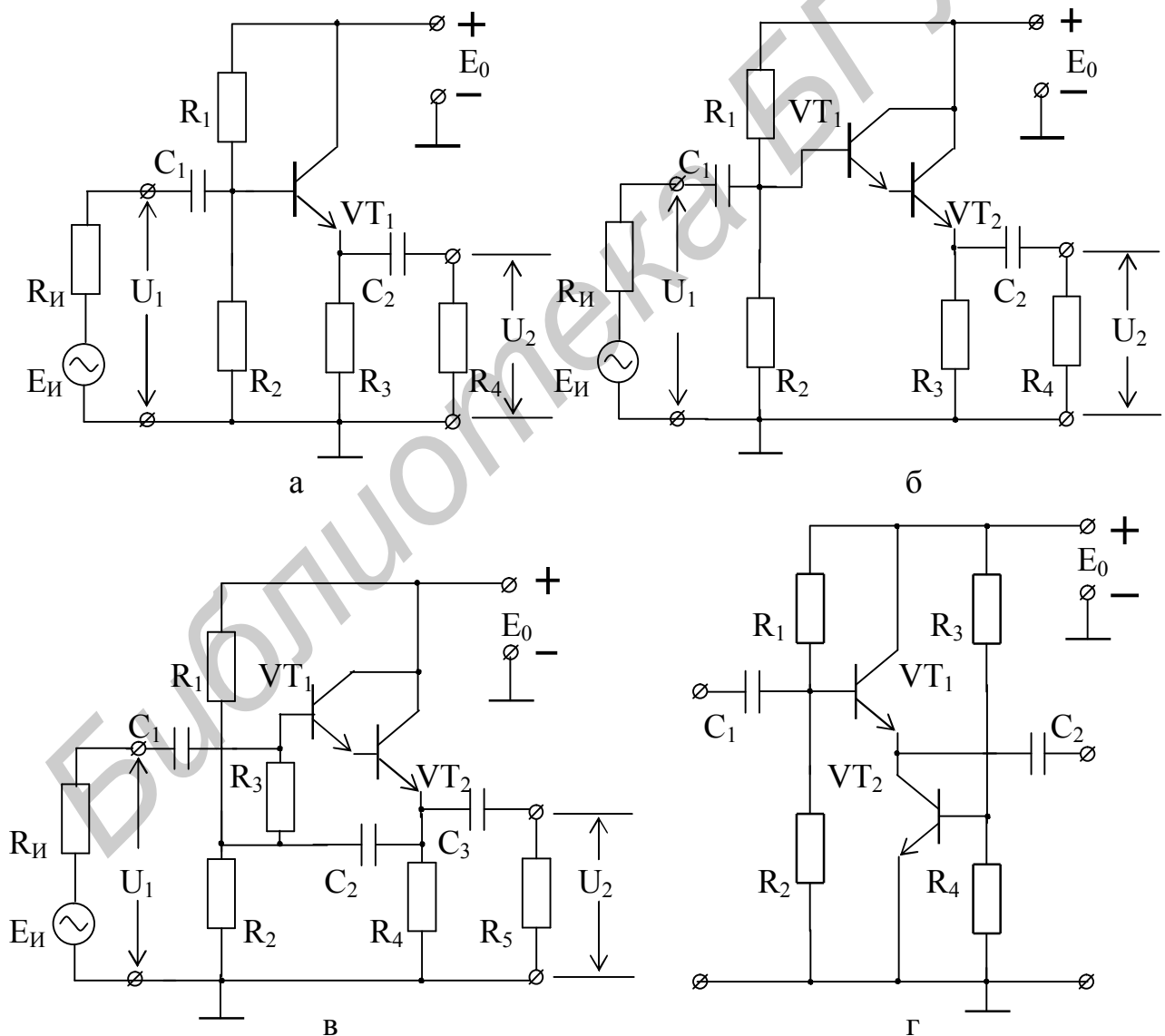


Рис. 4.34

Как было показано в п. 3.1.3 и п. 3.2.4, высокое входное сопротивление транзистора, включенного по схеме с общим коллектором (стоком), состоит из сопротивления входной цепи самого транзистора и пересчитанной в эту цепь нагрузки. В реальной схеме входное сопротивление транзистора дополнительно шунтируется элементами, через которые осуществляется питание постоянным током базовой цепи транзистора. Обычно это параллельное соединение сопротивлений, образующих базовый делитель (рис. 4.34, а).

Таким образом, для увеличения входного сопротивления эмиттерного повторителя необходимо повышать входное сопротивление самого транзистора и увеличивать сопротивления в цепи делителя базы.

Входное сопротивление транзистора может быть увеличено за счет использования транзисторов с повышенным коэффициентом усиления по току (транзисторов супер- β) или составных транзисторов. У современных транзисторов коэффициент усиления по току может достигать значения в несколько тысяч раз. При таком коэффициенте очень сильно растет вклад сопротивления нагрузки в величину входного сопротивления транзистора. Для схемы (см. рис. 4.34, а), согласно (3.28), входное сопротивление транзистора может равняться нескольким мегаомам. Используя в эмиттерном повторителе составные транзисторы, входное сопротивление активной части схемы можно поднять до величины в несколько десятков мегаом. Для схемы (рис. 4.34, б) входное сопротивление определяется выражением

$$R_{ВХ,ТР} = h_{11,1} + (1 + h_{21,1}) [h_{11,2} + (1 + h_{21,2}) R_n], \quad (4.91)$$

где $h_{11,1}$ и $h_{21,1}$ – параметры транзистора VT_1 ;

$h_{11,2}$ и $h_{21,2}$ – параметры транзистора VT_2 .

Дальнейшее увеличение входного сопротивления эмиттерного повторителя ограничивается величиной параллельного соединения сопротивлений базового делителя R_1 и R_2 (см. рис. 4.34, а). Эти сопротивления предназначены для задания рабочей точки и ее температурной стабилизации. Пропорциональное увеличение обоих сопротивлений ведет к ухудшению условий действия отрицательной обратной связи по постоянному току и соответственно к снижению термостабильности рабочей точки.

Схема, представленная на рис. 4.34, в, в значительной мере устраняет этот недостаток. Базовый делитель R_1 и R_2 в этом каскаде подключается к базе транзистора через сравнительно небольшое сопротивление R_3 . С помощью этого сопротивления и конденсатора C_2 в каскаде создается положительная параллельная обратная связь, существенно повышающая его входное сопротивление. Увеличение входного сопротивления этой схемы можно объяснить следующим образом. В случае введения в схему только одного сопротивления R_3 ток сигнала, протекающий по нему, будет равен

$$I_1 = \frac{U_1}{R_3 + R_D}, \quad \text{где } R_D = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (4.92)$$

Включение в схему конденсатора C_2 соединяет нижний вывод сопротивления R_3 с выходным напряжением. Теперь на R_3 действует разность потенциалов $U_1 - U_2$. При этом следует отметить, что благодаря свойствам эмиттерного повторителя напряжения U_1 и U_2 имеют одинаковые фазы и почти равные амплитуды. Часть тока сигнала, ответвляющаяся в цепь базового делителя, будет равна

$$I'_1 = \frac{U_1 - U_2}{R_3} = \frac{U_1(1 - K)}{R_3}, \quad (4.93)$$

где K – коэффициент передачи эмиттерного повторителя.

Отношение тока (4.92) к току (4.93) показывает, во сколько раз уменьшился ток сигнала, ответвляющийся в резистор R_3 , после подключения конденсатора C_2 (соответственно увеличилось и эквивалентное сопротивление, включенное между базой транзистора $VТ_1$ и землей):

$$\frac{I_1}{I'_1} = \frac{R_3}{(R_3 + R_D)(1 - K)}. \quad (4.94)$$

При значениях K , стремящихся к единице, величина отношения (4.94) получается очень большой (разность $U_1 - U_2$ стремится к нулю), т.е. переменный ток, протекающий через R_3 , становится незначительным. Благодаря выравниванию переменных потенциалов на концах резистора R_3 базовый дели-

тель оказывается отключенным по переменной составляющей от входной цепи каскада и не оказывает шунтирующего действия на его входное сопротивление. Введение обратной связи с помощью R_3 и C_2 (рис. 4.34, в) позволяет получить входное сопротивление каскада, практически равное входному сопротивлению составного транзистора VT_1, VT_2 (4.91).

Сопротивление нагрузки R_H (параллельное соединение R_3 и R_4 в схеме на рис. 4.34, а) существенно влияет на коэффициент передачи эмиттерного повторителя. Действительно:

$$K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2}{U_{БЭ} + U_2} = \frac{i_2 R_H}{U_{БЭ} + i_2 R_H} = \frac{y_{21} U_{БЭ} R_H}{U_{БЭ} + y_{21} U_{БЭ} R_H} = \frac{y_{21} R_H}{1 + y_{21} R_H}, \quad (4.95)$$

где $U_{БЭ}$ – напряжение на переходе база-эмиттер;
 y_{21} – крутизна транзистора.

Как следует из (4.95), коэффициент передачи повторителя растет и стремится к единице при увеличении крутизны и сопротивления нагрузки. Крутизна транзистора зависит от тока в рабочей точке и заметно растет с его увеличением. Обычное увеличение сопротивления R_3 не может дать заметных результатов и оправдано только в случае большого сопротивления собственно нагрузки (R_4). С его увеличением растет общее сопротивление нагрузки и соответственно коэффициент передачи. Но с ростом сопротивления R_3 увеличивается падение напряжения на нем и ухудшаются условия питания коллектора. Схема, использующая в качестве нагрузки генератор тока (рис. 4.34, г), свободна от этого недостатка. На этой схеме транзистор VT_2 , обладающий большим внутренним сопротивлением со стороны коллектора, используется как генератор тока, включенный в цепь эмиттера транзистора VT_1 . Очень часто, особенно в каскадах в интегральном исполнении, транзистор VT_2 заменяется генератором стабильного тока ГСТ. Использование генераторов тока в качестве нагрузки позволяет приблизить коэффициент передачи к единице и значительно повысить входное сопротивление.

4.6.4. Дифференциальный каскад

Дифференциальный каскад (рис. 4.35) находит очень широкое применение в аналоговых устройствах. Этот каскад является одной из основных схем

для построения усилителей постоянного тока, он присутствует практически во всех без исключения операционных усилителях, а также может использоваться в виде отдельного самостоятельного каскада усиления переменного тока.

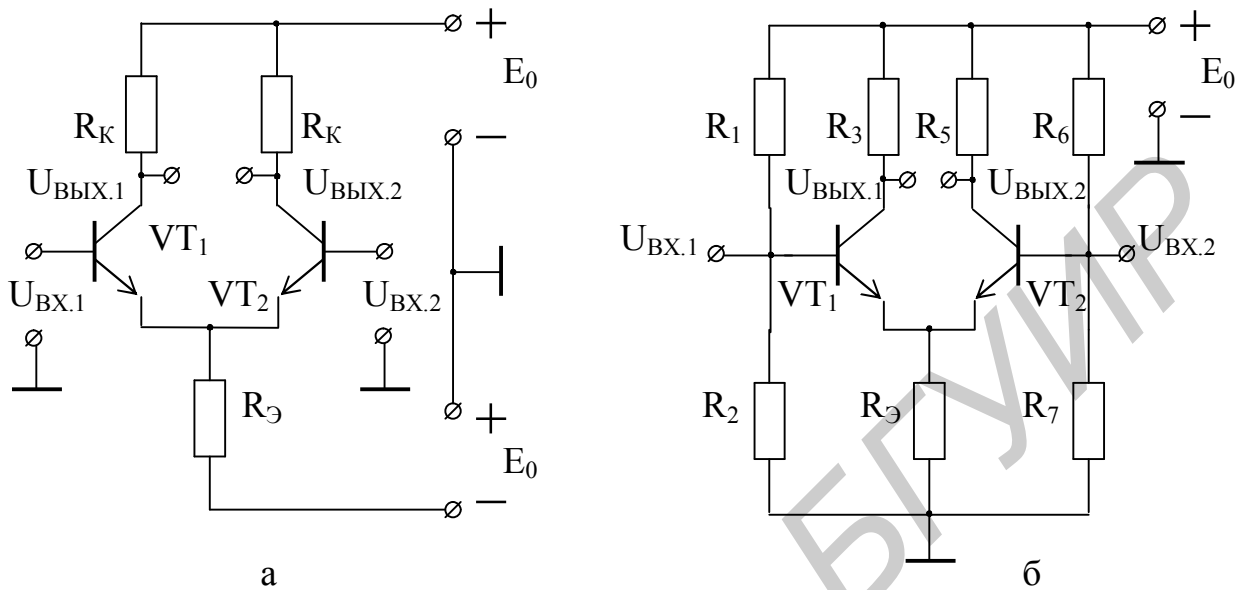


Рис. 4.35

С его помощью можно усиливать симметричные сигналы (сигналы, состоящие из двух напряжений с равными амплитудами, но противоположными фазами). При необходимости он широко используется в качестве фазоинверсного каскада (преобразует несимметричный сигнал в симметричный). Такое широкое распространение дифференциального каскада объясняется его положительными качествами. Он обладает достаточно высоким усилением, хорошими частотной и фазовой характеристиками, легко и удобно стыкуется с другими каскадами, нечувствителен к синфазным помехам. Под синфазным сигналом понимают сигнал помехи, действующий одновременно на оба входа.

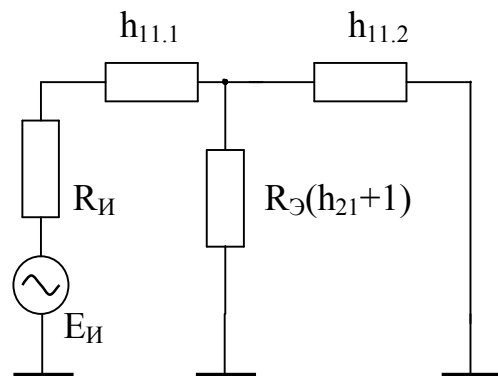


Рис. 4.36

Наряду с обычными параметрами для описания качества дифференциального каскада вводятся параметры, связанные с прохождением синфазного сигнала. К ним относятся входное сопротивление для синфазного сигнала, коэффициент усиления синфазного сигнала, коэффициент ослабления синфазного

сигнала. Это связано с тем, что синфазный сигнал является помехой на входе дифференциального каскада, появляющейся за счет наводок, нестабильности источника питания, изменения температуры, атмосферных явлений и прочих возможных воздействий на усилитель.

Дифференциальный каскад предназначен для усиления симметричных и несимметричных сигналов. Симметричный сигнал создается двумя генераторами с равными, но противоположными по фазе напряжениями, которые подключаются к каждому из входов дифференциального каскада. Данный усилительный каскад может возбуждаться и несимметричным сигналом, который подается на один из входов схемы (см. рис. 4.35), второй вход при этом заземляется по переменной составляющей. В этом случае входное напряжение делится поровну на переходах эмиттер-база обоих транзисторов. В режиме усиления малого симметричного (дифференциального) сигнала каскад характеризуется дифференциальным коэффициентом передачи K_d , входным $R_{ВХ,д}$ и выходным $R_{ВЫХ}$ сопротивлениями.

Для определения дифференциального коэффициента передачи K_d воспользуемся эквивалентной схемой входной цепи каскада (рис. 4.36) при условии, что на вход первого транзистора подключен источник сигнала с бесконечно малой ЭДС $E_{И}$ и внутренним сопротивлением $R_{И} \ll h_{11}$. Во входной цепи под воздействием $E_{И}$ протекает входной ток

$$i_{ВХ} = \frac{E_{И}}{R_{И} + h_{11.1} + R} \approx \frac{E_{И}}{R_{И} + 2h_{11}} = \frac{E_{И}}{2h_{11}}, \quad (4.96)$$

где $R = \frac{h_{11.2}R_{Э}(1+h_{21})}{h_{11.2} + R_{Э}(1+h_{21})} \approx h_{11}$ – параллельное соединение сопротивления перехода база-эмиттер второго транзистора $h_{11.2}$ и пересчитанного во входную цепь сопротивления $R_{Э}$;

$h_{11.1} = h_{11.2} = h_{11}$ – сопротивление перехода база - эмиттер.

Выходное напряжение на коллекторе каждого транзистора будет равно

$$U_{ВЫХ.1} = U_{ВЫХ.2} = U_{ВЫХ.Т} = i_{ВХ}h_{21}R_{К}. \quad (4.97)$$

Выходной дифференциальный сигнал между коллекторами транзисторов будет равен

$$U_{\text{ВЫХ}} = 2U_{\text{ВЫХ.Т}} = 2 \frac{E_{\text{И}}}{2h_{11}} h_{21} R_{\text{К}} = E_{\text{И}} \frac{h_{21}}{h_{11}} R_{\text{К}}. \quad (4.98)$$

Теперь найдем дифференциальный коэффициент передачи:

$$K_{\text{Д}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_{\text{И}}} = \frac{h_{21}}{h_{11}} R_{\text{К}} = y_{21} R_{\text{К}}, \quad (4.99)$$

где $y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}}$ – крутизна транзистора.

Таким образом, дифференциальный коэффициент передачи рассматриваемого каскада равен коэффициенту усиления одиночного резисторного каскада на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером.

Входное сопротивление каскада для дифференциального сигнала, существующее между его входами, равно

$$R_{\text{ВХ.Д}} = \frac{U_{\text{ВХ.1}} + U_{\text{ВХ.2}}}{i_{\text{Б}}} = 2h_{11}. \quad (4.100)$$

Синфазный коэффициент передачи можно определить с помощью эквивалентной схемы входной цепи для синфазного сигнала (рис. 4.37). Режим усиления синфазного сигнала можно получить, соединив базы обоих транзисторов и подав на них сигнал от одного источника. В этом случае ток синфазного сигнала, протекающий по входным цепям транзисторов, равен

$$I_{\text{ВХ.С}} = \frac{U_{\text{С.С}}}{h_{11}/2 + R_{\text{Э}}(1+h_{21})} \approx \frac{U_{\text{С.С}}}{R_{\text{Э}}(1+h_{21})}, \quad (4.101)$$

где $U_{\text{С.С}}$ – напряжение источника синфазного сигнала.

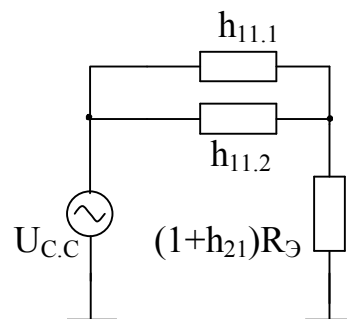


Рис. 4.37

По каждому из входов дифференциального каскада протекает ток вдвое меньший, чем $I_{ВХ.С}$, и приводит к появлению переменного тока в каждом коллекторе:

$$I_K = \frac{I_{ВХ.С} h_{21}}{2}. \quad (4.102)$$

Этот ток создает на коллекторном сопротивлении выходное напряжение, равное

$$U_{ВЫХ.С} = I_K R_K = \frac{U_{С.С} h_{21} R_K}{2R_{Э}(1+h_{21})} \approx \frac{U_{С.С} R_K}{2R_{Э}}. \quad (4.103)$$

Синфазный коэффициент передачи определим как отношение $u_{ВЫХ.С}$ к синфазному входному напряжению $U_{С.С}$:

$$K_C = \frac{U_{ВЫХ.С}}{U_{С.С}} = \frac{R_K}{2R_{Э}}. \quad (4.104)$$

Таким образом, величина синфазного коэффициента передачи тем меньше, чем больше сопротивление в цепи эмиттеров. Очень часто для увеличения этого сопротивления в цепь эмиттеров включают генератор стабильного тока на транзисторах, чье эквивалентное выходное сопротивление по переменному току составляет десятки-сотни килоом.

Если выходной сигнал дифференциального каскада снимается только с одного плеча, то синфазную помеху, которая накладывается на выходной дифференциальный сигнал, можно пересчитать во входную цепь через дифференциальный коэффициент передачи K_D . Выходная синфазная помеха, приведенная ко входу, позволяет определить минимальный уровень полезного сигнала между входами, который может быть обнаружен на фоне синфазных помех.

Таким образом, напряжение $U_{С.С}$, присутствующее на входах, вызывает между этими входами дифференциальное эквивалентное напряжение ошибок:

$$U_{Д.ЭКВ} = \frac{U_{ВЫХ.С}}{K_D} = \frac{U_{С.С} K_C}{K_D} = U_{С.С} \frac{K_C}{K_D}. \quad (4.105)$$

Качество дифференциального каскада оценивают коэффициентом ослабления синфазного сигнала (помехи) $K_{O.C.C} = K_C / K_D$, которое с учетом выражений (4.88) и (4.93) можно представить следующим образом:

$$K_{OCC} = \frac{K_C}{K_D} = \frac{R_K / 2R_{\text{Э}}}{y_{21}R_K} = \frac{1}{y_{21}2R_{\text{Э}}} \approx \frac{\varphi_T}{2I_{\text{Э}}R_{\text{Э}}}, \quad (4.106)$$

где $R_{\text{Э}}$ – сопротивление в цепи эмиттеров.

Ослабление синфазной помехи тем больше, чем больше сопротивление $R_{\text{Э}}$. Для увеличения ослабления это сопротивление очень часто заменяют генератором стабильного тока. Положительный эффект дает также симметрирование схемы путем подбора величин соответствующих элементов. Наиболее просто симметрия плеч достигается путем изменения коллекторных сопротивлений. Критерием оптимальной настройки при этом служит снижение до минимума уровня синфазной помехи на выходе дифференциального каскада. Коэффициент ослабления синфазного сигнала может быть выражен в логарифмической форме

$$K_{O.C.C.дБ} = 20 \lg(K_C / K_D) \text{ дБ} . \quad (4.107)$$

Коэффициенты ослабления синфазного сигнала $K_{O.C.C.дБ}$ современных дифференциальных каскадов достигают от -60 до -100 дБ.

Выходное сопротивление дифференциального усилителя, действующее между его выходами, определяется последовательным включением выходных сопротивлений каскадов, образующих дифференциальную пару:

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{1}{h_{22.2} + 1/R_{K1}} + \frac{1}{h_{22.2} + 1/R_{K2}} = \frac{2}{h_{22} + 1/R_K} \approx 2R_K, \quad (4.108)$$

где $h_{22.1} = h_{22.2} = h_{22}$ – выходные проводимости транзисторов дифференциальной пары.

Частотная фазовая и переходная характеристики дифференциального каскада не отличаются от характеристик обычного резисторного каскада, так

как на частотные фазовые и переходные искажения в этих каскадах влияют одни и те же элементы схем.

4.6.5. Усилитель с динамической нагрузкой

Для каскадов предварительного усиления основной задачей является получение большого коэффициента усиления и максимального выходного напряжения. Из предыдущего анализа уже известно, что для увеличения этих значений необходимо увеличивать сопротивление нагрузки и напряжение питания. Однако очень часто такие действия оказываются невозможными. Так, напряже-

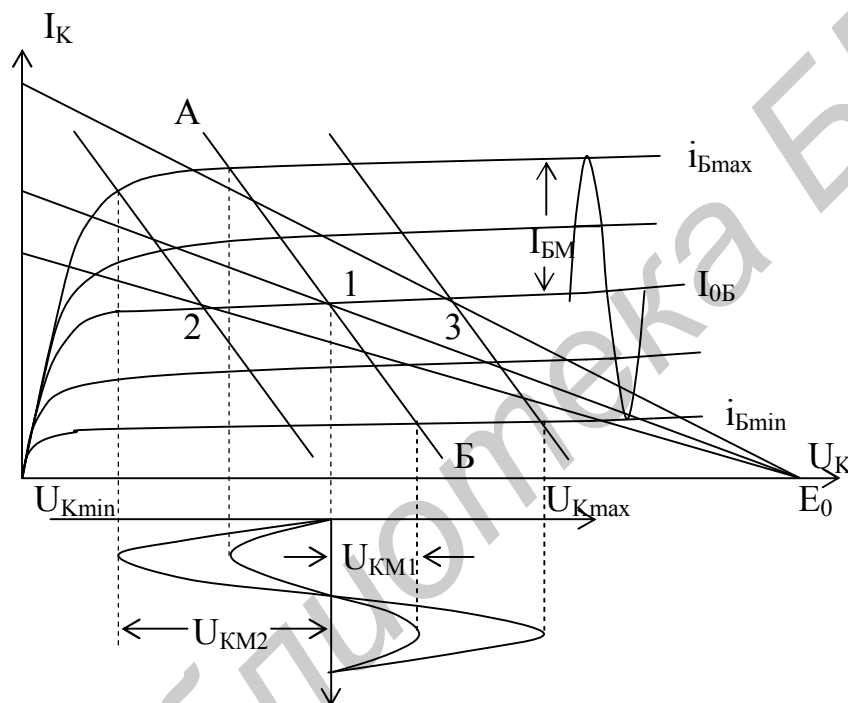


Рис. 4.38

ние питания, как правило, бывает задано и его изменение возможно только в сторону уменьшения. В таких условиях можно увеличить выходное напряжение, если применить в каскаде динамическую нагрузку, т.е. под воздействием сигнала менять в нужном направлении положение рабочей точки. На рис. 4.38 представлены выходные характеристики транзистора с нагрузочной прямой по переменному току. Для обычного резисторного каскада нагрузочная прямая по переменному току проходит через рабочую точку 1. Этой прямой и изменению тока базы с амплитудой I_{BM} соответствует амплитуда выходного напряжения U_{KM1} . Если при положительной полуволне тока базы рабочую точку сдвинуть в положение 2, а при отрицательной – в точку 3, то амплитуда выходного напряжения U_{KM2} увеличится.

нание питания, как правило, бывает задано и его изменение возможно только в сторону уменьшения. В таких условиях можно увеличить выходное напряжение, если применить в каскаде динамическую нагрузку, т.е. под воздействием сигнала менять в нужном направлении положение рабочей точки. На рис. 4.38 представле-

На практике получение такого эффекта достигается путем включения в коллекторную цепь транзистора вместо обычного резистора R_K управляемого сопротивления, роль которого может играть дополнительный биполярный или полевой транзистор (рис. 4.39, а, б). Действие динамической нагрузки легко

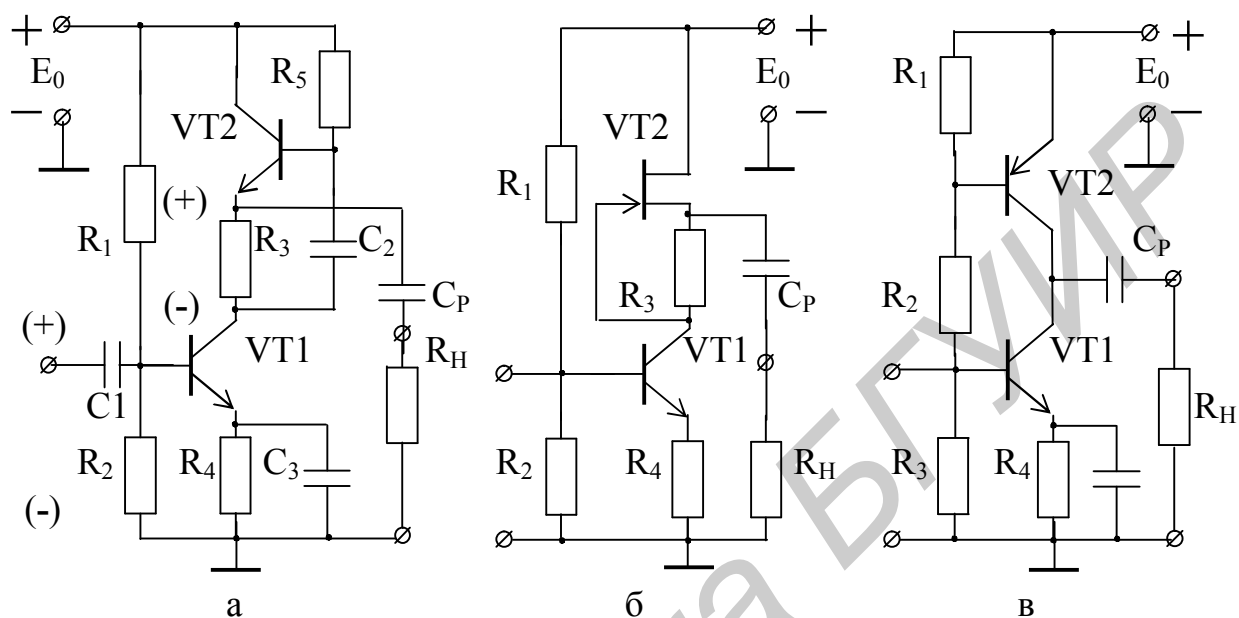


Рис. 4.39

понять на примере первой схемы. При указанной на рис. 4.39, а полярности сигнала ток коллектора транзистора VT1 увеличивается, одновременно растет падение напряжения на сопротивлении R_3 . Это напряжение воздействует через конденсатор C_2 на базу транзистора VT2 и пытается его запереть. Сопротивление транзистора VT2 возрастает, и нагрузочная прямая по постоянному току для транзистора VT1 становится более полой. Рабочая точка, а вместе с ней и нагрузочная прямая по переменному току (линия АБ) сдвигаются в положение 2 (см. рис. 4.38), и напряжение на коллекторе VT1 становится минимальным. В следующие полпериода ток через VT1 уменьшается, транзистор VT2 приоткрывается, и нагрузочная прямая сдвигается к точке 3. В результате переменное напряжение на коллекторе VT2 растет и достигает величины U_{Kmax} . Схема (см. рис. 4.39, б) с полевым транзистором в качестве динамической нагрузки имеет аналогичный принцип действия.

Несколько иной принцип действия у схемы на рис. 4.39, в, нагрузку которой нельзя считать динамической. Коэффициент усиления резисторного каскада пропорционален сопротивлению нагрузки по переменному току. Эта на-

грузка образована параллельным соединением сопротивления в цепи коллектора и собственно сопротивления нагрузки R_H . Увеличение сопротивления в цепи коллектора связано с ухудшением условий питания коллектора, что ограничивает общее сопротивление нагрузки и соответственно коэффициент усиления. В схеме (см. рис. 4.39, в) сопротивление в цепи коллектора VT1 заменено генератором тока на транзисторе VT2, имеющим большое сопротивление по переменному току (значительно большее, чем R_H). В этом случае общее сопротивление нагрузки увеличивается и становится практически равным самому сопротивлению R_H , а коэффициент усиления получается максимальным.

5. КАСКАДЫ МОЩНОГО УСИЛЕНИЯ

5.1. Общие сведения

Каскады усиления мощности предназначены для отдачи в нагрузку мощности, заданной техническим заданием. При этом задается допустимый уровень нелинейных и частотных искажений, а также величина и характер нагрузки. Величина мощности в нагрузке может быть самой разной – от нескольких милливатт до нескольких киловатт. С возрастанием выходной мощности в таких усилителях существенное внимание обращается на коэффициент полезного действия, который при больших выходных мощностях стремятся получить как можно большим. Такой параметр, как коэффициент усиления по напряжению, в данном случае играет второстепенную роль.

Перечисленные выше параметры каскада усиления мощности в первую очередь зависят от режима работы усилительного элемента, выбора рабочей точки, уровня входного сигнала и величины нагрузки. Как правило, величина нагрузки, особенно для усилителей мощности сигналов звуковой частоты, оказывается сравнительно небольшой. Для получения большой выходной мощности на низкоомной нагрузке таким усилителям приходится работать с большими амплитудами токов и напряжений. При таких величинах амплитуд токов и напряжений в оконечных каскадах возникают значительные нелинейные искажения, для уменьшения которых в усилителях мощности используют глубокую отрицательную обратную связь. Большая глубина обратной связи значительно затрудняет раскачку оконечного каскада, требуя более высоких уровней входных сигналов. Для увеличения глубины обратной связи приходится охватывать

ею несколько каскадов, что затрудняет получение устойчивой работы усилителя мощности и требует заметных усилий, направленных на предупреждение его самовозбуждения. В транзисторных усилителях мощности глубокая обратная связь приводит к появлению динамических искажений. По этой причине качественные усилители с высокой верностью воспроизведения звука по-прежнему стремятся выполнять на электронных лампах.

При больших уровнях токов и напряжений прорабатываются солидные участки вольт-амперных характеристик активных элементов. В результате их параметры заметно изменяются за период усиливаемого сигнала, что очень сильно снижает точность аналитического расчета каскадов усиления мощности. Для ламповых оконечных каскадов более приемлемым считался графический метод расчета. Приводимые в справочниках вольт-амперные характеристики транзисторов оказываются в значительной степени усредненными, что заставляет отказаться от их графического расчета и пользоваться усредненными параметрами.

Желание получить высокий коэффициент полезного действия заставляет использовать в оконечных каскадах режим В как более экономичный. При этом каскады в обязательном порядке строятся по двухтактной схеме. Режим А используется в усилителях сравнительно небольшой мощности (до 1 - 2 Вт). Если от усилителя требуется очень высокое качество воспроизведения, то режим А может быть также применен и в каскадах с более высокой выходной мощностью (более 1 – 2 Вт). Экономичность усилителя мощности при этом очень сильно снижается.

Таким образом, при анализе и разработке усилителей мощности основное внимание уделяется энергетическим показателям и нелинейным искажениям, коэффициент усиления и линейные искажения отодвигаются на второй план.

В оконечных каскадах основным видом включения транзисторов является схема с общим коллектором, реже – с общим эмиттером. Схема с общей базой из-за низкого входного сопротивления и соответственно большого входного тока практически в оконечных каскадах не применяется. Для связи с нагрузкой в усилителях мощности используются резистивно-емкостная, непосредственная и трансформаторная связи. В транзисторных каскадах трансформаторная связь в силу своих недостатков используется довольно редко, а для ламповых каскадов она является основным видом связи.

Среди энергетических показателей заметно возрастает роль такого параметра, как мощность, рассеиваемая на выходном электроде активного элемента. Проблема отвода и рассеивания этой мощности существенно ограничивает мощность, отдаваемую в нагрузку. При отсутствии надлежащего теплоотвода температура коллекторного перехода быстро растет, и транзистор может выйти из строя. Связь между рассеиваемой мощностью и температурой перехода определяется следующим выражением:

$$P_K = \frac{t_{Пmax}^0 - t_{Сmax}^0}{R_{тПС}}, \quad (5.1)$$

где P_K - мощность, рассеиваемая на коллекторе;

$t_{Пmax}^0$ - максимально допустимая температура перехода;

$t_{Сmax}^0$ - максимальная температура окружающей среды;

$R_{тПС}$ - температурное сопротивление на участке переход-среда.

Температурное сопротивление переход-среда состоит из двух частей: сопротивления переход-корпус $R_{тПК}$ и сопротивления корпус-среда $R_{тКС}$ и даже для мощных транзисторов имеет величину в несколько десятков $С^\circ/Вт$. Это приводит к тому, что при заданных значениях температуры перехода и окружающей среды отдельно взятый мощный транзистор может рассеять сравнительно небольшую мощность (1 - 3 Вт). Сопротивление $R_{тПК}$ у мощных транзисторов сравнительно невелико, следовательно, от перехода к корпусу транзистора может передаваться довольно значительная тепловая энергия. Однако если эта энергия не успевает рассеиваться в окружающее пространство, то корпус транзистора начинает быстро разогреваться и переход выгорает. Рассеивание тепловой энергии от корпуса транзистора в окружающее пространство облегчается с помощью радиатора, чье тепловое сопротивление $R_{тКС}$ оказывается обратно пропорционально площади поверхности радиатора и может равняться единицам и даже десятым долям $С^\circ/Вт$. Таким образом, используя радиатор, можно добиться того, что общее сопротивление $R_{тПС}$ будет лишь ненамного превышать тепловое сопротивление самого транзистора $R_{тПК}$, и мощность, рассеиваемая транзистором, значительно увеличится. При использовании радиатора на участке корпус-радиатор возникает дополнительное сопротивление $R_{тКР}$,

величиной которого обычно пренебрегают. Для уменьшения этого сопротивления место соединения радиатора с транзистором шлифуют и покрывают специальной кремнийорганической смазкой с высокой теплопроводностью.

Расчет радиатора сводится к определению необходимого теплового сопротивления между переходом и средой $R_{тПС}$ по заданным значениям необходимой мощности рассеяния P_K , максимальной температуры перехода $t_{П\max}^0$ и окружающей среды $t_{C\max}^0$ (5.1). По величине $R_{тПС}$ и тепловому сопротивлению транзистора $R_{тПК}$ находим тепловое сопротивление радиатора $R_{тКС}$:

$$R_{тКС} = R_{тПС} - R_{тПК} \quad (5.2)$$

Необходимая площадь поверхности радиатора S в см^2 , выполненного в виде пластины (учитываются обе стороны), определяется с помощью эмпирической формулы

$$S = \frac{1400}{R_{тКС}} \quad (5.3)$$

Обычно радиаторы делают с ребристой или игольчатой поверхностью, что заметно уменьшает их тепловое сопротивление по сравнению с радиаторами пластинчатого типа.

5.2. Однотактные усилители мощности

Схемы однотактного резистивного и трансформаторного усилителей мощности (рис. 5.1) по форме не отличаются от аналогичных схем каскадов предварительного усиления.

В каскаде (рис. 5.1, а) нагрузка включена непосредственно в коллекторную цепь транзистора. Эта схема имеет минимум деталей, обладает хорошей частотной и переходной характеристиками, сравнительно малыми нелинейными искажениями. Основной ее недостаток – через нагрузку протекает постоянный ток, что приводит к дополнительным потерям энергии и снижению коэффициента полезного действия (КПД). Как уже было сказано, все однотактные

каскады усилителей мощности работают в режиме А. Мощность, отдаваемая этим каскадом в нагрузку, определяется амплитудой тока и напряжения на ней:

$$P_H = \frac{U_{МК} I_{МК}}{2} = \frac{U_{МК}^2}{2R_H} = \frac{I_{МК}^2 R_H}{2}. \quad (5.4)$$

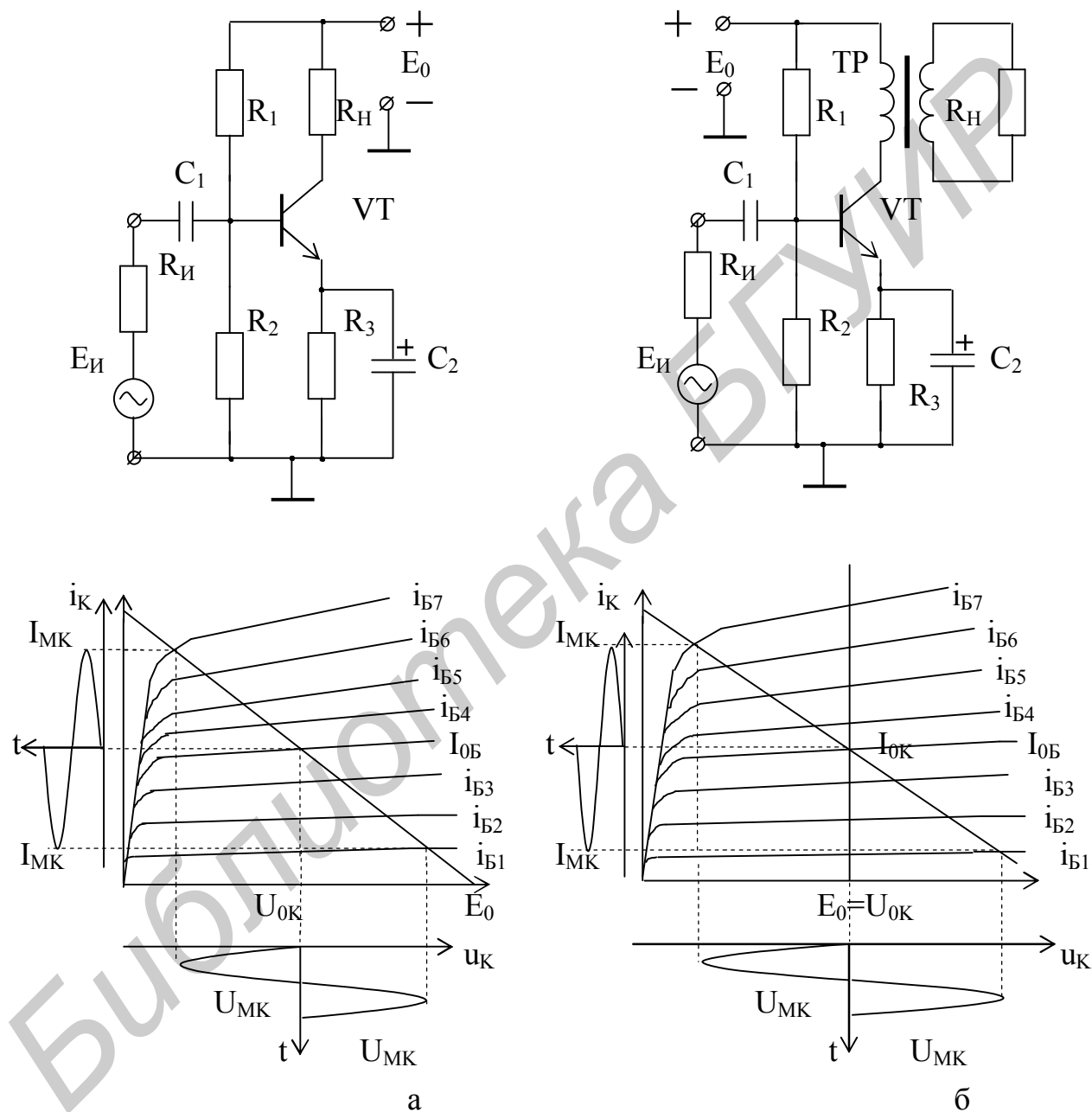


Рис. 5.1

Мощность, потребляемая от источника питания, зависит от напряжения источника и постоянного тока коллектора. Благодаря низкому уровню нелинейных искажений этот ток практически не изменяется за период сигнала и не зависит от величины сигнала.

Для большей точности к току коллектора следовало бы добавить ток, протекающий через делитель R_1R_2 . Однако этим током чаще всего пренебрегают из-за его малости, и мощность, потребляемую от источника питания, определяют с помощью следующего выражения:

$$P_0 = E_0 I_{0K} = E_0 I_0. \quad (5.5)$$

Коэффициент полезного действия будет равен

$$\eta = \frac{P_H}{P_0} = \frac{U_{МК} I_{МК}}{2E_0 I_0} = 0,5 \xi \psi, \quad (5.6)$$

где $\psi = \frac{U_{МК}}{E_0}$ - коэффициент использования транзистора по напряжению;

$\xi = \frac{I_{МК}}{I_0}$ - коэффициент использования транзистора по току.

Если допустить, что все напряжение E_0 приложено к сопротивлению нагрузки и участку коллектор–эмиттер и используется вся характеристика транзистора, включая и нелинейную область, то и в этом случае коэффициент использования транзистора по напряжению ψ в каскаде (см. рис. 5.1, а) не может быть больше чем 0,5. Коэффициент использования по току ξ при этих же условиях стремится к единице. Таким образом, КПД в этой схеме не может быть больше 25 %. В реальных условиях работы КПД здесь оказывается еще меньше в 2 – 2,5 раза.

Мощность, рассеиваемая на коллекторе, находится как разность между P_0 и P_H :

$$P_K = P_0 - P_H. \quad (5.7)$$

Из последнего выражения следует, что при отсутствии полезного сигнала практически вся мощность, потребляемая из источника питания, будет рассеиваться на коллекторе. Это обстоятельство обязательно надо учитывать при проектировании однотактного усилителя мощности, и выбирать для него тран-

зистор с мощностью рассеивания в 3 – 4 раза большей, чем мощность, отдаваемая в нагрузку $P_K \approx (3-4)P_H$.

Схема на рис. 5.1, б отличается от предыдущей тем, что выходная цепь транзистора в ней связана с нагрузкой через трансформатор. Такая связь улучшает питание коллектора, позволяет подобрать оптимальное сопротивление по переменному току для коллекторной цепи. При условии, что на первичной обмотке трансформатора не падает постоянное напряжение (сопротивление меди первичной обмотки стремится к нулю), можно считать, что нагрузочная прямая по постоянному току начинается в точке E_0 и идет вертикально вверх (сопротивление в цепи эмиттера отсутствует), следовательно, напряжение на коллекторе $U_{0K} = E_0$. Таким образом, при одинаковых с предыдущим каскадом допущениях амплитуда выходного напряжения может быть равной E_0 , а значение ψ здесь стремится к единице. В результате теоретический (и практический) КПД в этом каскаде возрастает вдвое и стремится к 0,5. Требования к мощности, которую должен рассеивать транзистор в этом каскаде, снижаются и транзистор может быть выбран из условия ($P_K \approx 2,5P_H$). При этом транзистор должен быть выбран с предельно допустимым напряжением на коллекторе в 1,1 – 1,3 раза большим, чем $E_0 + U_{МК}$.

При расчете выходной мощности приходится учитывать потери, существующие в трансформаторе. Мощность, отдаваемая транзистором в коллекторную цепь P_2 , должна рассчитываться с учетом коэффициента полезного действия трансформатора $\eta_{ТР}$:

$$P_2 = \frac{P_H}{\eta_{ТР}}, \quad (5.8)$$

где P_H - мощность, отдаваемая в нагрузку.

Необходимый коэффициент трансформации также определяется с учетом $\eta_{ТР}$:

$$n = \sqrt{\frac{R_2}{\eta_{ТР}R_H}}, \quad (5.9)$$

где R_2 – необходимое расчетное сопротивление нагрузки в цепи коллектора. Значения КПД трансформатора обычно лежат в пределах (0,8–0,9), большие значения КПД относятся к каскадам с большей выходной мощностью.

На частотные свойства усилителя мощности (см. рис. 5.1, а) влияют входная динамическая емкость транзистора C_0 и разделительный конденсатор C_1 . Поэтому частотная характеристика этого каскада не отличается от частотной характеристики резисторного транзисторного усилителя с непосредственной связью с нагрузкой. Каскад на рис. 5.1, б имеет более узкую частотную характеристику, которая определяется частотными свойствами трансформатора.

5.3. Двухтактные усилители мощности. Общие сведения

Два четырехполюсника, включенные, как показано на рис. 5.2, образуют двухтактный усилительный каскад.

Как видно из рисунка, двухтактные каскады образуются из двух обычных, соединенных общим земляным проводом, и представляют собой пару каскадов, симметричных относительно горизонтальной оси (общего провода). Возбуждаются такие каскады двумя напряжениями U_{1A} и U_{1B} , равными по величине и противоположными по фазе. Напряжение на входе такого усилителя равно

$$U_1 = U_{1A} - U_{1B}, \quad \text{где } U_{1A} = -U_{1B}. \quad (5.10)$$

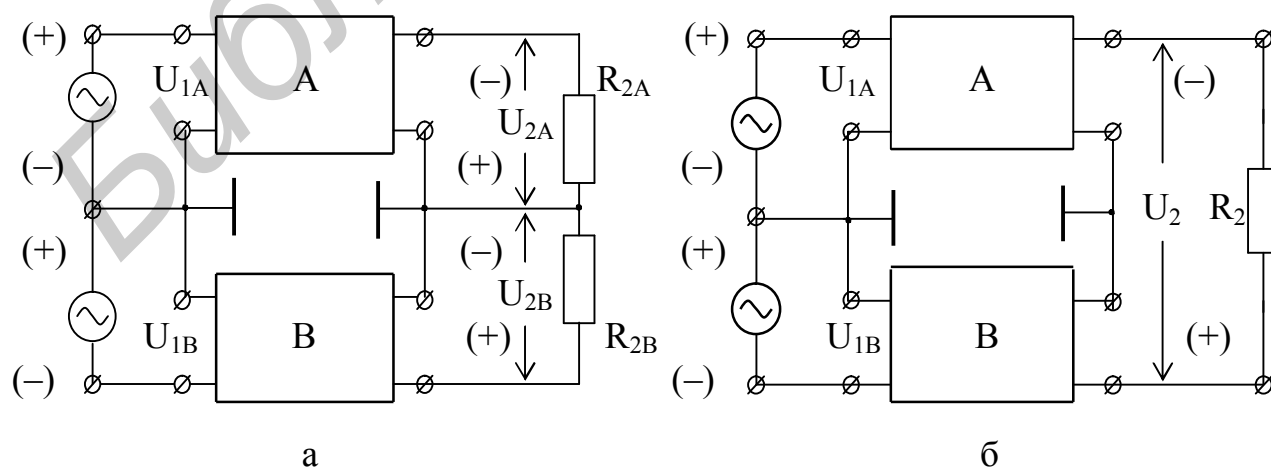


Рис. 5.2

Выходной сигнал может потребляться двумя симметричными нагрузками (рис. 5.2, а) или чаще одной объединенной (рис. 5.2, б). Напряжение выходного сигнала определяется так же, как и напряжение входного:

$$U_2 = U_{2A} - U_{2B}, \text{ где } U_{2A} = -U_{2B}. \quad (5.11)$$

Примером двухтактного усилителя может служить рассмотренный ранее дифференциальный каскад.

Двухтактные каскады обладают заметными достоинствами по сравнению с однотактными:

- 1) синфазная помеха, попадающая на вход такого каскада, не проходит на его выход;
- 2) на выходе двухтактного каскада компенсируются четные гармоники, вносимые каждым усилительным элементом;
- 3) в двухтактном усилителе широко используется режим В и, следовательно, увеличивается КПД.

Подавление синфазной помехи увеличивает динамический диапазон двухтактного каскада и позволяет несколько снизить требования к уровню пульсаций источника питания.

Отсутствие четных гармоник на выходе двухтактного усилителя позволяет снизить нелинейные искажения на его выходе или увеличить отдаваемую мощность при неизменном коэффициенте гармоник. Отсутствие четных гармоник на выходе двухтактного усилителя легко показать, если выходные напряжения каждого четырехполюсника представить в виде степенного ряда и вычесть одно из другого:

$$U_{2A} = a_0 + a_1 U_{1A} + a_2 U_{1A}^2 + a_3 U_{1A}^3 + \dots,$$

$$U_{2B} = a_0 + a_1 U_{2B} + a_2 U_{2B}^2 + a_3 U_{2B}^3 + \dots$$

Тогда с учетом второй части (5.10) получим

$$U_2 = 2a_1 U_{1A} + 2a_3 U_{1A}^3 + \dots \quad (5.12)$$

Отсутствие четных степеней в полученном выражении свидетельствует о том, что в нагрузке при идеальной симметрии двухтактного каскада четные гармоники подавляются. Исчезновение коэффициентов a_0 говорит о том, что и постоянная составляющая также не протекает через нагрузку.

Возможность использования в двухтактном каскаде режима В позволяет снизить требования к мощности рассеивания применяемых активных элементов. Как было показано в п. 3.3.3, максимальная мощность рассеивается на активном элементе в критическом режиме, когда коэффициент использования по напряжению становится равным $\psi_{\text{кр}} = 0,636$ (3.66). При этом мощность рассеивания становится равной

$$P_{\text{Кmax}} = \frac{E_0^2}{2R_{\text{H}}} (0,636\psi_{\text{кр}} - 0,5\psi_{\text{кр}}^2) = \frac{E_0^2}{2R_{\text{H}}} (0,636^2 - 0,5 \cdot 0,636^2) = 0,1 \frac{E_0^2}{R_{\text{H}}}. \quad (5.13)$$

Обычно при нормальной раскочке оконечного каскада, работающего в режиме В, коэффициент использования активного элемента по напряжению лежит в пределах $\psi \approx 0,9$. В этом случае мощность, отдаваемая в нагрузку, достигает величины (3.63):

$$P_2 = \frac{E_0^2}{2R_{\text{H}}} \psi^2 = 0,4 \frac{E_0^2}{R_{\text{H}}}. \quad (5.14)$$

Отношение (5.14) к (5.13) равно

$$\frac{P_2}{P_{\text{Кmax}}} = 4. \quad (5.15)$$

Таким образом, при проектировании двухтактного усилителя мощности, работающего в режиме В, желательно выбирать активные элементы с допустимой мощностью рассеивания в четыре раза меньшей, чем заданная полезная мощность $P_{\text{Кmax}} = 0,25 P_2$.

5.4. Двухтактная схема усилителя мощности

Благодаря своим положительным качествам двухтактные схемы очень широко применяются в линейных усилителях мощности. Примером такого усилителя является двухтактный трансформаторный каскад (рис. 5.3). Следует

отметить, что включение транзисторов по схеме с общим эмиттером не является единственным для данной схемы. Транзисторы в этом каскаде могут быть включены и по схеме с общей базой или общим коллектором. Принцип действия и основные соотношения остаются неизменными для любой схемы включения транзисторов в этом каскаде.

Постоянный ток коллектора VT_1 протекает от $+E_0$ по верхней половине первичной обмотки трансформатора TP_2 , участок коллектор-эмиттер к $-E_0$.

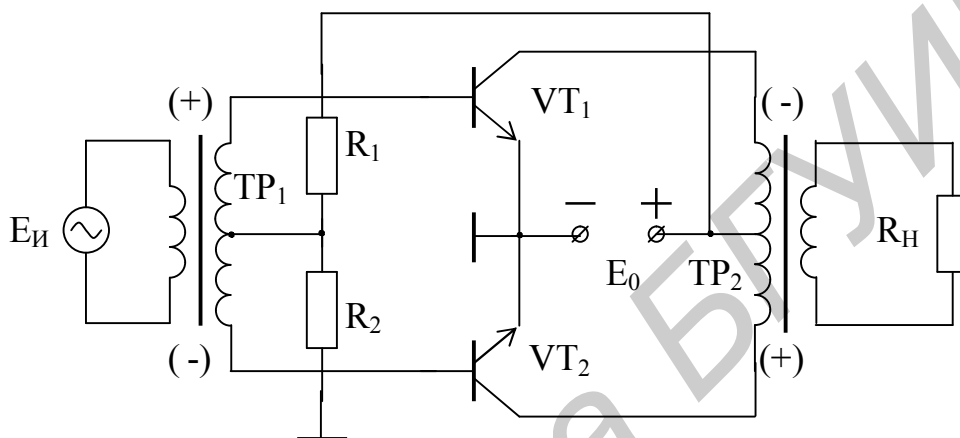


Рис. 5.3

Постоянный ток коллектора VT_2 протекает по аналогичному контуру в направлении часовой стрелки. Оба эти тока в первичной обмотке трансформатора TP_2 создают два противоположно направленных магнитных потока, компенсирующих друг друга. Таким образом, подмагничивание постоянным током в TP_2 отсутствует, что позволяет уменьшить габариты, вес и стоимость трансформатора. Аналогичные процессы происходят во вторичной обмотке TP_1 , где протекают токи базы.

Переменные токи каждого транзистора протекают по своим половинкам трансформатора в одинаковых направлениях, создают равные однонаправленные магнитные потоки, которые суммируются и наводят ЭДС в выходной обмотке трансформатора. Так, при указанной на рис. 5.3 полярности входного сигнала переменный коллекторный ток верхнего транзистора совпадает по направлению с его постоянным током, а переменная составляющая коллекторного тока нижнего транзистора течет навстречу его постоянной составляющей. Таким образом, оба переменных тока в первичной обмотке трансформатора имеют одно и то же направление – текут снизу вверх и, следовательно, будут наво-

дить на выходе одинаковые ЭДС, т.е. переменные токи обоих транзисторов в нагрузке суммируются.

Для режима А такое включение приводит к простому увеличению в два раза потребляемой, отдаваемой и рассеиваемой (на двух транзисторах) мощностей. Все соотношения между мощностями сохраняются такими же, как в однотактном каскаде. Требования к максимальной мощности рассеивания, предъявляемые к транзистору при расчете двухтактного усилителя, могут быть ослаблены соответственно в два раза.

В режиме В плечи двухтактного каскада работают поочередно. При указанной полярности сигнала верхнее плечо схемы на рис. 5.3 реагирует на положительную половину периода входного сигнала, а нижнее – на отрицательную. Выходные токи обоих плеч, суммируясь в нагрузке, создают на ней усиленный неискаженный сигнал.

Отсюда следует, что при анализе двухтактный трансформаторный каскад можно рассматривать как однотактный, работающий в течение всего периода сигнала на нагрузку, приведенную к половине первичной обмотки трансформатора.

Однако трансформаторный усилитель мощности имеет и целый ряд недостатков: технологическая сложность изготовления, большие габариты и вес, высокая стоимость, большие частотные и нелинейные искажения, невозможность изготовления в интегральном исполнении. Поэтому трансформаторные каскады на транзисторах в настоящее время не используются. Высококачественные трансформаторные усилители сигналов низкой частоты на электронных лампах по-прежнему широко востребованы.

5.5. Бестрансформаторные усилители мощности

Как известно, трансформаторные усилители мощности обладают многими недостатками и в настоящее время вытесняются бестрансформаторными.

Большие габариты, вес и стоимость трансформаторов заставляют отказываться от них, особенно при создании малогабаритной аппаратуры. Этому способствуют и дополнительные нелинейные искажения, возникающие из-за нелинейности характеристик намагничивания сердечников, и значительные

частотные и фазовые искажения, связанные со сравнительно узкой полосой пропускания трансформатора.

Транзисторные бестрансформаторные усилители мощности в настоящее время нашли самое широкое применение как в дискретном, так и в интегральном исполнении, особенно при усилении сигналов звуковых частот. Физические свойства транзисторов, позволяющие использовать их при малых напряжениях и больших токах, делают эти активные элементы незаменимыми в каскадах, работающих на низкоомную нагрузку, включенную непосредственно в выходную цепь усилителя.

Наибольшее распространение в настоящее время получила схема оконечного двухтактного усилителя мощности, в которой используются транзисторы разной проводимости, включенные по схеме с общим коллектором, соединенные последовательно по постоянному току (рис. 5.4, а).

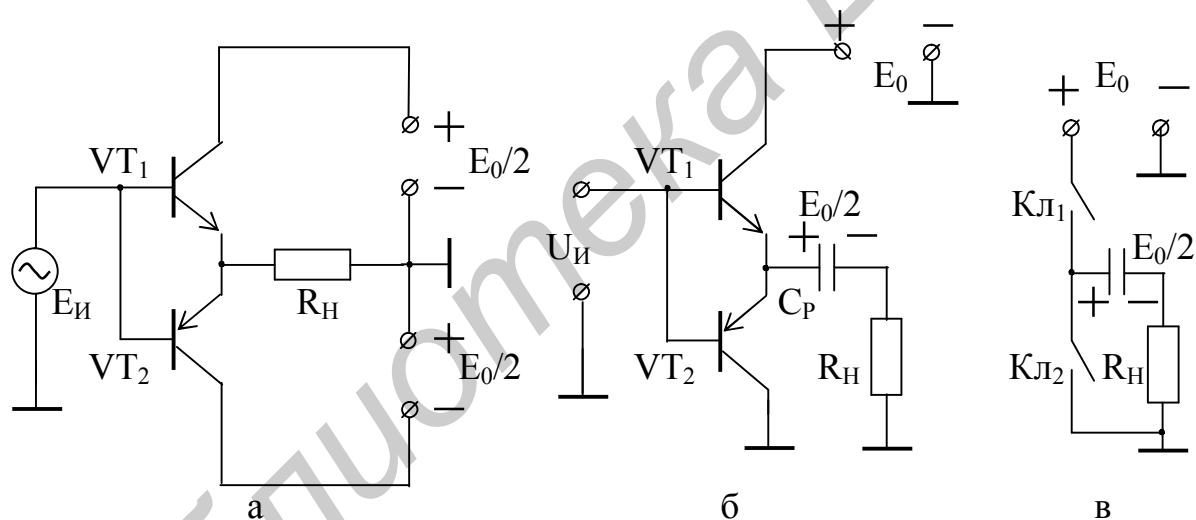


Рис. 5.4

Благодаря своим качествам эта схема используется при проектировании большинства современных усилителей мощности. Данный каскад выполнен по двухтактной схеме и обладает всеми ее достоинствами. В нем можно использовать экономичный режим В, постоянный ток через нагрузку не протекает, четные гармоники сигнала в нагрузке компенсируются. Комплементарная пара транзисторов образует двухтактный эмиттерный повторитель, который благодаря 100 %-ной отрицательной обратной связи по напряжению, последовательной по входу имеет низкий уровень нелинейных искажений, широкую полосу

пропускания, малое выходное и большое входное сопротивления. Малое выходное сопротивление позволяет получить большую выходную мощность на низкоомной нагрузке. Неудобство, связанное с необходимостью использования двухполярного источника питания, легко устраняется путем подключения нагрузки к выходу через разделительный конденсатор (рис. 5.4, б).

При отсутствии сигнала конденсатор C_p в схеме на рис. 5.4, б благодаря идентичности транзисторов VT_1 и VT_2 заряжается до напряжения $E_0/2$. Отсутствие смещения на базах транзисторов VT_1 и VT_2 свидетельствует о том, что транзисторы работают в режиме В, т.е. в течение полупериода сигнала один из них открыт, а второй – заперт. В следующий полупериод состояния транзисторов меняются на противоположные. Это обстоятельство позволяет представить транзисторы в виде двух ключей, замыкающихся поочередно (рис. 5.4, в). При положительной полуволне сигнала на входе ключ $Кл_1$ оказывается замкнут, а $Кл_2$ – разомкнут. В этом случае напряжение на нагрузке, согласно второму закону Кирхгофа и с учетом заряда конденсатора C_p до уровня $E_0/2$, становится равным

$$U_H = E_0 - E_0/2 = E_0/2. \quad (5.16)$$

В следующий полупериод $Кл_1$ размыкается, а $Кл_2$ переходит в замкнутое состояние. Конденсатор C_p в этом случае оказывается подключенным параллельно сопротивлению нагрузки. Следовательно, на нагрузке появляется напряжение, равное напряжению заряда конденсатора $E_0/2$. При этом полярность сигнала на сопротивлении нагрузки меняется на противоположную по сравнению с предыдущим случаем. Таким образом, в течение отрицательной половины периода сигнала конденсатор C_p , заряженный до $E_0/2$, является источником выходного тока в нагрузке. Чтобы разряд конденсатора не влиял на величину выходного тока, состояние конденсатора не должно меняться в течение половины периода самого низкочастотного сигнала, входящего в полосу пропускания каскада. Следовательно, постоянная времени разряда конденсатора $C_p R_H$ должна быть существенно больше периода сигнала с нижней граничной частотой. Обычно величина C_p рассчитывается исходя из уровня допустимых частотных искажений и значения сопротивления нагрузки. Емкость C_p в реальных усилителях сигналов низкой частоты достигает нескольких тысяч микрофард и

увеличивается с уменьшением сопротивления нагрузки. Следует отметить, что амплитуда напряжения сигнала на нагрузке в схемах на рис. 5.4, а и 5.4, б не может превышать величину $E_0/2$.

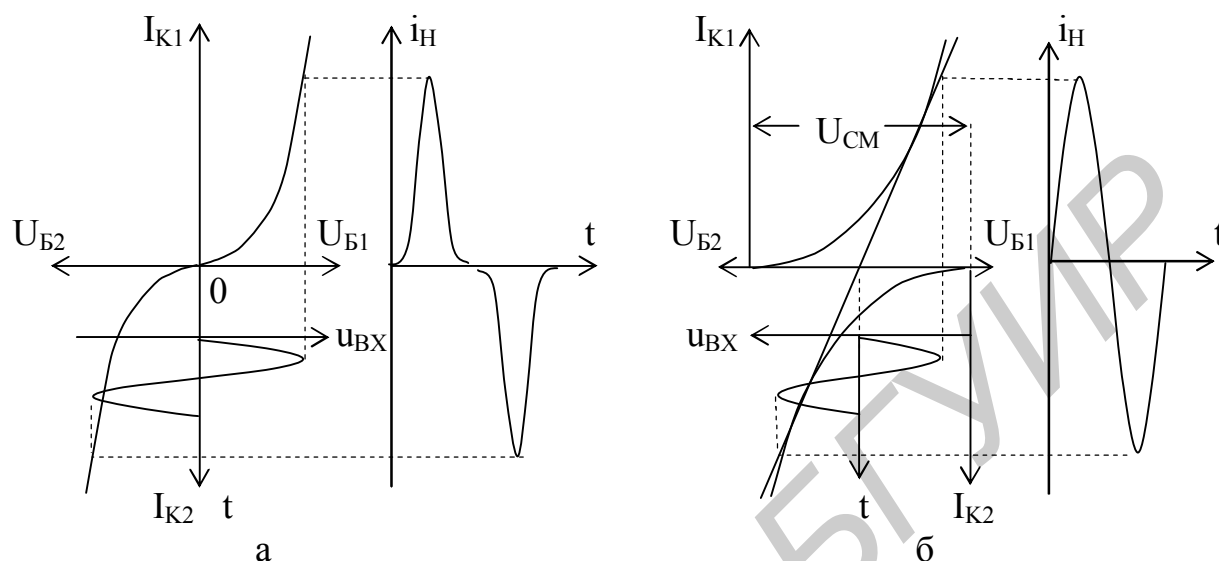


Рис. 5.5

Отсутствие смещения на базах транзисторов VT_1 и VT_2 в схемах на рис. 5.5 приводит к появлению в токе выходного сигнала специфических нелинейных искажений типа ступеньки (рис. 5.5, а). Для устранения этих искажений между базами VT_1 и VT_2 необходимо ввести напряжение смещения U_{CM} , которое приоткрывает оба транзистора и изменит вид общей проходной характеристики (рис. 5.5, б), сделав ее более линейной. В этом случае несколько увеличится постоянный ток, протекающий через транзисторы при отсутствии сигнала, и уменьшится КПД каскада. Напряжение смещения в таких схемах создается за счет постоянного тока делителя (рис. 5.6, а), протекающего по сопротивлению R_{CM} .

Сигнал от источника E_H непосредственно поступает на базу VT_1 . На базу транзистора VT_2 сигнал проходит через сопротивление R_{CM} . Чтобы амплитуда сигнала не уменьшалась на базе VT_2 по сравнению с базой VT_1 , сопротивление R_{CM} должно быть небольшой величины, т.е. делитель получается низкоомным. Такой способ подачи смещения называется смещением постоянным напряжением базы, и уже был нами рассмотрен ранее [16, ч.2]. Из-за высокой температурной нестабильности подача смещения фиксированным напряжением базы в чистом виде не применяется в схемах, работающих в сравнительно широком

диапазоне температур. Поэтому в подобных каскадах, как правило, используется термокомпенсация рабочей точки.

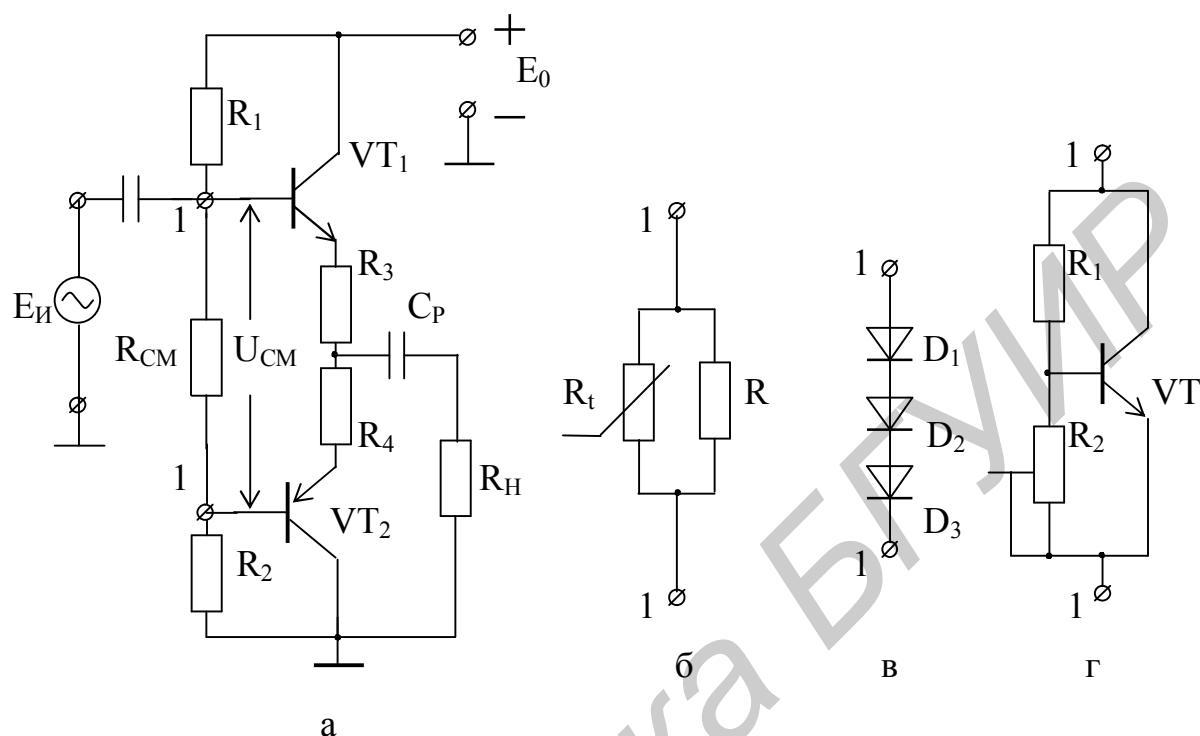


Рис. 5.6

В этом случае двухполюсник, включенный между контактами 1 – 1, выполняется с помощью термозависимых элементов (рис.5.6, б, в, г). Использование схемы (см. рис. 5.6, б) ограничивается трудностями, связанными с расчетом и наладкой. Температурная зависимость у терморезистора существенно выше, чем у транзисторов. Чтобы выровнять эти зависимости и получить приемлемую стабильность в диапазоне температур, приходится шунтировать терморезистор обычным сопротивлением и тщательно его подбирать.

Заметно лучшие результаты получаются при использовании схемы на рис. 5.6, в. Необходимое число диодов при заданном токе делителя определяется вольт-амперной характеристикой диодов и заданным напряжением смещения U_{CM} . Сопротивление диода переменному току, равное отношению приращения напряжения на диоде к приращению тока через него, имеет небольшую величину. По этой причине общее сопротивление всей цепочки диодов для переменной составляющей оказывается незначительным, а амплитуды сигнала на базах транзисторов практически одинаковыми. При

изменении температуры вольт-амперная характеристика p-n-перехода у диода и у транзистора (база-эмиттер) сдвигается примерно на $2,2 \text{ мВ/}^{\circ}\text{C}$ [1]. С ростом температуры напряжение на диодах уменьшается (при постоянном токе делителя) и транзисторы подзапираются. При снижении температуры происходит обратное явление. Так как температурные зависимости у транзисторов и диодов практически одинаковые, стабильность тока через транзисторы получается высокой.

Аналогично работает и схема на рис. 5.6, г. Напряжение $U_{\text{см}}$ между коллектором и эмиттером транзистора VT обычно не превышает $1,5\text{--}2,5 \text{ В}$. Характеристики транзистора при столь малых напряжениях идут очень круто, следовательно, сопротивление участка коллектор-эмиттер для переменного тока оказывается незначительным и потери сигнала на нем практически отсутствуют. Изменение температуры окружающей среды приводит к изменению сопротивления участка коллектор-эмиттер транзистора VT и соответственно всего двухполюсника 1–1. Температурные изменения сопротивления двухполюсника 1–1 приводят к изменению напряжения смещения на базах транзисторов VT₁ и VT₂, а значит, и к изменению положения их рабочей точки. Остается добавить, что для лучшей термостабилизации все двухполюсники 1–1 конструктивно крепятся на радиаторе транзисторов VT₁ и VT₂.

Известно, что положительные качества двухтактных каскадов реализуются только в схемах с хорошей симметрией плеч. В схеме (см. рис. 5.6, а) для улучшения симметрии в цепь эмиттеров VT₁ и VT₂ введены дополнительные сопротивления R₃ и R₄, создающие отрицательную местную обратную связь. К сожалению, сделать такую связь достаточно глубокой не представляется возможным, так как на этих сопротивлениях выделяется значительная часть выходной мощности и соответственно снижается КПД каскада. По этой причине в цепи эмиттеров окончательного каскада не ставят сопротивления больше чем $0,05\text{--}0,1 R_{\text{н}}$. Одновременно сопротивления R₃ и R₄ используются в качестве защиты от короткого замыкания в цепи нагрузки. При коротком замыкании нагрузки ток выходных транзисторов становится недопустимо большим и они выходят из строя. Сопротивления R₃ и R₄ в какой-то степени ограничивают чрезмерное увеличение тока выходных транзисторов.

Рассматриваемый окончательный каскад является двухтактным эмиттерным повторителем и имеет коэффициент усиления по напряжению, близкий к еди-

нице. Усиление по мощности обеспечивается здесь за счет усиления по току и численно равно величине h_{21} выходных транзисторов. При сравнительно большой выходной мощности предоконечный каскад, работающий в режиме А, должен также развивать значительную мощность. Такая ситуация сильно снижает энергетические показатели всего усилителя. Для повышения КПД основное усиление мощности лучше перенести в окончательный каскад.

С этой целью в выходном эмиттерном повторителе очень часто используют составные транзисторы (рис. 5.7, а). Еще одно достоинство такой схемы заключается в том, что на ее выходе используются мощные транзисторы одной проводимости. В этом случае легче подобрать симметричную пару транзисторов.

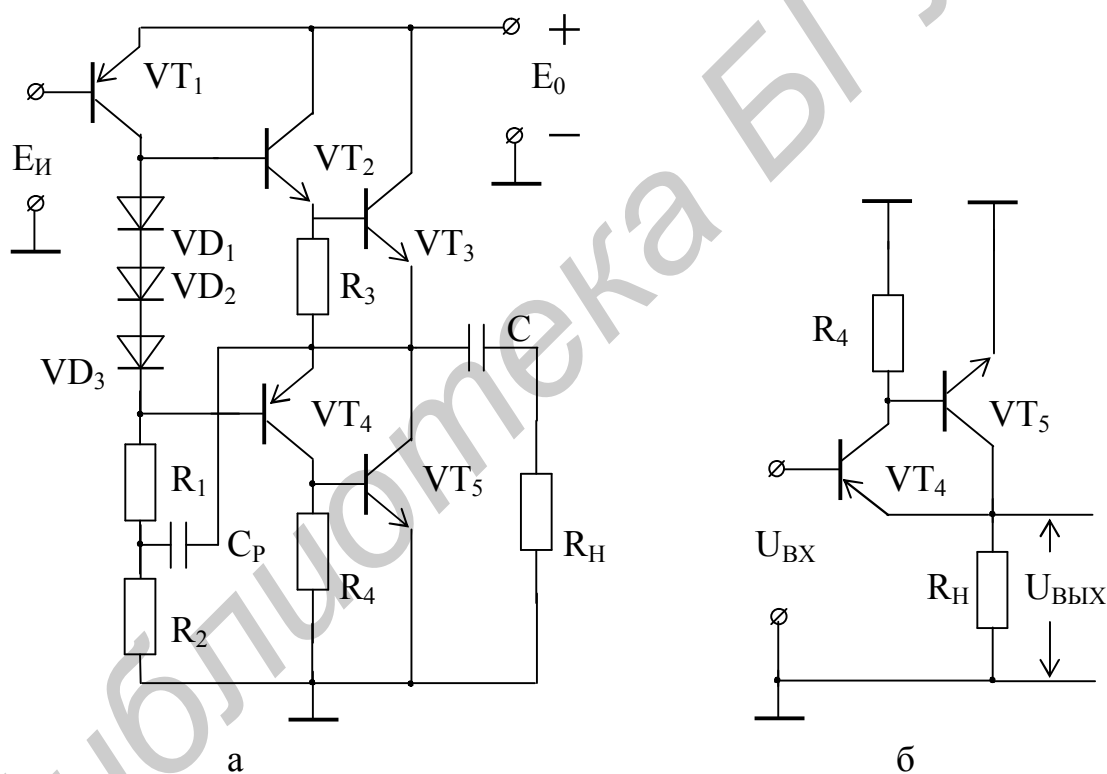


Рис. 5.7

Оконечный каскад на составных транзисторах обладает очень большим коэффициентом усиления по мощности, примерно равным произведению коэффициентов усиления по току последовательно включенных транзисторов VT_2 и VT_3 . Мощность, необходимая для раскачки такого каскада, лежит обычно в пределах 20 – 100 мВт, что позволяет использовать на месте VT_1 транзистор сравнительно малой мощности.

Нижнее плечо выходного каскада собрано на двух транзисторах VT_4 и VT_5 , включенных по схеме с общим эмиттером, и охвачено 100 % -ной отрицательной обратной связью по напряжению последовательной по входу. Эквивалентная схема, демонстрирующая наличие этой обратной связи, представлена на рис. 5.7, б. Из этой схемы следует, что все усиленное транзисторами VT_4 и VT_5 напряжение выделяется на сопротивлении нагрузки R_H и вводится в цепь эмиттера транзистора VT_4 . Благодаря такой ОС свойства двухкаскадного усилителя на VT_4 , VT_5 не отличаются от свойств составного эмиттерного повторителя (VT_2 , VT_3) в верхнем плече.

Смещение в схеме на рис. 5.7, а создается постоянным током коллектора транзистора VT_1 на последовательно включенных диодах. Этот ток задается напряжением смещения на базе транзистора VT_1 и практически не зависит от сопротивлений, включенных в его коллекторную цепь.

Для улучшения раскочки оконечного каскада желательно, чтобы весь переменный ток коллектора VT_1 поступал в базы транзисторов VT_2 или VT_4 и не ответвлялся в сопротивление R_1 . С этой целью нижнее плечо делителя выполняется из двух сопротивлений R_1 и R_2 . Точка их соединения через конденсатор C_p подключается к выходу усилителя. Благодаря тому что выходной каскад является сложным эмиттерным повторителем с коэффициентом усиления по напряжению, равным единице, переменные напряжения на верхнем и нижнем концах сопротивления R_1 относительно общего провода оказываются равными по величине и имеют одинаковую фазу. В результате падение переменного напряжения на сопротивлении R_1 становится равным нулю, т.е. выходной ток транзистора VT_1 по R_1 не протекает, а весь втекает в базы транзисторов VT_2 и VT_4 . Чтобы цепь $C_p R_2$ дополнительно не нагружала выход усилителя, сопротивление R_2 выбирается достаточно большой величины (в 10 – 100 раз больше сопротивления нагрузки). К C_p предъявляются такие же требования, как и к обычному разделительному конденсатору.

Обычно усилитель мощности представляется в виде нескольких каскадов, непосредственно связанных между собой, охваченных единой обратной связью. Такой усилитель, который может выступать как самостоятельное устройство, представлен на рис. 5.8. В настоящее время эта схема усилителя мощности с теми или иными вариациями получила наибольшее распространение и

используется в усилителях различной степени сложности в дискретном и интегральном исполнении.

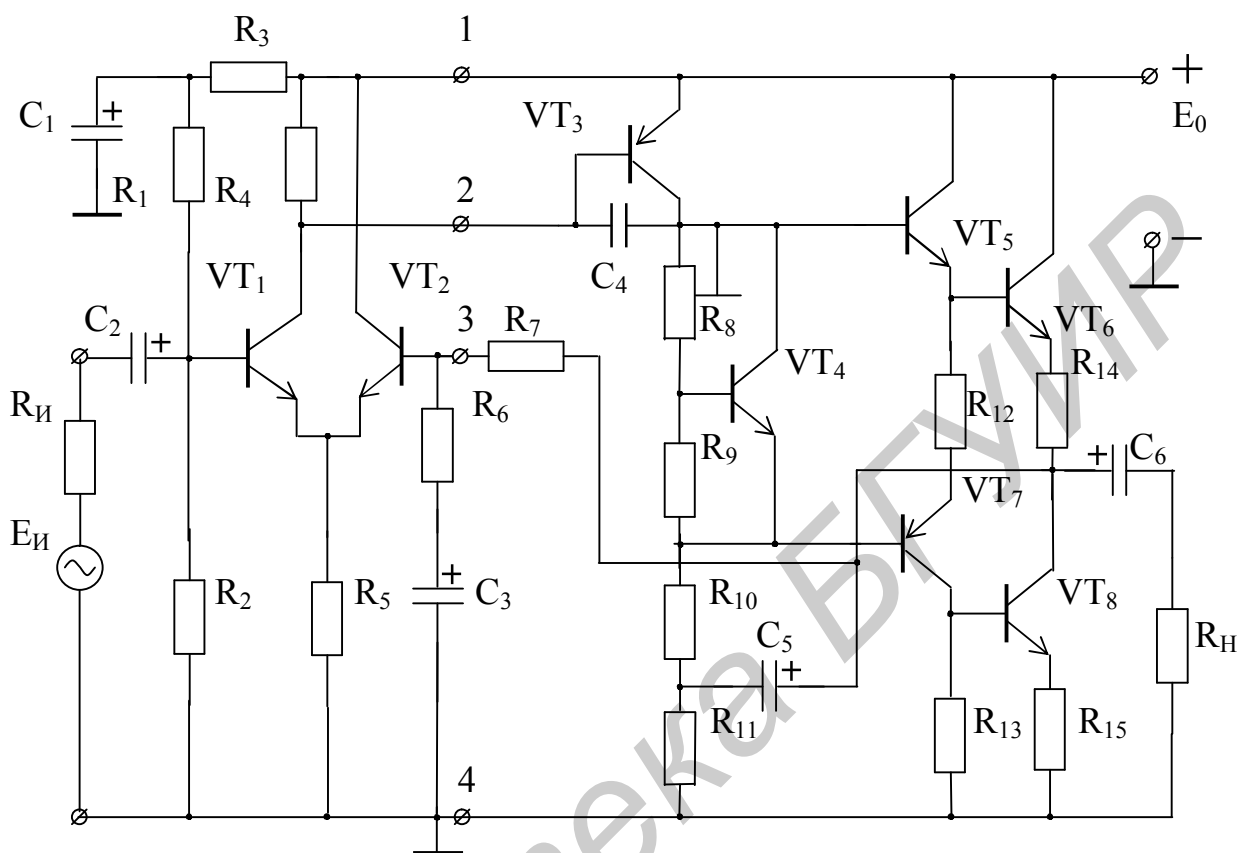


Рис. 5.8

Общие тенденции довольно ясно просматриваются в этой схеме. Оконечный каскад, выполняющий основное усиление по мощности, строится на одиночных или составных транзисторах по схеме с общим коллектором.

Эта схема удобна при работе на низкоомную нагрузку, дает малые нелинейные искажения, имеет широкую полосу пропускания, обладает большим входным сопротивлением, но требует для раскачки большой амплитуды входного сигнала. Правда, последнее требование выполняется довольно легко.

Каскад на транзисторе VT_3 (см. рис. 5.8) может обеспечить очень большое усиление по напряжению (больше тысячи), благодаря тому, что нагрузкой для него является большое входное сопротивление оконечного каскада. При таком усилении на эмиттерном переходе VT_3 , который является основным источником нелинейных искажений, действует сравнительно малая амплитуда сигнала. Нелинейные искажения в этом каскаде даже при значительных

амплитудах выходного напряжения оказываются сравнительно небольшими. Это позволяет строить каскад на VT_3 даже без сопротивления в цепи эмиттера (без местной ООС).

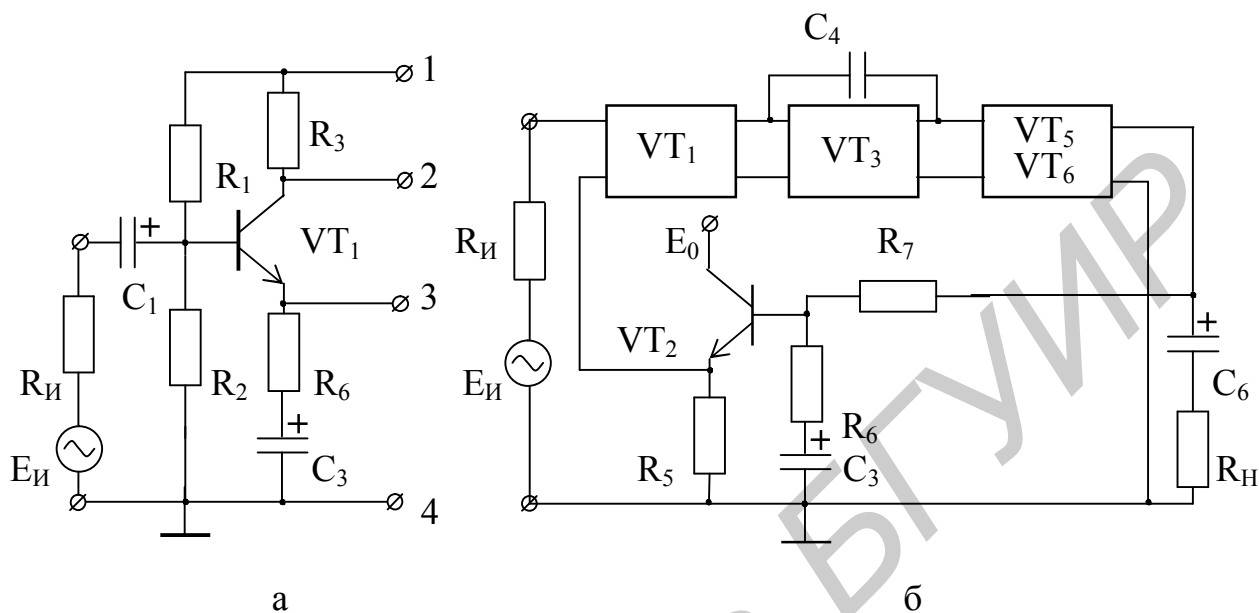


Рис. 5.9

Каскад на VT_1 представляет собой еще один предварительный усилитель напряжения, выполненный на половине дифференциального каскада. Вторая половина задействована в петле отрицательной ОС по напряжению последовательной по входу, охватывающей все три каскада по переменному и постоянному току. Коэффициент петлевого усиления в ней равен произведению коэффициентов усиления каскадов на VT_1 и VT_3 , коэффициента передачи окончного эмиттерного повторителя, делителя напряжения на сопротивлениях R_7 и R_6 , коэффициента передачи эмиттерного повторителя на транзисторе VT_2 и зависит от сопротивления источника сигнала $R_{И}$. Эта петля обратной связи выделена на рис. 5.9, б. Большое усиление в петле позволяет получить очень глубокую обратную связь. В свою очередь глубокая отрицательная обратная связь по переменной составляющей позволяет снизить нелинейные искажения всего усилителя до сотых и даже тысячных долей процента. Эта же ООС по постоянной составляющей стабилизирует режим работы всех транзисторов.

Каскад на транзисторе VT_3 (см. рис. 5.8) охвачен частотно-зависимой ООС по напряжению параллельной по входу, создаваемой конденсатором C_3 . Эта местная ООС сужает частотную характеристику петли обратной связи и

устраняет возможность самовозбуждения усилителя мощности на высоких частотах.

Сопротивление R_5 в схеме (см. рис. 5.8), особенно в усилителях, выполненных по интегральной технологии, заменяется генератором стабильного тока, как это обычно делается в дифференциальных каскадах. Такая замена повышает температурную стабильность усилителя и уменьшает чувствительность к синфазной помехе.

Входная часть усилителя мощности, ограниченная линией, проходящей по контактам 1 – 4, в отдельных случаях может быть заменена более простой схемой, представленной на рис. 5.9, а. Качественные показатели усилителя при этом ухудшаются незначительно.

Использование двухполярного источника питания, как в схеме на рис. 5.4, а, позволяет несколько упростить схему усилителя мощности (см. рис. 5.8). Прежде всего отпадает необходимость в конденсаторе C_6 , так как точка подключения нагрузки в этом случае имеет нулевой потенциал. Входная цепь усилителя также упрощается. Постоянный потенциал базы транзистора VT_1 не отличается от потенциала общего провода, следовательно, отпадает надобность в сопротивлениях делителя R_1 и R_2 , что ведет к увеличению входного сопротивления усилителя. Если при этом источник сигнала не содержит постоянной составляющей, то конденсатор C_1 также может быть исключен из схемы.

Как следует из рис. 5.4, в, амплитуда напряжения на нагрузке не может быть больше чем $E_0/2$. Следовательно, мощность, отдаваемая в нагрузку рассматриваемыми усилителями мощности, не превышает величины

$$P_{2\text{MAX}} \leq \left(\frac{E_0}{2\sqrt{2}} \right)^2 / R_H = \frac{E_0^2}{8R_H}. \quad (5.17)$$

Для увеличения этой мощности необходимо повышать напряжение питания E_0 , что не всегда возможно. Увеличить отдаваемую мощность можно путем использования мостовой схемы. В мостовой схеме обычно используют два усилителя мощности, подобной схеме, представленной на рис. 5.8. На рис. 5.10 представлена мостовая схема, в которой для простоты изображены только оконечные каскады.

В этой схеме нагрузка включается между выходами двух усилителей мощности, которые возбуждаются от симметричного источника сигнала.

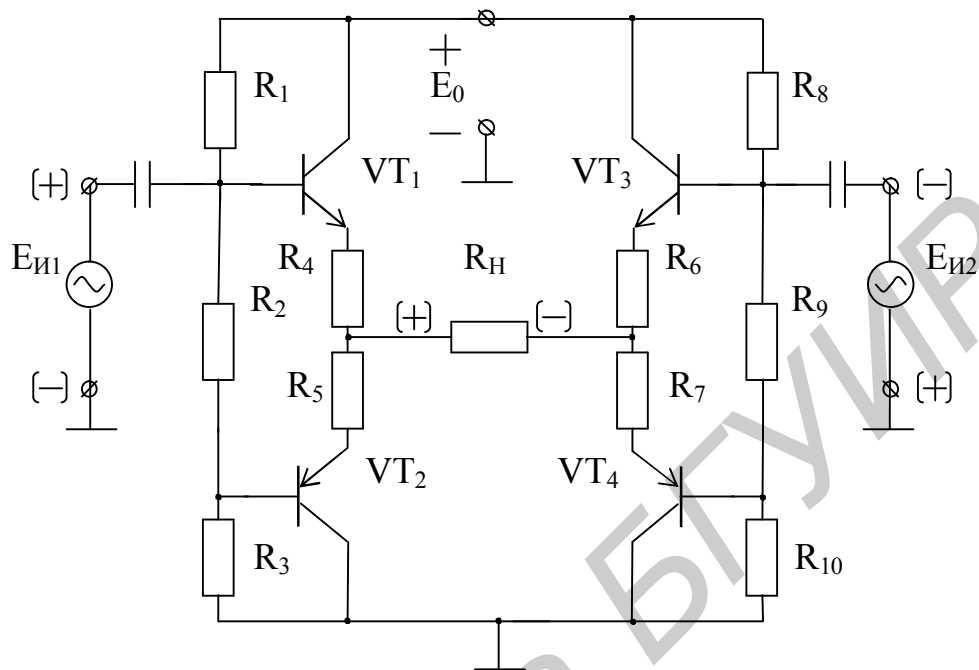


Рис. 5.10

Будем считать, что транзисторы открываются полностью при подаче на базу напряжения соответствующей полярности. Представим открытые транзисторы в виде замкнутых ключей, как и в случае, рассмотренном на рис. 5.4, в. При полярности сигналов, указанной на рис. 5.10, открытыми оказываются транзисторы VT_1 и VT_4 , ток через нагрузку протекает слева направо, и на ней выделяется напряжение, равное E_0 , с плюсом с левой стороны (для упрощения не учитывается падение напряжения на сопротивлениях R_4, R_5, R_6, R_7). Следующие полпериода открываются транзисторы VT_2 и VT_3 . На нагрузке снова выделяется напряжение, равное E_0 , но с полярностью, изменившейся на противоположную, так как ток через нее протекает уже справа налево. Таким образом, амплитуда напряжения на нагрузке в мостовой схеме стремится к величине E_0 (увеличивается в два раза). Выходная мощность в такой схеме приближается к значению

$$P_2 = \frac{E_0^2}{2R_H}. \quad (5.18)$$

Из сравнения (5.24) и (5.25) следует, что мостовая схема позволяет в четыре раза увеличить выходную мощность.

6. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

6.1. Основные свойства усилителей постоянного тока

Под усилителями постоянного тока (УПТ) понимают усилители, способные усиливать сигналы, нижняя частота которых может быть равной нулю. Частотная характеристика (рис. 6.1) таких усилителей начинается с определенного значения на частоте $f_H = 0$ и остается постоянной до частоты f_B , которая, как обычно, определяется техническим заданием на усилитель.

На рис. 6.1 представлены также фазовая, переходная и амплитудная характеристики усилителя постоянного тока. Его фазовая характеристика отличается от подобной характеристики усилителя переменного тока тем, что она расположена в области отрицательных значений фазового сдвига. На переходной характеристике УПТ отсутствует спад в области больших времен, характерный для усилителей переменного тока. Амплитудная характеристика отражает условия прохождения сигнала постоянного тока через данный усилитель, т.е. при смене полярности постоянного напряжения на входе соответственно меняется и полярность выходного сигнала.

Усилители постоянного тока находят широкое применение в электронной аппаратуре; они используются в осциллографах, вольтметрах постоянного тока, электронных стабилизаторах тока и напряжения, различных системах автоматического регулирования, операционных усилителях и многих других устройствах.

По принципу действия УПТ делят на два вида: усилители постоянного тока прямого действия и усилители постоянного тока с преобразованием. В УПТ прямого действия используются непосредственные связи между каскадами, источником сигнала и нагрузкой. В усилителях

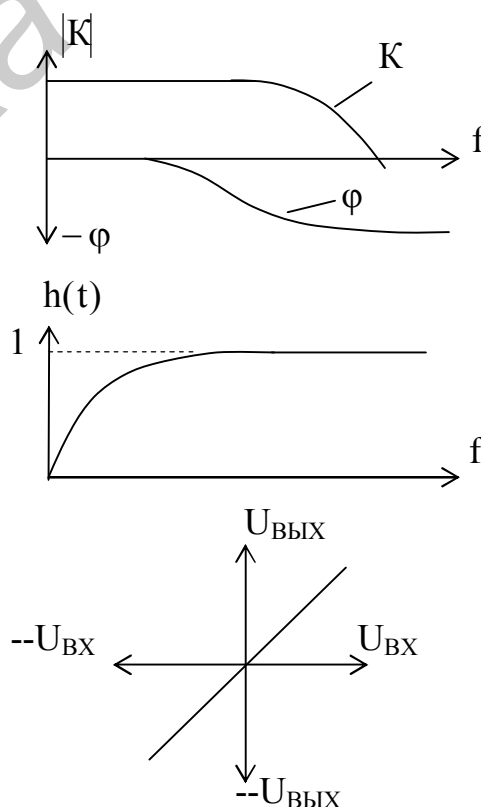


Рис. 6.1

с преобразованием входной сигнал с помощью преобразователя частоты преобразуется в более высокую несущую частоту. На этой частоте осуществляется основное усиление. Затем усиленный высокочастотный сигнал с помощью демодулятора преобразуется обратно в сигнал постоянного тока.

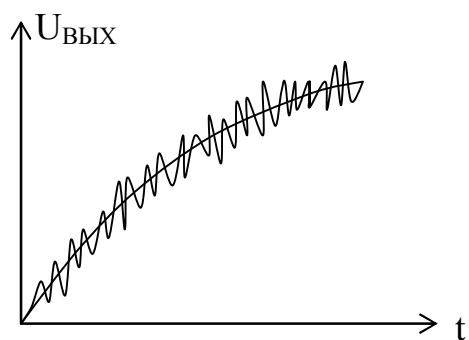


Рис. 6.2

Для оценки качества УПТ наряду с обычными параметрами усилителя вводится понятие *дрейфа нуля*. Дело в том, что любые воздействия дестабилизирующих факторов, приводящие к изменению положения рабочей точки, вызовут изменение постоянного напряжения на выходе и будут восприняты как появление сигнала. Зависимость дрейфа нуля от времени представлена на рис. 6.2. Эта зависимость имеет две составляющие. Одна составляющая обусловлена медленно меняющимися воздействиями,

чаще всего связанными с изменением параметров окружающей среды (особенно температуры), старением элементов схемы и изменением их параметров. Вторая составляющая накладывается на первую и представляет собой изменяющийся сигнал, обусловленный собственными шумами и помехами. Дрейф нуля оценивают величиной изменения выходного напряжения за определенный промежуток времени при отсутствии сигнала на входе. Используя коэффициент усиления усилителя, эту величину обычно приводят к его входу. В этом случае дрейф нуля показывает, какой сигнал необходимо подать на вход, чтобы на выходе получить реальное приращение сигнала. Величиной приведенного ко входу усилителя дрейфа нуля ограничивается его реальная чувствительность.

Для уменьшения дрейфа нуля необходимо прежде всего устранить сами источники дестабилизирующих факторов. Устранение отдельных факторов может оказаться очень дорогим и не всегда приемлемым (например помещение усилителя в термостат). На уменьшение нестабильности напряжения питания путем использования стабилизированных источников потребуется меньше затрат. В любом случае нужен комплексный подход к этому вопросу, предусматривающий самые различные способы решения проблемы.

6.2. Усилители постоянного тока прямого действия

Так как УПТ усиливает переменную и постоянную составляющие сигнала, в его цепях не могут быть применены реактивные элементы, изменяющие свои параметры в области нижних и средних частот. К ним относятся разделительные и блокирующие конденсаторы, дроссели и трансформаторы. Для межкаскадной связи здесь используют непосредственную связь или связь с помощью частотно-независимых в диапазоне усиливаемых частот элементов (резисторы, диоды и др.).

Простейшим усилителем постоянного тока является обычный резисторный каскад без разделительных конденсаторов (рис. 6.3). В выходной цепи используется мостовая схема подключения нагрузки. Мост образуется сопротивлениями R_3, R_5, R_6 и транзистором VT вместе с сопротивлением R_4 .

Когда мост находится в состоянии баланса, напряжение U_2 будет равно нулю при отсутствии напряжения $U_{И}$ на входе каскада. При подаче напряжения $U_{И}$ с плюсом на базе VT транзистор открывается, потенциал его коллектора понижается, и в цепи нагрузки появляется усиленное напряжение U_2 с полярностью, указанной на рисунке. Смена полярности входного напряжения приводит к изменению полярности напряжения U_2 .

Одним из самых распространенных простейших каскадов усиления постоянного тока является дифференциальный каскад (см. рис. 4.35, а, б), рассмотренный выше. Сигнал в таком каскаде может подаваться между базами транзисторов или между базой одного из них и общей шиной. Нагрузка включается между коллекторами транзисторов. Все положительные качества дифференциального каскада в полной мере реализуются при его использовании в качестве УПТ. Этот каскад занимает особое место в разработках УПТ в интегральном исполнении (операционных усилителей). Для всех операционных усилителей на биполярных и полевых транзисторах характерным является использование в качестве входного каскада соответствующего дифференциального усилителя.

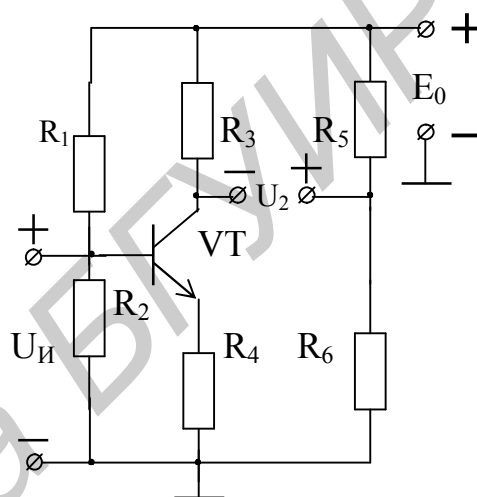


Рис. 6.3

В случае необходимости получения большого коэффициента усиления приходится строить УПТ из нескольких каскадов. Возникающие при этом трудности выравнивания выходных и входных потенциалов соединяемых каскадов могут решаться различными способами. Наиболее распространенные методы построения многокаскадных УПТ представлены на рис. 6.4.

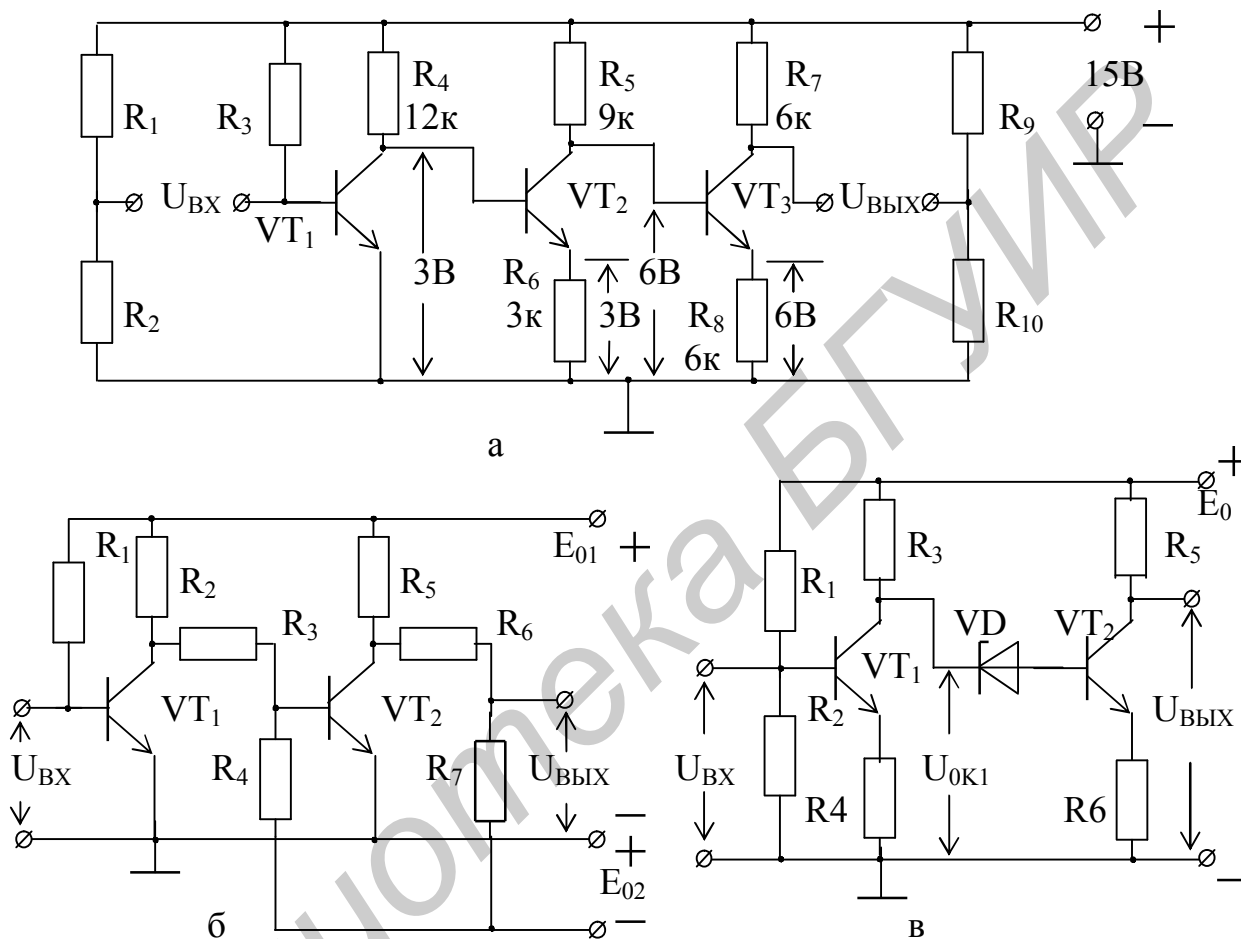


Рис. 6.4

На схеме (рис. 6.4, а) коллектор предыдущего каскада непосредственно подключается к базе последующего. Необходимое напряжение смещения на базе следующего транзистора получают за счет выбора соответствующей величины сопротивления в цепи эмиттера следующего каскада. Пусть все три транзистора работают в одном режиме: токи коллекторов равны 1 мА, напряжения коллектор-эмиттер равны 3 В, напряжения база-эмиттер примерно равны нулю. Чтобы получить 3 В на коллекторе VT_1 при токе $I_{0K1} = 1$ мА, сопротивление R_4 должно быть равно 12 кОм. Напряжение коллектор-эмиттер VT_1 прикладывается к последовательному соединению перехода база-эмиттер VT_2 и сопротивления R_6 . Чтобы на переходе база-эмиттер VT_2 напряжение примерно

равнялось нулю, напряжение на R_6 должно быть равно 3 В. Это возможно, если сопротивление R_6 имеет величину 3 кОм. Напряжение на коллекторе VT_2 относительно общей шины теперь будет равно 6 В, для чего необходимо взять сопротивление R_5 , равное 9 кОм. Для компенсации этого напряжения на базе VT_3 сопротивление R_8 требуется увеличить до 6 кОм. При заданном режиме и напряжении источника питания сопротивление R_7 должно быть уменьшено до 6 кОм. Таким образом, по мере продвижения к выходу усилителя нагрузка каждого последующего каскада уменьшается (R_5 , R_7), а глубина местной обратной связи увеличивается (R_6 , R_8). Согласно (4.9) и (4.12), коэффициент усиления таких каскадов быстро падает и стремится к отношению

$$K_0 = y_{21F} R_H = \frac{h_{21} R_H}{h_{11} + R_{Э}(1 + h_{21})} \approx \frac{h_{21} R_H}{R_{Э}(1 + h_{21})} \approx \frac{R_H}{R_{Э}}. \quad (6.1)$$

Уже при равенстве сопротивлений в эмиттере и коллекторе коэффициент усиления не превышает единицы. Избавиться от этих обратных связей с помощью блокировочных конденсаторов в УПТ невозможно. (Как известно, любые реактивные элементы могут использоваться в усилителях постоянного тока только при появляющейся необходимости коррекции частотных характеристик в области высоких частот.) Заметного повышения температурной стабильности эти обратные связи также не дают, так как нестабильность схемы на рис. 6.4, а в основном определяется каскадом на транзисторе VT_1 , где ввести эту ОС не представляется возможным. Сопротивления R_1 , R_2 и R_9 , R_{10} дополняют входную и выходную цепи усилителя до мостового вида для устранения постоянной составляющей, не связанной с сигналом.

В схеме (рис. 6.4, б) используется потенциометрическая связь между каскадами. В этой схеме с помощью резистивных делителей $R_3 - R_4$, $R_5 - R_7$ дополнительного источника питания E_{02} появляется возможность довести до необходимой величины потенциал на базе VT_2 и на выходе усилителя. Естественно, плечи делителей R_3 и R_5 заметно снижают усиление каждого каскада. Коэффициент усиления каскада с потенциометрической связью примерно в 1,5 – 2 раза меньше, чем у аналогичного резисторного каскада. Однако это снижение не прогрессирует от каскада к каскаду и не ограничивает число используемых каскадов.

В схеме на рис. 6.4, в качестве элемента связи применен стабилитрон. Постоянное напряжение на коллекторе VT_1 U_{0K1} , согласно второму закону Кирхгофа, равно падению напряжения на стабилитроне, переходе база-эмиттер транзистора VT_2 и сопротивлению R_6 . Падение напряжения на R_6 определяется постоянным током коллектора VT_2 . Следовательно, для того чтобы падение на переходе база-эмиттер VT_2 находилось вблизи нуля, необходимо выбирать стабилитрон VD_1 с напряжением стабилизации примерно равным разности между напряжением на коллекторе VT_1 U_{0K1} и напряжением на резисторе R_5 . Сопротивление стабилитрона в рабочей точке по переменному току очень мало, поэтому потерь сигнала на нем практически не происходит. Однако ток стабилитрона в момент лавинного пробоя обладает заметной шумовой составляющей, что сильно повышает дрейф нуля усилителя.

Наименьший уровень дрейфа в УПТ прямого действия достигается в усилителях с непосредственной связью, выполненных на дифференциальных каскадах с питанием от стабилизированных источников. Дрейф нуля таких усилителей может опускаться до десятых долей милливольт в час.

6.3. Усилители постоянного тока с преобразованием

Для получения более высокой чувствительности усилители постоянного тока строят по принципу преобразования частоты. УПТ с преобразованием позволяют снизить дрейф нуля по сравнению с усилителями прямого действия еще на 2 – 3 порядка. С помощью таких усилителей усиливают сигналы с напряжением в единицы и даже десятые доли микровольт. Блок-схема такого усилителя приведена на рис. 6.5, а. Усиливаемый сигнал $U_{ВХ}$ с постоянной составляющей (рис. 6.5, б) поступает на вход балансного модулятора БМ. В балансном модуляторе входной сигнал перемножается с сигналом гетеродина Γ . С выхода БМ модулированный сигнал U_1 подается на вход избирательного усилителя переменного тока и усиливается до необходимой величины. После усиления высокочастотный модулированный сигнал U_2 детектируется в балансном демодуляторе. Благодаря использованию балансного модулятора и балансного детектора, управляемых одним и тем же напряжением гетеродина, удается сохранить на выходе фазу входного сигнала. Усиленный и протектированный

сигнал U_3 поступает на фильтр низких частот, где устраняется высокочастотная составляющая, а затем в нагрузку.

Все усиление в этой схеме осуществляется на частоте гетеродина, поэтому дрейф нуля здесь определяется только дрейфом балансного модулятора. Самым низким уровнем дрейфа обладает механический модулятор, в качестве которого может использоваться вибрационный переключатель ВП (рис. 6.6). Для качественно выполненного вибрационного модулятора дрейф нуля может быть снижен до единиц нановольт в минуту [2]. В качестве контактной группы вибрационного преобразователя могут использоваться контакты поляризованного реле.

Аналогичную схему и конструкцию имеет демодулятор. В качестве напряжения гетеродина используется напряжение, питающее реле (довольно часто это – напряжение питающей сети). Частота питания реле выбирается в 5 – 10 раз больше наивысшей частоты усиливаемого сигнала. Из-за механической инерционности якоря эта частота не превышает нескольких сотен герц (100 – 300 Гц). Кроме того, с ростом частоты растет потребляемая пе-

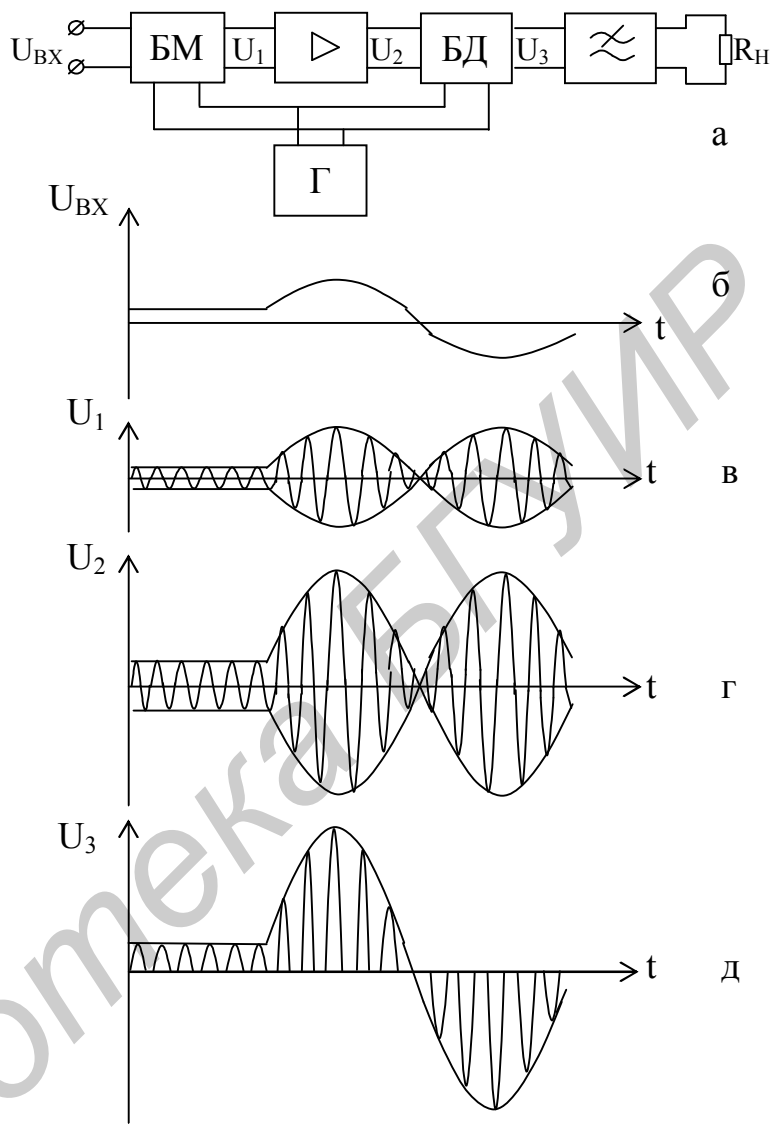


Рис. 6.5

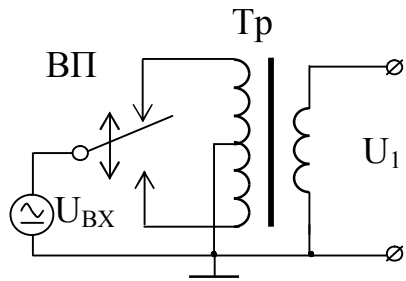


Рис. 6.6

реключателем мощность, уменьшаются срок его службы и надежность. Поэтому полоса пропускания усилителя с механическим преобразователем частоты ограничена частотами в 20 – 50 Гц.

Широко используемые кольцевые диодные и транзисторные модуляторы могут работать на значительно более высоких частотах. Соответственно полоса пропускания усилителей с преобразованием, использующих такие модуляторы, может превышать сотни кГц. Однако при этом заметно возрастает дрейф нуля.

6.4. Реактивные усилители

К *реактивным усилителям* относят усилители, которые в качестве активного элемента используют переменную индуктивность или емкость, изменяющиеся под воздействием усиливаемого сигнала. По своему принципу действия реактивные усилители приближаются к усилителям постоянного тока с преобразованием. Изменяющаяся в соответствии с усиливаемым сигналом индуктивность или емкость включается в цепь мощного генератора высокой частоты и управляет величиной его тока. Таким образом, в цепи этого генератора начинает протекать переменный ток высокой частоты, амплитуда которого изменяется по закону усиливаемого сигнала. Теперь остается продетектировать этот мощный ток, отфильтровать высокочастотную составляющую и подать усиленный сигнал на нагрузку.

Примером реактивного усилителя может служить магнитный усилитель (рис. 6.7, а). Магнитный усилитель строится на броневом сердечнике из магнитного материала и имеет три обмотки. Две из них намотаны на центральном стержне и одна, состоящая из двух частей, на боковых стержнях сердечника. На центральном стержне расположены управляющая обмотка, на которую подается усиливаемый сигнал $U_{ВХ}$, и обмотка смещения, запитываемая напряжением E_0 . В цепь третьей обмотки включены мощный высокочастотный генератор $U_{Г}$ и нагрузка, состоящая, как уже говорилось, из детектора, фильтра нижних частот и собственно нагрузки. Частота генератора, как и в случае балансного модулятора, выбирается в 5 – 10 раз выше верхней частоты усиливаемого сигнала.

На рис. 6.7, б приведен график зависимости индукции B в сердечнике от напряженности магнитного поля H , позволяющий облегчить понимание принципа работы магнитного усилителя. Под воздействием тока, задаваемого напряжением E_0 , рабочая точка выводится на середину нелинейного участка кривой намагничивания. Входной сигнал возбуждает ток в управляющей обмотке, под влиянием которого изменяется напряженность магнитного поля и соответственно изменяется магнитная индукция в сердечнике. Магнитная проницаемость сердечника μ пропорциональна скорости изменения магнитной индукции и определяется в каждой точке кривой производной dB/dH . Индуктивность катушки с магнитным сердечником непосредственно зависит от его магнитной

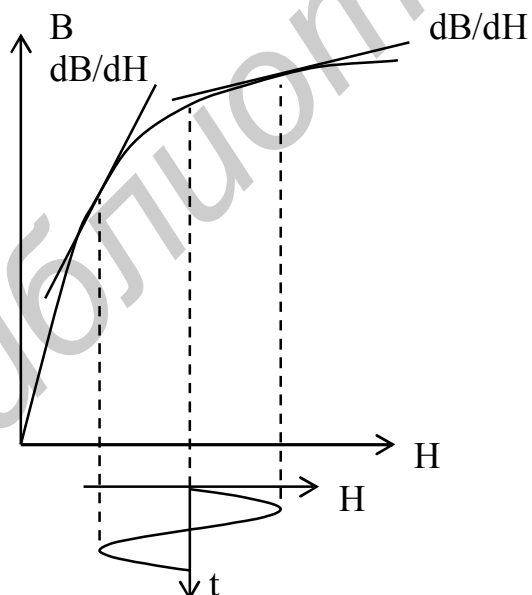
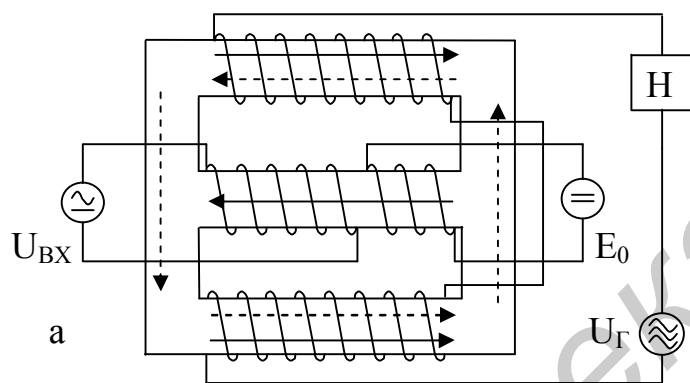


Рис. 6.7

проницаемости. Индуктивность и соответственно сопротивление для высокочастотного тока третьей обмотки будут меняться по закону изменения магнитной проницаемости. Таким образом, величина тока, возбуждаемого в третьей обмотке и в нагрузке напряжением генератора $U_{Г}$, будет меняться по закону изменения магнитной проницаемости сердечника, т.е. по закону изменения усиленного сигнала. Части третьей обмотки соединяются между собой таким образом, чтобы их магнитные потоки были направлены друг за другом и распространялись по внешнему контуру магнитного сердечника (на рис. 6.7 обозначены пунктирными стрелками). Такое включение обмоток исключает попадание высокочастотных магнитных потоков в средний стержень сердечника

(они в нем будут направлены навстречу друг другу). В результате исключается попадание высокочастотной составляющей во входную цепь усилителя. Расположение управляющей обмотки на центральном стержне позволяет устранить проникновение входного сигнала напрямую в выходную цепь. Магнитные потоки, возбуждаемые управляющей обмоткой в половинках выходной, направлены навстречу друг другу, и ЭДС, наводимые ими, компенсируются. Коэффициент усиления по мощности магнитного усилителя пропорционален отношению числа витков входной обмотки к числу витков выходной. Поэтому, увеличивая число витков управляющей обмотки, можно получить значительный коэффициент усиления (в $10^3 - 10^4$ раз). С ростом числа витков растет индуктивность управляющей обмотки и соответственно сужается полоса усиливаемых частот.

Благодаря высокому коэффициенту усиления, высокой надежности при практически не ограниченном сроке службы, малому уровню собственных шумов, нечувствительности к ударам и вибрациям магнитные усилители находят широкое применение в различных регулирующих и управляющих системах, стабилизаторах тока и напряжения, устройствах автоматического регулирования. Магнитные усилители, собранные по двухтактной схеме, используются в качестве балансных модуляторов в схемах УПТ с преобразованием.

Принцип действия емкостного (диэлектрического) усилителя мало отличается от принципа действия магнитного. Простейшая схема такого усилителя представлена на рис. 6.8. Входной сигнал $U_{ВХ}$ через разделительную индуктивность L_P поступает на варикап VD и своим напряжением меняет величину его емкости. Ток высокочастотного источника питания, включенного через разделительный конденсатор C_P последовательно с варикапом и нагрузкой, изменяется в соответствии с изменением емкостного сопротивления VD , т.е. с изменением усиливаемого сигнала. Разделительная индуктивность не пропускает ток высокочастотного генератора в источник сигнала. Разделительная емкость препятствует прямому прохождению входного сигнала в нагрузку. Как и в предыдущем усилителе, нагрузкой здесь являются

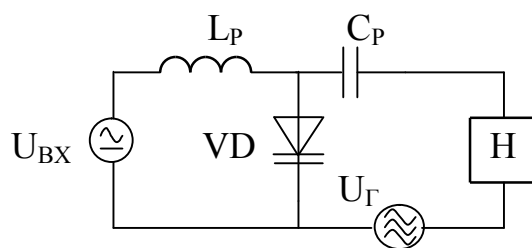


Рис. 6.8

нагрузки, включенного через разделительный конденсатор C_P последовательно с варикапом и нагрузкой, изменяется в соответствии с изменением емкостного сопротивления VD , т.е. с изменением усиливаемого сигнала. Разделительная индуктивность не пропускает ток высокочастотного генератора в источник сигнала. Разделительная емкость препятствует прямому прохождению входного сигнала в нагрузку. Как и в предыдущем усилителе, нагрузкой здесь являются

детектор, фильтр нижних частот и потребитель усиленного сигнала. Область применения диэлектрических усилителей та же, что и у магнитных.

7. УСИЛИТЕЛИ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

7.1. Устойчивость усилителей с обратной связью

Благодаря тому что ОС влияет на любые параметры усилителя и позволяет изменять их в широких пределах, она находит применение практически в каждом разрабатываемом усилительном устройстве. Для получения требуемых параметров усилителя чаще всего используется отрицательная обратная связь. Как известно, коэффициент усиления усилителя с обратной связью имеет вид

$$\dot{K}_F = \frac{\dot{K}}{1 - \dot{K}_\Pi} = \frac{\dot{K}}{1 - \beta \dot{K}}. \quad (7.1)$$

В случае отрицательной ОС знак минус в знаменателе должен быть заменен плюсом. Таким образом, введение в усилитель отрицательной обратной связи снижает коэффициент усиления усилителя и, казалось бы, не должно приводить к самовозбуждению. Однако когда говорят об отрицательной обратной связи в усилителе переменного тока, то гарантируют ее знак только в области средних частот. Дополнительные частотно-зависимые фазовые сдвиги, появляющиеся в области нижних и верхних частот, могут оказаться достаточными для изменения полярности обратной связи. В этом случае коэффициент петлевого усиления K_Π также изменит свой знак, и обратная связь из отрицательной превратится в положительную. При этом вполне возможно, что на какой-то частоте коэффициент петлевого усиления $|\dot{K}_\Pi|$ может приблизиться к единице и знаменатель в (7.1) устремится к нулю. Коэффициент усиления K_F такого усилителя будет стремиться к бесконечности, и любой, даже самый слабый сигнал, соответствующий данной частоте, будет усилен этим усилителем максимальным образом. Уровень такого сигнала на выходе будет ограничен только нелинейностью используемого усилительного элемента и напряжением питания усилителя. Сигнал с любой другой частотой, для которого коэффициент усиления уже не будет стремиться к бесконечности, окажется настолько

слабее, что станет неразличимым на выходе усилителя. Таким образом, усилитель окажется загруженным собственными колебаниями с частотой, на которой $|\dot{K}_F|$ стремится к бесконечности. Такой режим называется *самовозбуждением* и, естественно, неприемлем для усилителя. Возможность работы усилителя с обратной связью в широком диапазоне частот и при разных уровнях входного сигнала без самовозбуждения характеризуется его устойчивостью. При разработке высококачественных усилителей с глубокой обратной связью задача обеспечения устойчивости является одной из основных и наиболее трудных.

7.2. Критерий устойчивости Найквиста

Выражение (7.1) позволяет выяснить четкие условия (получившие название критерия устойчивости Найквиста), при выполнении которых будет обеспечиваться устойчивость усилителя с обратной связью.

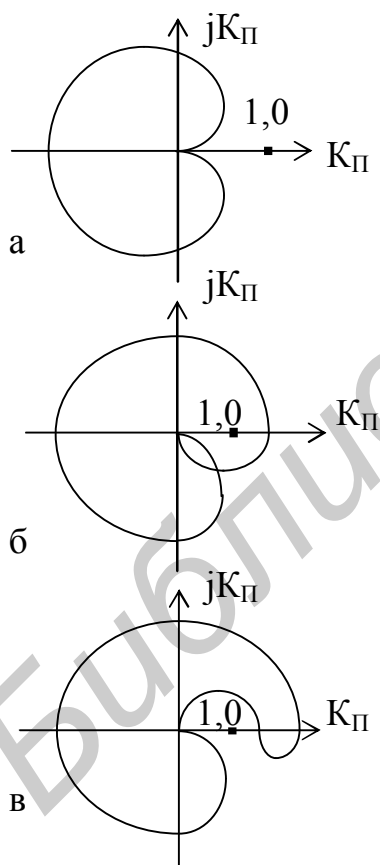


Рис. 7.1

Критерий устойчивости Найквиста основывается на анализе коэффициент петлевого усиления K_{Π} и его частотно-фазовой характеристики, которая строится на комплексной плоскости. Годограф частотно-фазовой характеристики (рис. 7.1) коэффициента петлевого усиления представляет собой кривую, которую чертит конец вектора K_{Π} при изменении частоты от нуля до бесконечности. Длина этого вектора соответствует модулю коэффициента петлевого усиления, а угол, задающий его направление, определяет фазовый сдвиг в петле обратной связи. Как следует из выражения (7.1), самовозбуждение усилителя с обратной связью наступает на частоте, на которой $|\dot{K}_{\Pi}|$ превращается

в единицу, а сдвиг по фазе становится равным нулю. Этому условию соответствует на комплексной плоскости точка с координатами 1,0. Следовательно, критерий устойчивости Найквиста можно сформулировать следующим образом: усилитель с обратной связью будет

устойчивым к самовозбуждению, если годограф коэффициента петлевого усиления для этого усилителя не охватывает точку с координатами $1,0$.

Следуя этому правилу, можно утверждать, что усилитель, имеющий годограф, представленный на рис. 7.1, а, будет находиться в устойчивом состоянии. Усилитель, имеющий годограф петлевого усиления, представленный на рис. 7.1, б, является неустойчивым. Существуют усилители, чей годограф петлевого усиления не охватывает точку с координатами $1,0$, но может приобретать значения, превышающие единицу (см. рис. 7.1, в). Такие усилители называются *условно устойчивыми*. Воздействие дестабилизирующих факторов (изменение напряжения питания, воздействие на усилитель сильной помехи, замена при ремонте активных элементов и т.д.) может привести к уменьшению коэффициента усиления усилителя, что повлечет за собой сжатие годографа петлевого усиления, и опасная точка попадет внутрь годографа. В этом случае усилитель самовозбудится и останется в состоянии генерации. Усилители с условной устойчивостью используются благодаря тому, что позволяют ввести более глубокую обратную связь, чем усилители с абсолютной устойчивостью. Однако для их нормальной работы приходится дополнительно вводить автоматические устройства коррекции, позволяющие менять форму годографа петлевого усиления таким образом, чтобы он не охватывал опасную точку при своем сжатии и расширении.

В расчетах усилителей используются конкретные значения сопротивлений, емкостей и параметров активных элементов. После расчета усилителя с глубокой обратной связью требуются обязательная сборка и проверка такого усилителя на устойчивость, даже если расчетный годограф петлевого усиления не охватывает точку $1,0$. Связано это с тем, что все реальные компоненты принципиальной схемы имеют значительный разброс их параметров. Параметры сопротивлений и конденсаторов чаще всего могут находиться в пределах $5 - 20\%$ от их расчетных величин, а параметры активных элементов могут отличаться от принятых в несколько раз. Кроме того, нельзя забывать о существовании паразитных емкостей и индуктивностей,

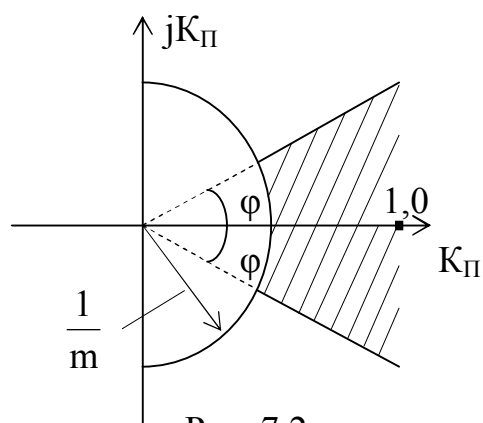


Рис. 7.2

также влияющих на форму годографа, но не учитывающихся при расчете. Влияние всех этих неточностей требует обеспечить определенный запас устойчивости, т.е. расчетный годограф петлевого усиления должен проходить на определенном удалении от опасной точки. Введение запаса устойчивости показано на рис.7.2. Для обеспечения устойчивости усилителя, рассчитанного с использованием средних значений параметров элементов схемы, необходимо, чтобы его годограф не заходил в выделенную штриховкой область. Запретная зона определяется запасом устойчивости по модулю m и по фазе φ . Запас устойчивости показывает, во сколько раз (m) надо увеличить коэффициент петлевого усиления и на сколько градусов одновременно изменить фазовый угол ($\pm\varphi$), чтобы усилитель возбудился. Для трехкаскадного усилителя, охваченного обратной связью, рекомендуется [1] брать запас устойчивости по модулю примерно равный 3 и по фазе $\pm 30^\circ$.

7.3. Многокаскадные усилители с обратной связью

Рассмотрим несколько усилителей, имеющих различное число резисторных каскадов с отрицательной обратной связью. Для анализа будем использовать многокаскадные усилители, охваченные общей частотно-независимой обратной связью. При этом будем считать, что все каскады имеют равные граничные частоты. Для получения отрицательной обратной связи будем использовать соответствующие способы её съема и ввода.

Одиночный резисторный каскад можно охватить параллельной отрицательной ОС по напряжению (рис. 7.3, а) и последовательной ООС по току (рис. 7.3, б). Параллельная ООС осуществляется за счет сопротивления R_{OC} и конденсатора C_{OC} . Напряжение с выхода каскада передается на его вход через делитель, состоящий из цепочки $R_{OC}C_{OC}$ и эквивалентного сопротивления, включенного между базой и землей $R_{ЭКВ}$. Это сопротивление образовано параллельным соединением сопротивлений $R_{И}$, R_B и h_{11} транзистора. Коэффициент передачи делителя на средних частотах

$$\beta = \frac{R_{ЭКВ}}{R_{ЭКВ} + R_{OC}}. \quad (7.2)$$

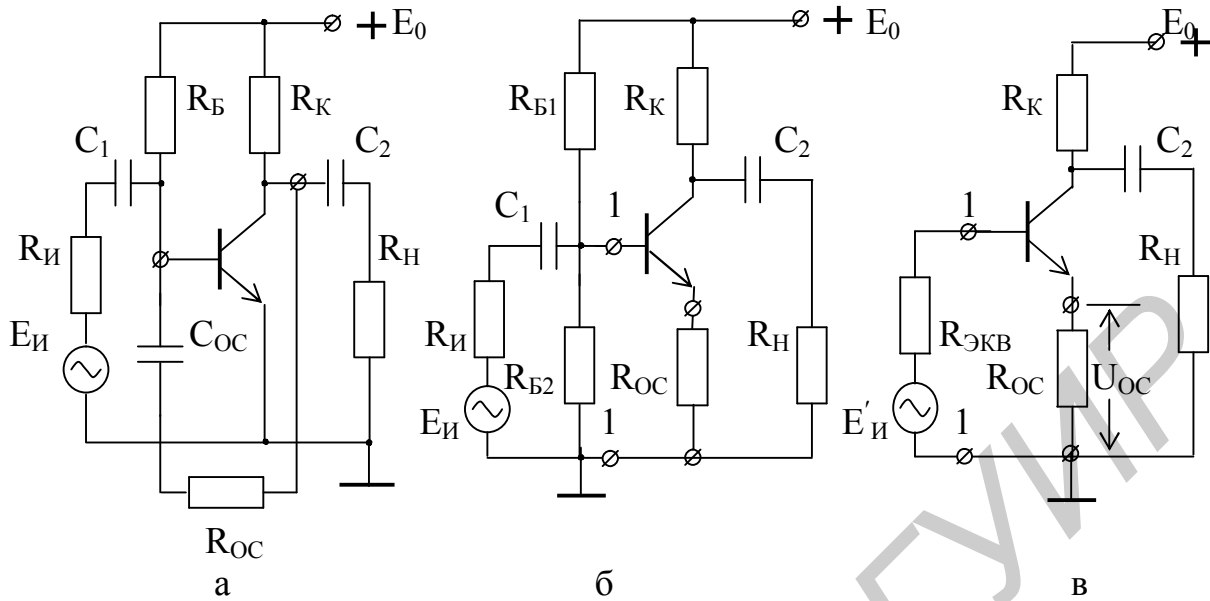


Рис. 7.3

Влияние конденсатора C_{OC} на величину передачи цепи обратной связи не учитывается, так как обратная связь считается частотно-независимой. Для выполнения этого условия величина емкости C_{OC} должна быть достаточно большой. Коэффициент усиления каскада без обратной связи в области средних частот

$$K_0 = y_{21} R'_H, \text{ где } R'_H = \frac{R_H R_K}{R_H + R_K}. \quad (7.3)$$

Отсюда коэффициент петлевого усиления и глубина обратной связи

$$K_{\Pi} = \beta K = \frac{R_{ЭКВ}}{R_{ЭКВ} + R_{OC}} y_{21} R'_H; \quad F = 1 + K_{\Pi} = 1 + \frac{y_{21} R_{ЭКВ} R'_H}{R_{ЭКВ} + R_{OC}}. \quad (7.4)$$

Для нахождения глубины обратной связи в схеме на рис. 7.3, б, ее удобнее преобразовать, заменив часть, стоящую левее зажимов 1-1, эквивалентным генератором с внутренним сопротивлением $R_{ЭКВ}$ и ЭДС $E'_И$ (рис. 7.3, в). После преобразования величина F определяется выражением (3.68).

Частотная и фазовая характеристики коэффициента петлевого усиления для схем, изображенных на рис. 7.3, а, б представлены на рис. 7.4, а. Фазовая характеристика для коэффициента петлевого усиления $|K_{\Pi}|$ определяется

частотно-зависимым сдвигом, характерным для обычного резистивного каскада ($\pm 90^\circ$), и фазовым сдвигом в цепи β .

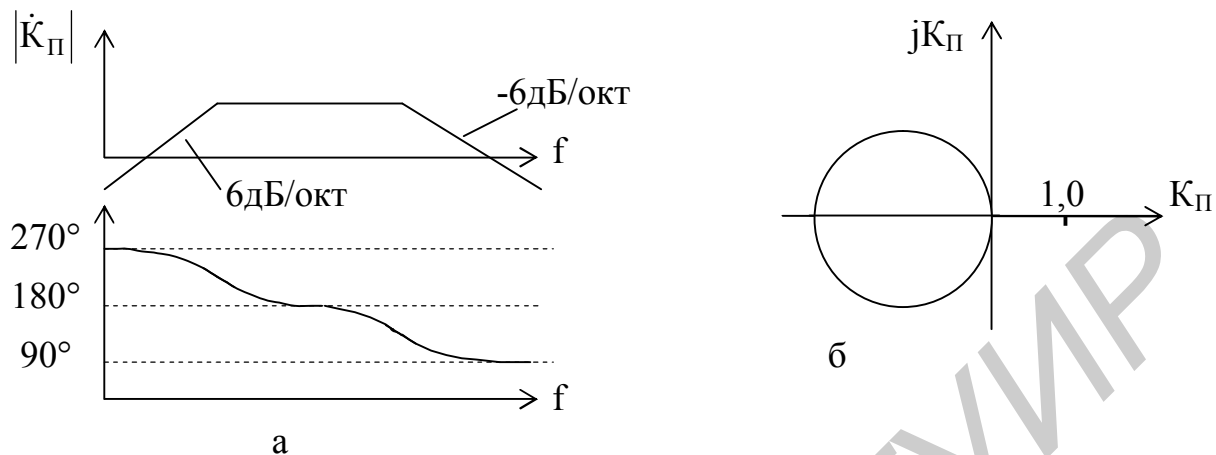


Рис. 7.4

Так как обратная связь является отрицательной, то в фазовой характеристике присутствует постоянный фазовый сдвиг, равный 180° . Годограф частотно-фазовой характеристики коэффициента петлевого усиления для схем на рис. 7.3, построенный с учетом характеристик, изображенных на рис. 7.4, а, приведен на рис. 7.4, б. Как видно из графика, годограф расположен в левой полуплоскости и достаточно удален от точки с координатами 1,0. Это говорит о том, что теоретически опасность самовозбуждения схем (см. рис. 7.3) отсутствует при любых значениях $|\dot{K}_\Pi|$.

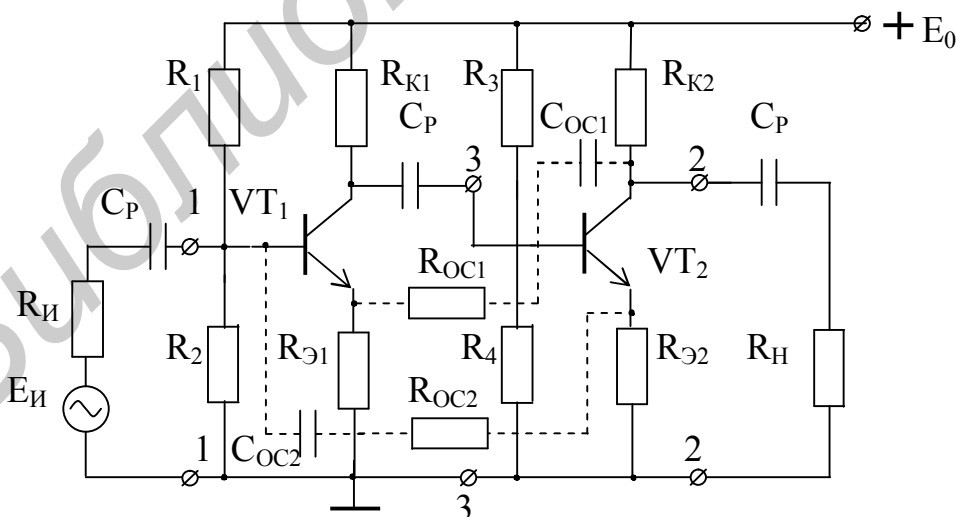


Рис. 7.5

На рис. 7.5 представлен усилитель, собранный на двух однотипных резисторных каскадах на биполярных транзисторах, включенных по схеме

с общим эмиттером. На схеме пунктиром проведены возможные для этого усилителя цепи отрицательных обратных связей. Предполагаемые сечения петель обратной связи представлены цифрами 2 - 2 и 3 - 3.

Сопротивление R_{OC1} передает напряжение обратной связи с выхода усилителя в цепь эмиттера VT_1 и тем самым создает отрицательную ОС по напряжению, последовательную по входу.

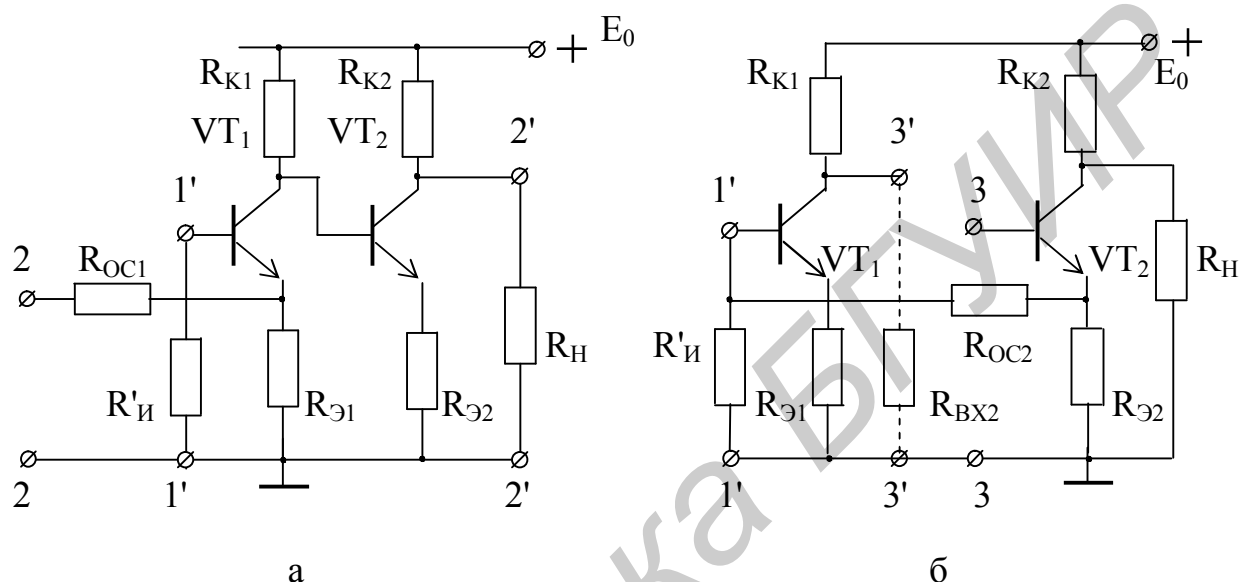


Рис. 7.6

Сопротивление R_{OC2} передает во входную цепь напряжение, выделившееся на сопротивлении $R_{Э2}$ за счет протекания по нему выходного тока транзистора, и тем самым создает отрицательную обратную связь по току, параллельную по входу. Конденсаторы C_{OC1} и C_{OC2} являются разделительными и выбираются достаточной величины, чтобы обратная связь была частотно-независимой. Разомкнутые петли обратной связи для обоих видов ОС представлены на рис. 7.6, а и б. Для упрощения схем разделительные конденсаторы на них не показаны.

В схеме с обратной связью по напряжению петля ОС разорвана в точках 2 - 2. Как правило, сопротивление R_{OC1} оказывается значительно больше сопротивлений R_{K2} и R_H . Поэтому при его обрыве сопротивление между коллектором VT_2 и землей практически не изменяется и нагружать выход петли дополнительным эквивалентным резистором не приходится. Напряжение обратной связи поступает через R_{OC1} в точку соединения $R_{Э1}$ и эмиттера VT_1 . Часть этого напряжения выделяется на переходе база-эмиттер VT_1 и усиливается первым и

вторым каскадом. Как видно из рис. 7.6, а, коэффициент петлевого усиления (коэффициент передачи от контактов 2 - 2 к 2' - 2') будет состоять из коэффициента передачи $\dot{\beta}_1$ от точек разрыва 2 - 2 до эмиттера VT₁, коэффициента передачи $\dot{\beta}_2$ от R_{Э1} до перехода база-эмиттер VT₁, коэффициента усиления первого каскада K₁ без учета местной ОС за счет R_{Э1} и коэффициента усиления второго каскада

$$\dot{K}_{\Pi} = \dot{\beta}_1 \dot{\beta}_2 \dot{K}_1 \dot{K}_2, \quad (7.5)$$

где
$$\dot{\beta}_1 = \frac{Z_{\text{ЭКВ}}}{R_{\text{ОС1}} + Z_{\text{ЭКВ}}}, \quad Z_{\text{ЭКВ}} = \frac{R_{\text{Э1}} Z_{\text{ЭТ1}}}{R_{\text{Э1}} + Z_{\text{ЭТ1}}}, \quad Z_{\text{ЭТ1}} = \frac{R'_{\text{И}} + \dot{h}_{11}}{1 + \dot{h}_{21}}; \quad (7.6)$$

Z_{ЭТ1} – сопротивление транзистора VT₁ между эмиттером и землей, состоящее из сопротивления эмиттерного перехода и сопротивления R'_И;

R'_И – параллельное соединение сопротивлений базового делителя и сопротивления источника сигнала;

$$\dot{\beta}_2 = \frac{\dot{h}_{11}}{R_{\text{И}} + \dot{h}_{11}}, \quad (7.7)$$

где \dot{h}_{11} – входная проводимость транзистора VT₁.

Коэффициент K₁ определяется как произведение крутизны транзистора VT₁ на сопротивление нагрузки. Нагрузкой каскада является параллельное соединение сопротивлений R_{К1} и входного сопротивления следующего каскада. Коэффициент K₂ определяется аналогично. При этом крутизна транзистора VT₂ находится с учетом влияния местной ОС, создаваемой сопротивлением R_{Э2}.

Для обратной связи по току петлю ОС удобнее разорвать в точках 3 - 3. Коэффициент петлевого усиления (коэффициент передачи от контактов 3 - 3 к контактам 3' - 3') легко определяется с помощью схемы на рис. 7.6, б. В этом случае сигнал проходит по разорванной петле обратной связи от базы транзистора VT₂ к его эмиттеру (на сопротивление R_{Э2}), затем через сопротивление R_{ОС2} на базу транзистора VT₁, усиливается им и, наконец, поступает на сопротивление R_{ВХ2}, представляющее эквивалент входного сопротивления каскада

на транзисторе VT_2 . Таким образом, коэффициент петлевого усиления \dot{K}_{Π} в данном случае определяется коэффициентом передачи \dot{K}_2 транзистора VT_2 , включенного по схеме эмиттерного повторителя, коэффициентом передачи β цепи ОС, состоящей из R_{OC2} и сопротивления между базой транзистора VT_1 , и коэффициентом усиления \dot{K}_1 каскада на транзисторе VT_1 :

$$\dot{K}_{\Pi} = \dot{K}_2 \beta \dot{K}_1. \quad (7.8)$$

Частотная характеристика петлевого усиления для схемы рис. 7.5 будет отличаться от характеристики, приведенной на рис. 7.4, увеличенной вдвое крутизной скатов, а фазовый сдвиг соответственно будет изменяться от 360° до 0° (рис. 7.7, а). Форма соответствующего годографа для двухкаскадного усилителя представлена на рис. 7.7, б. Ветви годографа расходятся вблизи точки 1,0, следовательно, двухкаскадный усилитель с отрицательной обратной связью теоретически не должен возбуждаться при любой глубине ОС.

Схема трехкаскадного усилителя с отрицательной частотно-независимой обратной связью представлена на рис. 7.8. На схеме пунктиром показаны две возможные цепи ОС. С помощью цепи $R_{OC1}C_{OC1}$ вводится отрицательная обратная связь по напряжению, параллельная по входу.

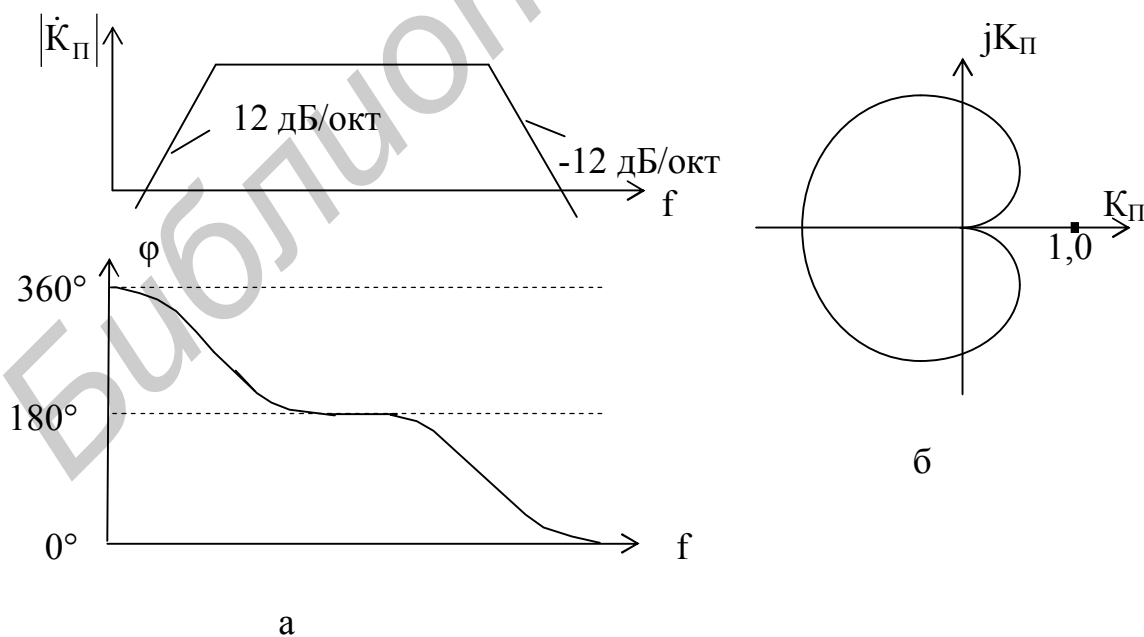


Рис. 7.7

Цепь $R_{OC2}C_{OC2}$ создает отрицательную обратную связь по току, последовательную по входу. Конденсаторы C_{OC} в обоих случаях имеют достаточно большую величину, чтобы обратная связь была частотно-независимой.

Для нахождения коэффициента петлевого усиления обратной связи по напряжению петлю ОС удобнее разрывать в точке подключения сопротивления R_{OC1} к коллектору транзистора VT_3 . Развернутая петля обратной связи для этого случая представлена на рис. 7.9, а. Вход и выход обозначены соответственно контактами 2 - 2' и 2' - 2'. Коэффициент петлевого усиления состоит из коэффициента передачи цепи β и коэффициентов усиления трех последовательных каскадов.

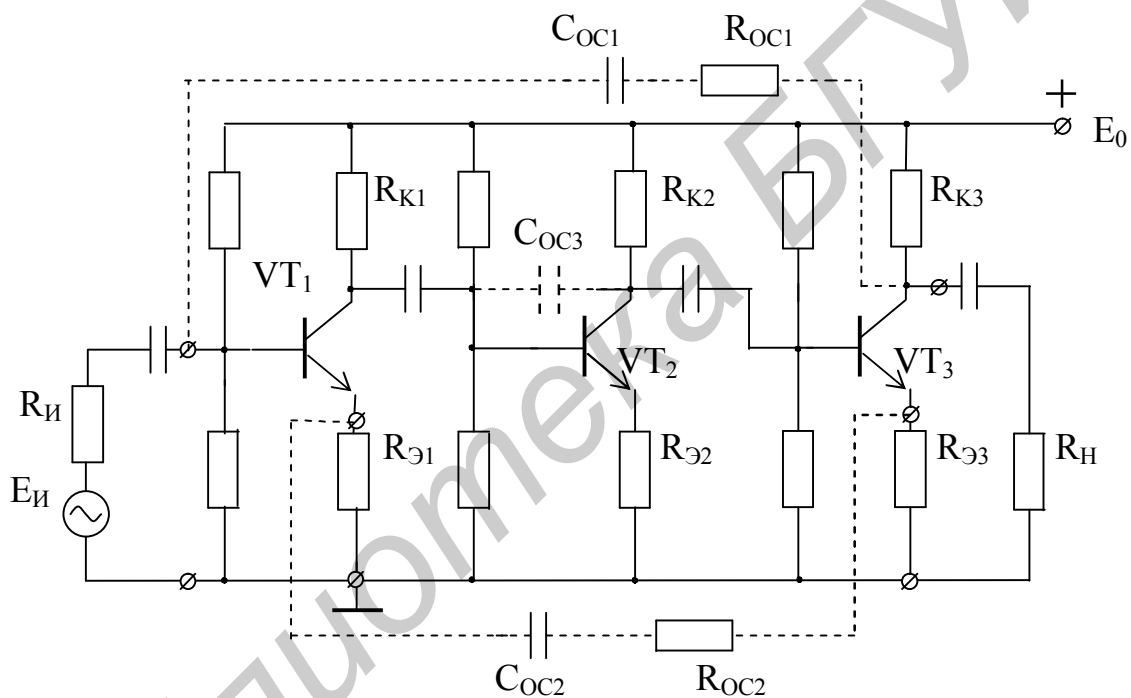


Рис. 7.8

Коэффициент β определяется как коэффициент деления делителя, состоящего из R_{OC1} и эквивалентного сопротивления, включенного между базой VT_1 и общим проводом. Это эквивалентное сопротивление образовано базовым делителем, сопротивлением источника сигнала (на схеме (см. рис. 7.9, а) эти три сопротивления объединены в $R'_{и}$) и входным сопротивлением VT_1 . Таким образом, коэффициент петлевого усиления для обратной связи по напряжению (см. рис. 7.8) имеет вид

$$\dot{K}_{П} = \beta \dot{K}_1 \dot{K}_2 \dot{K}_3 . \quad (7.9)$$

Развернутая петля обратной связи для ОС по току представлена на рис. 7.9, б.

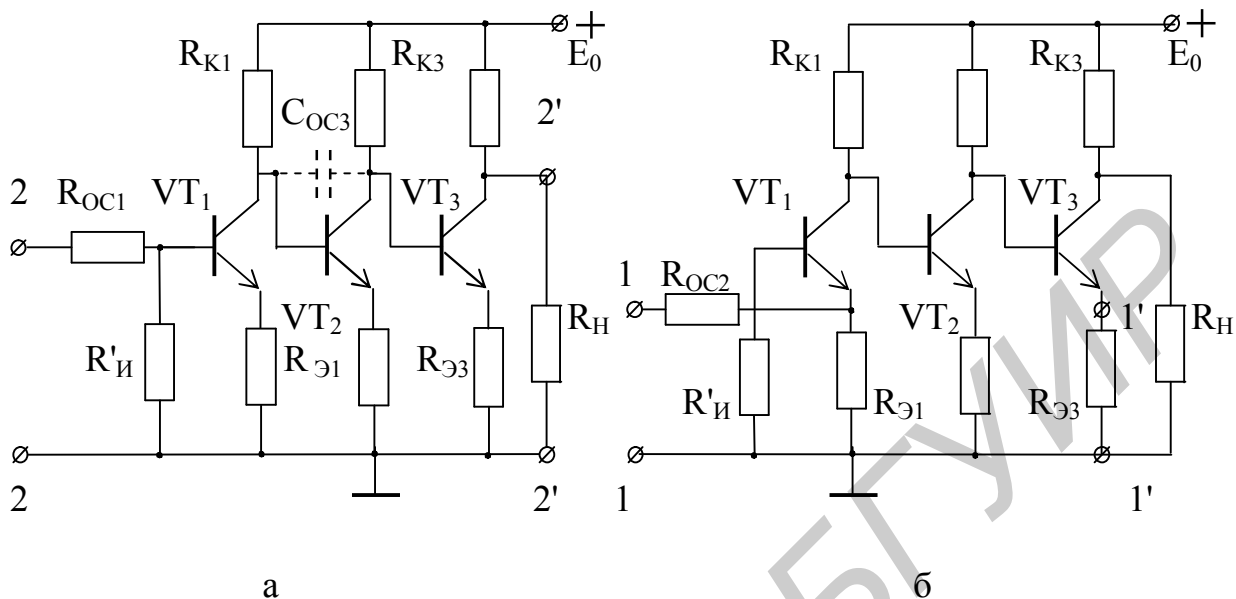


Рис. 7.9

Коэффициент петлевого усиления для этой схемы состоит из коэффициента передачи цепи обратной связи β и коэффициентов передачи трех последующих каскадов.

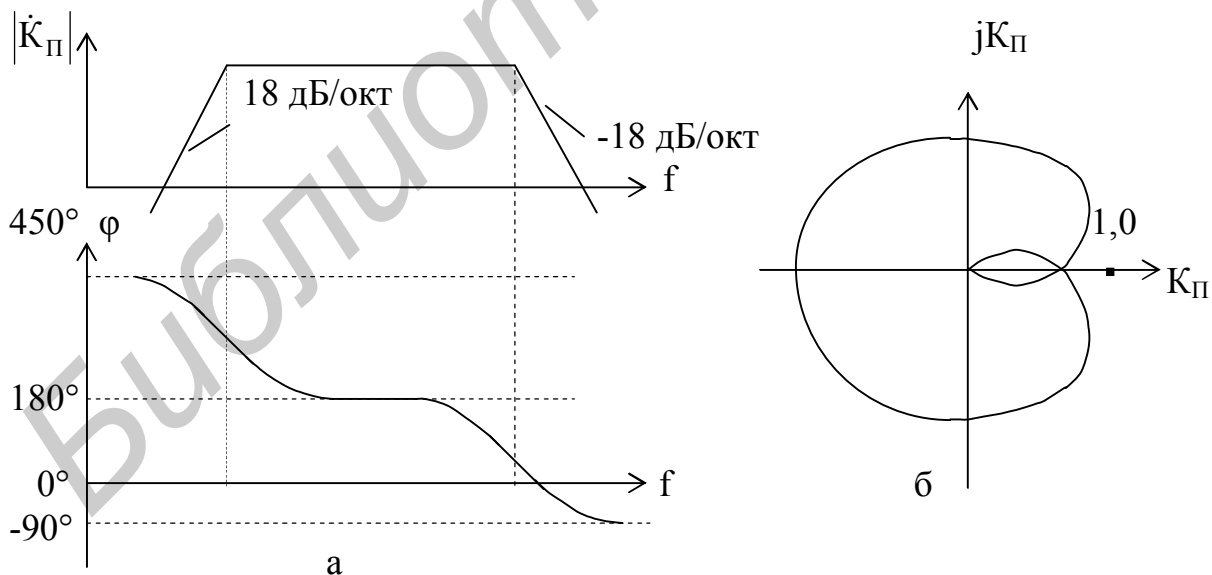


Рис. 7.10

Входная цепь (см. рис. 7.9, б) имеет тот же вид, что и на схеме (см. рис. 7.6, а), только вместо сопротивления R_{OC1} используется R_{OC2} . Поэтому коэффициент β здесь определяется выражением (7.5), а для получения

коэффициента усиления \dot{K}_1 сохраняются прежние условия, как и для схемы (см. рис. 7.6, а). Транзистор VT_3 входит в петлю обратной связи как эмиттерный повторитель, передающий сигнал на контакты $1' - 1'$.

Таким образом, в обе петли ОС на рис. 7.8 входят три резисторных каскада, которые вносят на краях частотного диапазона дополнительный частотно-зависимый фазовый сдвиг, стремящийся к $\pm 270^\circ$.

Асимптотический наклон частотной характеристики петлевого усиления по краям частотного диапазона равен 18дБ/окт. Частотная и фазовая характеристики, а также годограф петлевого усиления для трехкаскадного усилителя, охваченного обратной связью, представлены на рис. 7.10, а, б. Как видно из графика, кривая годографа проходит в непосредственной близости от опасной точки (заходит за границу запаса устойчивости). Дальнейшее увеличение глубины обратной связи приведет к расширению годографа. При этом опасная точка может попасть внутрь частотно-фазовой характеристики коэффициента петлевого усиления и усилитель возбудится.

Возникает вполне естественный вопрос: какую максимальную глубину обратной связи можно использовать в трехкаскадном усилителе при условии сохранения устойчивости? Решение этой задачи наглядно продемонстрировано в [1]. Определим максимальное значение глубины обратной связи в трехкаскадном усилителе с ООС, который составлен из одинаковых резисторных каскадов. Анализ проведем для области высоких частот. В силу симметрии частотной характеристики такого усилителя анализ для области низких частот будет аналогичным. Коэффициент усиления одиночного резисторного каскада в области высоких частот был выведен ранее (4.33):

$$|\dot{K}_B| = \frac{K_{01}}{\sqrt{1 + (f/f_B)^2}}. \quad (7.10)$$

Фазовая характеристика одиночного резисторного каскада имеет вид (4.34):

$$\varphi = -\arctg \frac{f}{f_B}; \quad \frac{f}{f_B} = -\operatorname{tg} \varphi. \quad (7.11)$$

Отсюда

$$|\dot{K}_B| = \frac{K_{01}}{\sqrt{1 + (\operatorname{tg}\varphi)^2}} = K_{01} \cos \varphi . \quad (7.12)$$

Коэффициент петлевого усиления для трехкаскадного усилителя, охваченного частотно-независимой отрицательной обратной связью, будет равен

$$|\dot{K}_\Pi| = \beta K_0 \cos^3 \varphi , \quad (7.13)$$

где K_0 - коэффициент усиления всех трех каскадов на средних частотах.

Для самовозбуждения усилителя с ОС необходимо, чтобы имеющийся в петле отрицательной обратной связи фазовый сдвиг, равный 180° , уменьшился до 0° за счет вносимого каждым каскадом частотно-зависимого сдвига φ , а модуль $|\dot{K}_\Pi|$ стал равным 1. В трехкаскадном усилителе с ООС это произойдет на частоте, на которой φ станет равным 60° . При этом $\cos \varphi = \cos 60^\circ = 0,5$ и $|\dot{K}_\Pi|$ будет равен

$$|\dot{K}_\Pi| = \beta K_0 (0,5)^3 = \beta K_0 0,125 = 1 . \quad (7.14)$$

Отсюда максимальное значение $K_{\Pi 0}$ в области средних частот равно $1/0,125 = 8$. При этом глубина обратной связи не превышает

$$F = 1 + K_{\Pi 0} = 9 \text{ (19,08 дБ)}. \quad (7.15)$$

Введение запаса устойчивости заметно уменьшит эту величину. Запас устойчивости по фазе, равный 10° на каждый каскад, ограничит $K_{\Pi 0}$ величиной

$$K_\Pi = \beta K_0 \cos^3 50^\circ = \beta K_0 0,26 = 1, \quad K_{\Pi 0} = 3,76 . \quad (7.16)$$

Необходимый запас устойчивости по модулю ($2\sqrt{2} = 2,83$) еще уменьшит эту величину, и для максимальной глубины обратной связи получим

$$F = 1 + 3,76/2,83 = 2,33 \text{ (7,35 дБ)}. \quad (7.17)$$

Как видим, возможная обратная связь получается не очень глубокой. При охвате петлей обратной связи более трех каскадов возможная глубина ОС окажется еще меньше.

7.4. Методы увеличения глубины обратной связи в многокаскадных усилителях

Одним из простейших способов получения глубокой обратной связи в многокаскадном усилителе является использование в петле ОС каскадов с разными граничными частотами. В качестве примера рассмотрим работу трехкаскадного усилителя с общей ОС в области высоких частот. Будем считать, что один из каскадов имеет значительно более низкую (в 10-30 раз) верхнюю граничную частоту, чем два других $f_1 \ll f_2 = f_3$. Порядковый номер каскада роли не играет.

Частотная и фазовая характеристики коэффициента петлевого усиления, соответствующего предложенным выше условиям, для устойчивого усилителя (с запасом устойчивости по модулю $m = -9$ дБ и по фазе $\varphi = 30^\circ$) представлены на рис. 7.11. Для наглядности используются линеаризованные характеристики.

Из этого рисунка видно, что частотная характеристика коэффициента петлевого усиления продолжается на уровне $K_{\Pi 0}$ до граничной частоты f_1 каскада с наименьшей полосой пропускания. Ниже пунктиром представлена частотная характеристика для второго и третьего каскадов. После частоты f_1 $|K_{\Pi}|$ уменьшается с постоянной скоростью -6 дБ/окт до частоты f_a , на которой коэффициент петлевого усиления достигает значения, равного необходимому запасу устойчивости по модулю $1/m = 1/2,82$ (-9 дБ). Дальнейшее снижение K_{Π} обусловлено ходом частотных характеристик всех трех каскадов и происходит со скоростью -18 дБ/окт.

На нижнем графике на рис. 7.11 представлена фазовая характеристика K_{Π} . При частотно-независимой обратной связи каскад с наиболее узкой полосой вносит за частотой f_1 фазовый сдвиг, стремящийся к -90° . Основное изменение фазовой характеристики происходит вблизи частоты f_1 . Уже при увеличении текущей частоты в 7 раз по отношению к f_1 фазовый сдвиг будет отли-

чаться от 90° меньше, чем на 10 %. Таким образом, уже на сравнительно небольшом удалении от частоты f_1 фазовую характеристику можно представить горизонтальной линией, проходящей на уровне 90° . Вблизи частот f_2, f_3 два других каскада вносят свои дополнительные частотно-зависимые фазовые сдвиги.

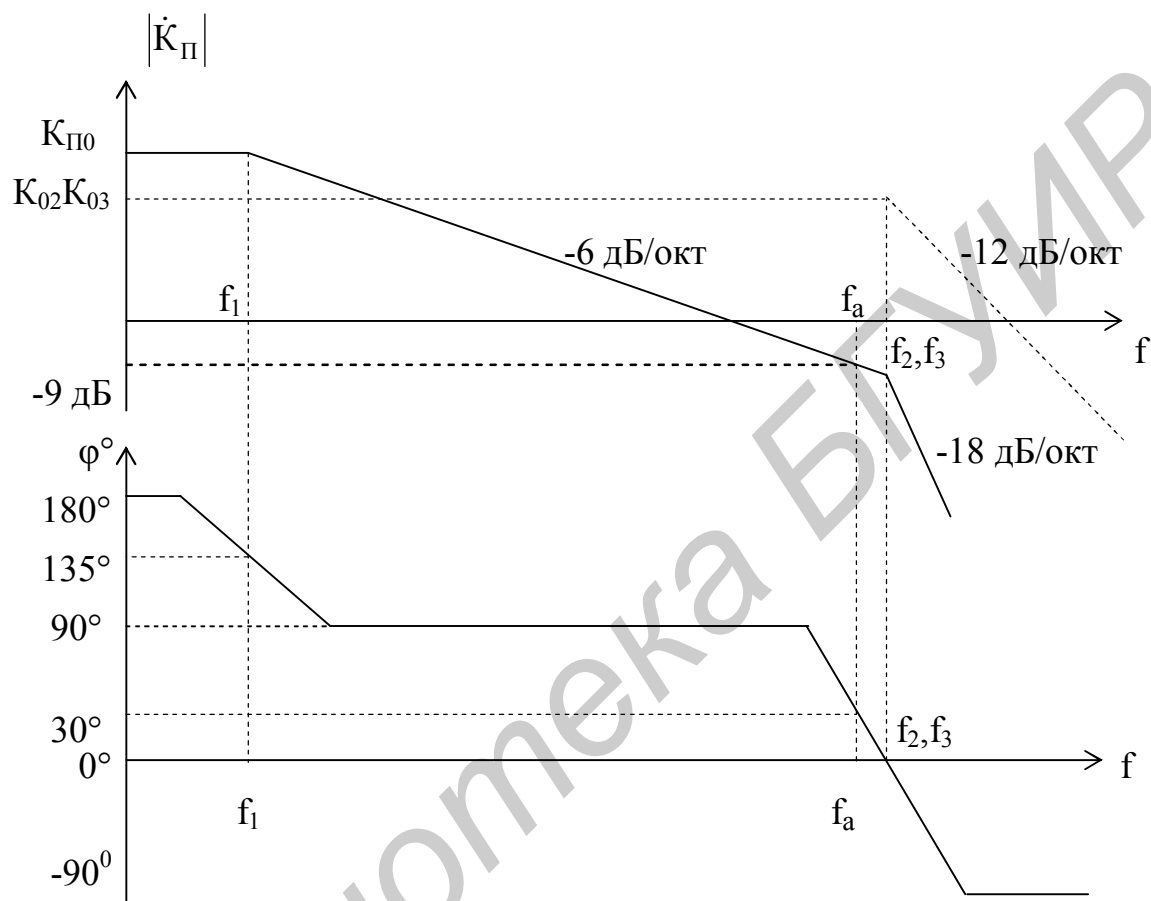


Рис. 7.11

Низкочастотное значение коэффициента петлевого усиления $K_{\Pi 0}$ и частоты f_2, f_3 могут быть подобраны таким образом, чтобы на частоте f_a фазовый сдвиг не опустился ниже уровня запаса устойчивости по фазе ($\varphi = 30^\circ$). Из анализа графиков на рис. 7.11 и приведенных рассуждений следует, что чем длиннее спуск частотной характеристики K_Π до точки с частотой f_a , на которой еще выполняются условия запаса устойчивости, тем большее значение $K_{\Pi 0}$ можно получить. Длительность спуска можно характеризовать отношением f_a/f_1 или $f_2/f_1 = f_3/f_1$. Таким образом, чем больше разница между частотами f_1 и f_2, f_3 , тем выше может быть значение глубины обратной связи при сохранении устойчивости усилителя.

Действительно, каскад в петле ОС с частотой f_1 вносит на частоте f_a фазовый сдвиг, примерно равный 90° . На долю двух других остается по 45° , из которых следует еще вычесть запас устойчивости по фазе $\varphi/2 = 15^\circ$. При этом коэффициент усиления этих каскадов будет равен

$$|\dot{K}_2 \dot{K}_3| = K_{02} K_{03} \cos^2(45^\circ - \varphi/2) = K_{02} K_{03} \cos^2 30^\circ = K_{02} K_{03} 0,75. \quad (7.18)$$

Коэффициент усиления первого каскада на частоте f_a равен

$$|\dot{K}_1| = \frac{K_{01}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_a}{f_1}\right)^2}} \approx K_{01} \frac{f_1}{f_a}. \quad (7.19)$$

Теперь коэффициент петлевого усиления, равный (с учетом необходимого запаса устойчивости для трехкаскадного усилителя с ОС) на частоте f_a $1/m = 1/2,82$, будет иметь вид

$$|\dot{K}_{\Pi}| = |\dot{\beta} \dot{K}| = 0,75 K_{01} K_{02} K_{03} \beta \frac{f_1}{f_a} = 0,75 K_{\Pi 0} \frac{f_1}{f_a} = \frac{1}{2,82}. \quad (7.20)$$

Отсюда получаем наибольшее значение коэффициента петлевого усиления:

$$K_{\Pi 0} = \frac{f_a}{0,75 \cdot 2,82 f_1} = 0,473 \frac{f_a}{f_1}. \quad (7.21)$$

Используя выражения (7.11), заменим в (7.21) f_a на f_2 и получим для $K_{\Pi 0}$

$$\operatorname{tg}\left(45^\circ - \frac{\varphi}{2}\right) = \operatorname{tg}30^\circ = \frac{f_a}{f_2}; \quad f_a = f_2 \operatorname{tg}30^\circ = 0,577 f_2; \quad (7.22)$$

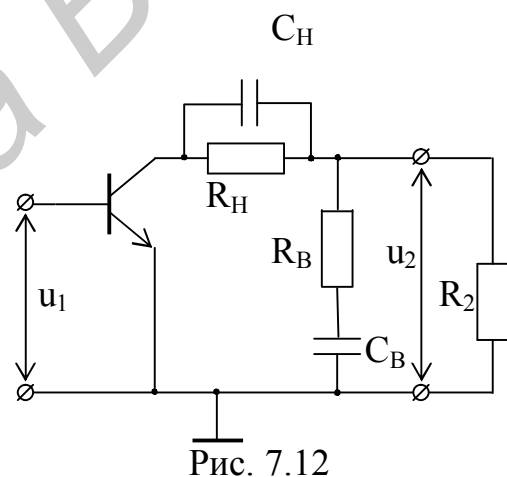
$$K_{\Pi 0} = 0,473 \cdot 0,577 \frac{f_2}{f_1} = 0,274 \frac{f_2}{f_1}. \quad (7.23)$$

Как следует из (7.23), уже при отношении f_2/f_1 , равном 30, можно увеличить глубину обратной связи до 19,3 дБ.

На практике очень часто добиваются сужения полосы пропускания одного из каскадов путем введения частотно-зависимой отрицательной обратной связи по напряжению, параллельной по входу. На рис. 7.9, а такая связь осуществляется с помощью емкости C_{OC3} . В соответствии с эффектом Миллера C_{OC3} пересчитывается во входную цепь каскада на VT_2 и влияет на ее частотную характеристику как входная динамическая емкость. Примером использования этого метода является схема каскада усилителя мощности (см. рис. 5.9 и 5.10, б), где сужение полосы пропускания каскада на транзисторе VT_3 и соответственно обеспечение устойчивости усилителя при глубокой обратной связи осуществляются с помощью емкости C_4 .

Другим методом обеспечения устойчивости усилителей с обратной связью является введение в усилитель корректирующих цепей. Дополнительные цепи частотно-фазовой коррекции позволяют уменьшить величину коэффициента петлевого усиления на частотах, где сдвиг фазы в петле ОС достигает 180° . Такая цепь может включаться в любом месте петли обратной связи или в самом усилителе, или в четырехполюснике обратной связи. На рис. 7.12 представлены две простые, наиболее часто встречающиеся

корректирующие цепочки R_H, C_H и R_B, C_B . Первая из них дает возможность корректировать частотную характеристику в области нижних частот, а вторая – в области верхних. Постоянная времени каждой из цепочек позволяет выбрать частоту, на которой она будет влиять, а соотношения между величиной сопротивления нагрузки R_2 и величинами сопротивлений R_H и R_B будут влиять на глубину соответствующей коррекции. На низких частотах, где существует опасность самовозбуждения, сопротивление цепочки $R_H C_H$ увеличивается, стремясь к значению R_H , и образовавшийся делитель из сопротивлений $R_H R_2$ уменьшает коэффициент передачи. Аналогично цепочка $R_B C_B$ при приближении к опасной частоте в области высоких частот начнет шунтировать нагрузку и тем самым уменьшать коэффициент петлевого усиления. Одновременно



уменьшается и фазовый сдвиг между напряжениями u_1 и u_2 . Такие цепи коррекции, включенные в петлю обратной связи, уменьшают на опасной частоте коэффициент петлевого усиления и общий фазовый сдвиг в петле ОС. Таким образом, точка с координатами 1,0 окажется вне годографа петлевого усиления и усилитель с ОС не возбуждётся.

Низкочастотная цепочка коррекции R_H, C_H в настоящее время используется довольно редко. Более удобным решением проблемы устойчивости в области нижних частот для многокаскадного усилителя, охваченного ОС, является использование в петле ОС усилительных каскадов без разделительных емкостей. Частотно-зависимый сдвиг по фазе в области нижних частот для таких усилителей находится вблизи нуля, и проблем со стабильностью при введении ОС в многокаскадный усилитель здесь не возникает.

Опираясь на вышесказанное, можно сделать несколько рекомендаций, которыми следует руководствоваться при разработке усилителей с глубокой обратной связью:

- а) использовать в петле ОС каскады с различными частотами среза;
- б) при введении обратной связи желательно охватывать по возможности меньшее число каскадов;
- в) желательно не включать в петлю ОС каскады, имеющие повышенные фазовые сдвиги (трансформаторные, дроссельные и др.);
- г) при необходимости вводить в петлю ОС соответствующие цепи коррекции.

7.5. Паразитные обратные связи и борьба с ними

При создании многокаскадных усилителей с большим коэффициентом усиления избежать возникновения паразитных обратных связей весьма трудно. Эти связи, так же как и наводки, могут возникать за счет паразитных емкостей, существующих между входами и выходами как отдельных каскадов, так и всего усилителя в целом. Другая возможность появления паразитной ОС объясняется наличием сильных электромагнитных полей, создаваемых оконечным каскадом и наводящих паразитные ЭДС во входных цепях усилителя. Такая возможность часто наблюдается, если в качестве оконечного каскада используется трансформаторный каскад. Наиболее неприятной из приведенных выше обратных

связей является емкостная связь. Возникновение такой паразитной обратной связи необязательно должно привести к самовозбуждению усилителя. Однако она может существенно изменить многие параметры усилителя: входное сопротивление, частотные свойства, нелинейные искажения и т.д. Практически влияние паразитной емкостной обратной связи можно объяснить эффектом Миллера, как это уже делалось, когда анализировалось влияние емкости коллектора для включения транзистора по схеме с общим эмиттером. Разница заключается лишь в том, что в данном случае обратная связь может оказаться как отрицательной, так и положительной. Большой коэффициент передачи, характерный для многокаскадного усилителя, приводит к появлению весьма глубокой паразитной обратной связи. Для возникновения такой обратной связи может оказаться достаточным существование очень малой паразитной емкости, связывающей вход и выход усилителя (десятые или даже сотые доли пикофарады).

Не трудно предположить, что паразитные обратные связи такого типа возникают из-за плохо продуманной конструкции усилителя. При разработке платы усилителя необходимо обращать внимание на то, чтобы входные и выходные цепи усилителя были разнесены как можно дальше друг от друга, а в отдельных случаях может возникнуть необходимость в дополнительной экранировке входного каскада. При наличии в схеме трансформаторов или каких-то других сосредоточенных индуктивностей следует позаботиться о том, чтобы их магнитные поля по возможности не распространялись на входные цепи, что достигается путем правильного ориентирования этих деталей и при необходимости их экранированием.

Среди паразитных обратных связей особое место занимают паразитные связи через источник питания. При анализе всех предыдущих усилителей внутреннее сопротивление источника питания считалось равным нулю. В реальности это не совсем так – внутреннее сопротивление нестабилизированного источника напряжения лежит в пределах нескольких ом. Наличие этого внутреннего сопротивления и приводит к появлению паразитной обратной связи.

Возникновение обратной связи рассмотрим на примере трехкаскадного усилителя (рис. 7.13). Во всех трех каскадах часть выходного тока (тока коллектора) проходит через источник питания и создает падение напряжения на его внутреннем сопротивлении. Естественно предположить, что ток конечного каскада, для которого сигнал является наибольшим, будет самым большим и

именно он создаст наибольшее переменное напряжение U_{Π} на внутреннем сопротивлении источника питания. Полярность этого напряжения определяется направлением переменного тока окончательного каскада и изменяется с изменением полярности входного сигнала. Таким образом, в цепи питания будет действовать напряжение, состоящее из постоянной и переменной составляющих E_0 и U_{Π} . В отдельных случаях амплитуда напряжения U_{Π} может достигать более 30 % от напряжения источника питания E_0 .

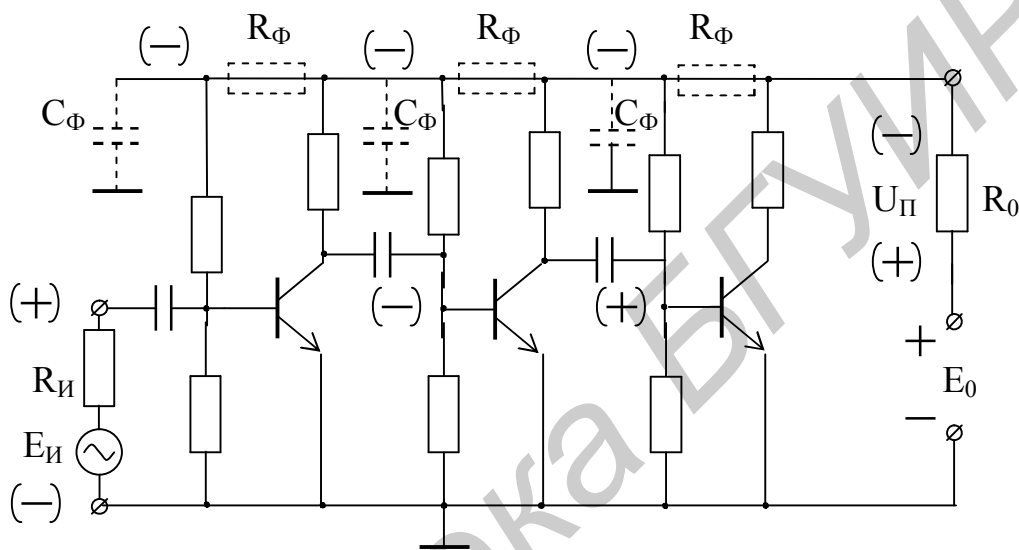


Рис. 7.13

Зададимся полярностью мгновенного значения сигнала на входе и, учитывая переворот фазы сигнала каждым из каскадов, определим направление коллекторного тока последнего транзистора. Этот ток протекает по выходному контуру против часовой стрелки и создает падение напряжения U_{Π} на внутреннем сопротивлении источника питания с плюсом внизу и минусом вверху. Явление паразитной обратной связи заключается в том, что напряжение U_{Π} оказывается приложенным через базовые цепи к базам предыдущих транзисторов. При этом для одних транзисторов рассматриваемая обратная связь получается отрицательной, а для других – положительной. Как правило, положительной обратной связи оказывается достаточно для самовозбуждения части усилителя, попадающей в данную петлю ОС. Примером является самовозбуждение усилителей низкой частоты в отдельных радиоприемниках карманного формата при заметном разряде питающих батарей. При разряде батареи возрастает ее внутреннее сопротивление R_0 , и в этом случае попытка увеличить громкость приводит к увеличению тока выходного каскада, растет падение напряжения

на R_0 и увеличивается глубина паразитной обратной связи, что и приводит к самовозбуждению.

Для устранения этого нежелательного явления используются низкочастотные фильтры $R_\Phi C_\Phi$, которые включаются в цепи питания (см. рис. 7.13) и не позволяют переменному напряжению, возникающему на внутреннем сопротивлении источника питания, попадать во входные цепи усилителя. При достаточно высоком напряжении питания все цепочки фильтров включаются последовательно, что улучшает развязку между каскадами. Для лучшего сглаживания пульсаций напряжения, попадающего на базы транзисторов, сопротивления R_Φ в каскадах включаются между коллекторной и базовой цепью. Чтобы избежать чрезмерного уменьшения напряжения для питания входных каскадов в случае низковольтного источника питания, цепочки фильтра приходится включать параллельно. При этом развязка ухудшается и, как правило, приходится использовать конденсаторы C_Φ большей емкости.

8. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

8.1. Общие положения

При математическом моделировании различных процессов на аналоговых вычислительных машинах всегда существовала необходимость в выполнении всевозможных математических преобразований, таких, как суммирование, вычитание, логарифмирование, дифференцирование, интегрирование и др. Подобные операции над электрическими сигналами осуществлялись с помощью специальных линейных усилителей, которые благодаря своей функциональной принадлежности получили название *операционных усилителей*. Для обеспечения высокой точности подобных преобразований операционные усилители должны были обладать очень большим коэффициентом усиления, высоким входным и низким выходным сопротивлениями, что облегчало введение глубоких обратных связей, необходимых для получения соответствующего преобразования. Выполнялись операционные усилители в виде многокаскадных усилителей постоянного тока, у которых при нулевом потенциале на входе выходное напряжение также отсутствовало. В настоящее время операционные усилители выпускаются в виде монолитных интегральных микросхем, которые получили широкое распространение, так как по размерам и стоимости они практически

не отличаются от обычного транзистора. Благодаря высоким качественным показателям интегральных операционных усилителей реализация различных схем преобразователей на их основе оказывается значительно проще, чем на дискретных элементах. Этим объясняется их широкое распространение в качестве самостоятельного многофункционального усилительного элемента.

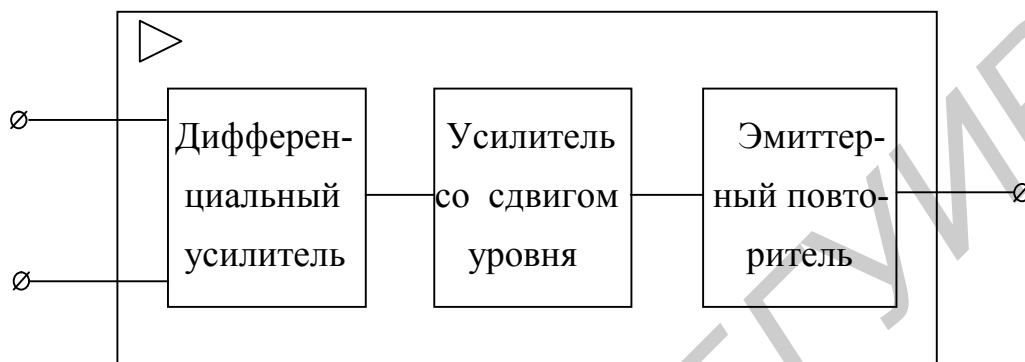


Рис. 8.1

Структурная схема современного операционного усилителя (рис. 8.1) обычно включает в себя входной усилительный каскад, каскад усиления со сдвигом уровня и выходной каскад, непосредственно связанные друг с другом. В качестве входного каскада используется, как правило, дифференциальный каскад, обладающий низким уровнем температурного дрейфа, высокой стабильностью и нечувствительностью к синфазным помехам. (Довольно часто для увеличения общего усиления используются два дифференциальных каскада, включенных последовательно.) Дополнительная многофункциональность появляется в таких усилителях благодаря наличию инвертирующего и неинвертирующего входов. Для обеспечения большого входного сопротивления, хороших шумовых параметров и низкого уровня дрейфа входные дифференциальные каскады работают при малых токах коллектора (десятки – сотни микроампер). Поэтому крутизна используемых в них транзисторов получается небольшой, а коэффициент усиления – сравнительно низким. С выхода предварительных каскадов снимается однофазный сигнал и поступает на вход каскада, который имеет значительный коэффициент усиления по мощности и обеспечивает необходимый сдвиг уровня. В качестве выходного каскада в операционных усилителях обычно используются двухтактные эмиттерные повторители на комплементарных транзисторах. Эмиттерный повторитель,

включенный на выходе операционного усилителя, позволяет получить необходимое усиление по мощности и маленькое выходное сопротивление. Питание операционных усилителей в большинстве случаев осуществляется от двухполярных источников, что облегчает получение на выходе нулевого потенциала при отсутствии напряжения на входе.

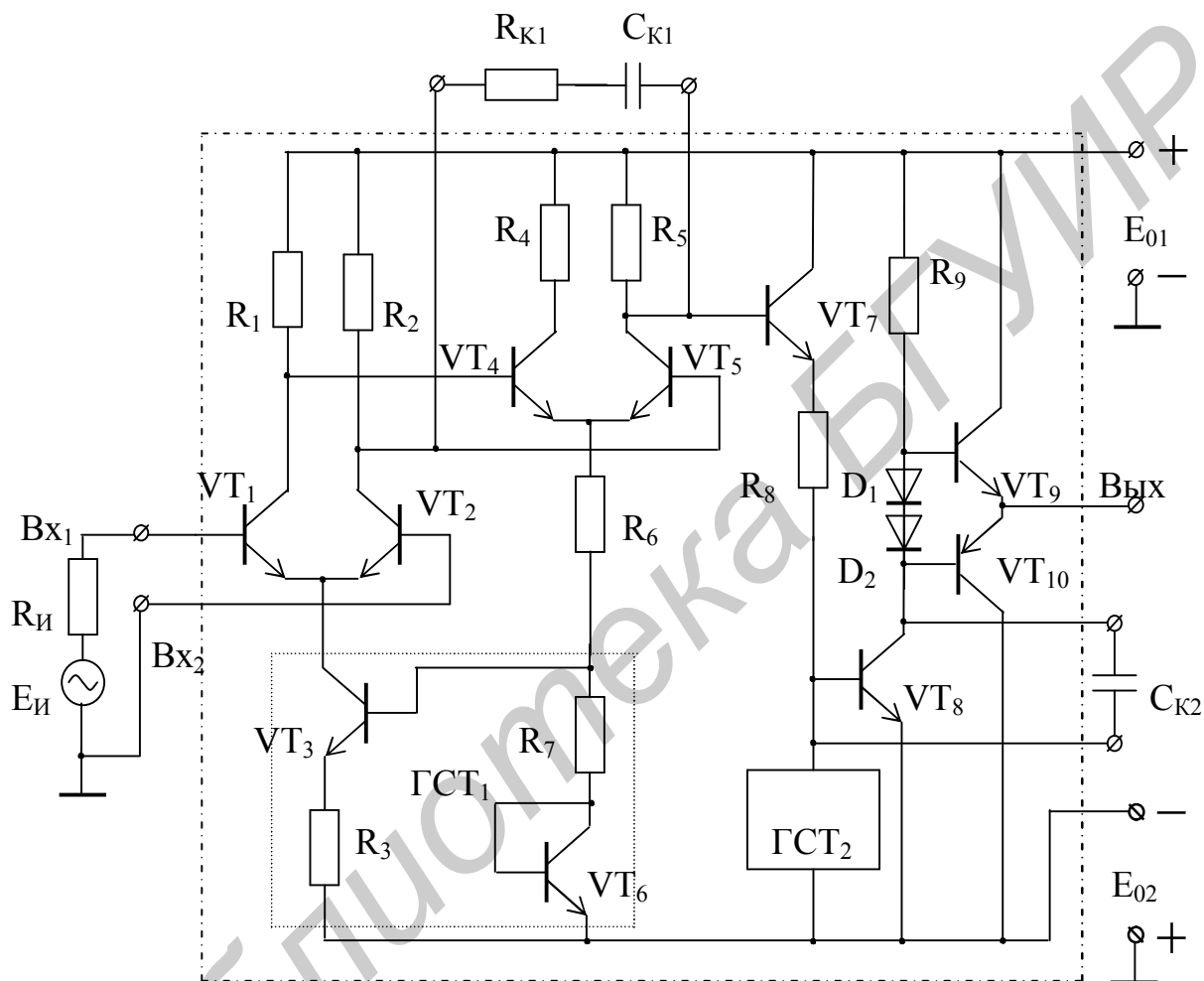


Рис. 8.2

Одна из типовых принципиальных схем операционного усилителя приведена на рис. 8.2. На входе усилителя включен дифференциальный каскад на транзисторах VT_1 и VT_2 . Как правило, это транзисторы с высоким коэффициентом усиления по току, работающие в режиме микротоков. Такое построение этого дифференциального каскада не позволяет получить заметное усиление, но зато обеспечивает высокое входное сопротивление. Для повышения качеств, присущих дифференциальному каскаду (высокая стабильность, хорошее подав-

ление синфазной помехи, малый дрейф нуля), в цепи эмиттеров VT_1 и VT_2 включен генератор стабильного тока $ГСТ_1$ на транзисторах VT_3 и VT_6 .

К выходу первого дифференциального каскада подключен второй каскад на транзисторах VT_4 и VT_5 . Этот каскад, выполненный по аналогичной схеме, обладает большим усилением по напряжению, так как работает при токах коллектора в пределах миллиампера, что позволяет увеличить крутизну транзисторов до нескольких десятков миллиампер на вольт.

С коллектора транзистора VT_5 сигнал поступает на вход эмиттерного повторителя на транзисторе VT_7 , нагрузкой которого служит вход усилительного каскада на транзисторе VT_8 с включенным в цепь эмиттера $ГСТ_2$. В цепи эмиттера VT_8 также включено сопротивление R_8 , позволяющее понизить потенциал базы транзистора VT_8 до необходимого уровня. Коэффициент передачи эмиттерного повторителя снижается за счет сопротивления R_8 незначительно, так как основной его нагрузкой являются достаточно высокое входное сопротивление транзистора VT_8 и большое выходное сопротивление $ГСТ_2$.

Нагрузкой каскада на транзисторе VT_8 , включенном по схеме с общим эмиттером, являются входное сопротивление эмиттерного повторителя на транзисторах VT_9 и VT_{10} и сопротивление R_9 , что обеспечивает каскаду достаточно большой коэффициент усиления. Сопротивление R_9 в цепи коллектора VT_8 выбрано таким образом, чтобы при отсутствии сигнала на входе потенциал коллектора был равен нулю. Такой режим автоматически обеспечивает равенство нулю напряжения на выходе двухтактного эмиттерного повторителя, собранного на комплементарных транзисторах VT_9 и VT_{10} . Диоды D_1 , D_2 задают необходимое смещение на базы транзисторов VT_9 и VT_{10} .

Операционный усилитель предназначен для работы с внешней обратной связью, охватывающей все каскады. Как было показано в предыдущей главе, при этом всегда появляются трудности, связанные с обеспечением устойчивости в области верхних частот. Для борьбы с самовозбуждением в операционных усилителях используются методы, описанные в п.7.3. В рассматриваемом операционном усилителе необходимая для устойчивой работы коррекция частотной характеристики осуществляется с помощью соответствующих навесных элементов R_{K1} , C_{K1} , C_{K2} . Элементы коррекции рассчитываются для каждого конкретного случая.

Входной сигнал подается на усилитель через входы V_{x1} и V_{x2} . Нетрудно убедиться, что в данной схеме вход V_{x1} является неинвертирующим, а вход V_{x2} – инвертирующим.

8.2. Основные параметры ОУ

Операционные усилители (ОУ) характеризуются целым рядом параметров, по которым можно определить пригодность данного ОУ для выполнения той или иной операции [18]. Перечислим основные параметры, характеризующие качество ОУ при работе в малосигнальном режиме.

Коэффициент усиления по напряжению без введения внешней обратной связи (K_d). Коэффициент K_d рассматривают как отношение изменения выходного напряжения к изменению входного дифференциального напряжения:

$$K_d = \frac{\Delta U_2}{\Delta U_{1д}}, \quad (8.1)$$

где $\Delta U_{1д}$ – приращение входного дифференциального напряжения между первым и вторым входом.

Для идеального операционного усилителя коэффициент усиления должен стремиться к бесконечности. Величина K_d для реальных операционных усилителей лежит в пределах $10^3 - 10^6$.

Коэффициент передачи синфазного сигнала ($K_{сс}$), определяемый как отношение выходного напряжения к входному синфазному напряжению:

$$K_{сс} = \frac{\Delta U_2}{\Delta U_{1сс}}. \quad (8.2)$$

Величина этого коэффициента должна стремиться к нулю. Реальные значения $K_{сс}$ не равны нулю из-за асимметрии, существующей всегда во входных каскадах ОУ.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала ($K_{осс}$), который находится как отношение коэффициента передачи синфазного сигнала $K_{сс}$ к коэффициенту усиления дифференциального сигнала K_d :

$$K_{OCC,OB} = 20 \lg \frac{K_{CC}}{K_D} . \quad (8.3)$$

Обычно значение K_{OCC} выражают в децибелах. Величина K_{OCC} для современных ОУ достигает $-60 - 120$ дБ.

Входное напряжение сдвига (U_{CDV}) – дифференциальное напряжение, необходимое для получения выходного напряжения, равного нулю. Для идеального усилителя $U_{CDV} = 0$, для реального – $U_{CDV} = (0,5 - 5)$ мВ.

Входной ток смещения ($I_{BX,CM}$) – ток любого входа, необходимый для получения нулевого напряжения на выходе ОУ. Для идеального операционного усилителя $I_{BX,CM} = 0$, для реального $I_{BX,CM} = (10^{-3} - 10^2)$ мкА.

Входное сопротивление ($R_{BX,D}$) – отношение приращения дифференциального входного напряжения к вызванному им приращению входного тока:

$$R_{BX,D} = \frac{\Delta U_{1D}}{\Delta I_1} . \quad (8.4)$$

В идеальном случае входное сопротивление стремится к бесконечности. В реальных ОУ входное сопротивление может быть равным $10^3 - 10^9$ Ом.

Иногда рассматривают входное сопротивление для синфазного сигнала, равное отношению изменения входного синфазного напряжения к результирующему изменению входного тока смещения.

Частота единичного усиления (f_B) – верхняя частота, при которой коэффициент усиления ОУ без обратной связи становится равным единице (0 дБ). При этом считается, что спад частотной характеристики происходит со скоростью 6 дБ/окт. В реальных ОУ f_B может достигать величины 100 МГц.

Время установления (t_y) – как и для общего определения переходной характеристики, является временем нарастания переднего фронта сигнала на выходе от 10 до 90 % при подаче на вход единичного скачка напряжения.

Скорость нарастания – отношение размаха выходного напряжения, измеряемого от 10 до 90 % переднего или заднего фронта, ко времени, необходимому для того, чтобы выходное напряжение пересекло эти уровни. Измеряется при подаче на вход усилителя большого сигнала, обеспечивающего полное использование ОУ по напряжению питания.

8.3. Основные схемы включения ОУ с ООС

8.3.1. Инвертирующий усилитель

При рассмотрении параметров ОУ говорилось, что хороший усилитель должен обладать очень большим усилением, входным сопротивлением, стремящимся к бесконечности, и малым выходным сопротивлением. Эти свойства не могут быть достигнуты даже теоретически. Поэтому можно говорить лишь о приближении параметров каждого конкретного ОУ к идеальным параметрам. Однако это приближение можно считать достаточным, чтобы при анализе схем с ОУ можно было использовать два следующих основных допущения:

- 1) напряжение на входе ОУ из-за очень большого коэффициента усиления всегда равно нулю при любой схеме включения;
- 2) из-за очень большого входного сопротивления ОУ (значительно превышающего сопротивления, подключенные к его входу) ток, протекающий во входной цепи ОУ, равен нулю.

Используя эти допущения, рассмотрим схему усилителя, представленную на рис. 8.3.

В этой схеме сигнал от источника U_1 подается на инвертирующий вход ОУ через сопротивление R . Сопротивление R_{OC} создает отрицательную обратную связь по напряжению, параллельную по входу. Согласно первому допущению, ток, протекающий по сопротивлению R , равен току, протекающему по сопротивлению R_{OC} (входной ток усилителя равен нулю). Согласно второму допущению, напряжение на сопротивлении R равно U_1 , а напряжение на сопротивлении R_{OC} равно U_2 (напряжение на входе ОУ равно нулю). Таким образом, имеем

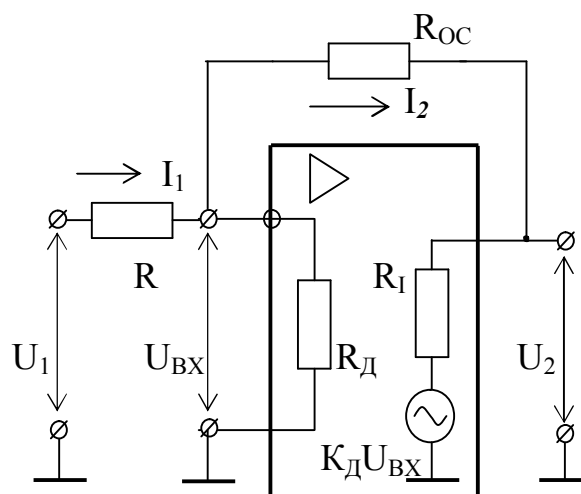


Рис. 8.3

$$I_1 = -I_2; \quad I_1 = \frac{U_1}{R}; \quad I_2 = \frac{U_2}{R_{OC}}; \quad \frac{U_1}{R} = -\frac{U_2}{R_{OC}}. \quad (8.5)$$

$$\text{Отсюда} \quad K = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{R_{OC}}{R}. \quad (8.6)$$

Как видно из (8.6), величина коэффициента усиления и его стабильность определяются только параметрами обратной связи и не зависят от свойств ОУ.

В точке ввода обратной связи (инвертирующий вход ОУ) входное сопротивление ОУ уменьшается в F раз (практически стремится к нулю), где F – глубина параллельной, отрицательной обратной связи по напряжению, создаваемой сопротивлением R_{OC} . Следовательно, входное сопротивление усилителя с инвертирующим включением ОУ можно считать равным сопротивлению R . Выходное сопротивление также в F раз меньше R_1 – выходного сопротивления самого ОУ.

При равенстве сопротивлений R и R_{OC} коэффициент передачи схемы на рис. 8.3 становится равным единице, т.е. схема становится инвертирующим повторителем входного сигнала.

Для уменьшения влияния на работу усилителя напряжения сдвига во входную цепь включается балансирующее сопротивление. Это сопротивление включают между неинвертирующим входом и землей. Отсутствие сигнала на выходе схемы при отсутствии его на входе определяется качеством подбора этого сопротивления.

8.3.2. Неинвертирующее включение ОУ

Схема неинвертирующего включения ОУ представлена на рис. 8.4. Источник сигнала в этой схеме подключен к неинвертирующему входу, следовательно, фаза выходного напряжения не будет отличаться от фазы входного. Напряжение обратной связи U_{OC} формируется на нижнем плече делителя R_1, R_2 и подается на инвертирующий вход. Таким образом, ОУ оказывается охваченным отрицательной обратной связью по напряжению, последовательной по входу. Коэффициент передачи цепи обратной связи β в этой схеме определяется коэффициентом деления делителя

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad (8.7)$$

а глубина обратной связи будет равна

$$F = 1 + \beta K_D. \quad (8.8)$$

Коэффициент усиления усилителя с ООС при достаточно большом значении $\beta K_D \gg 1$ будет равен

$$K = \frac{K_D}{1 + \beta K_D} = \frac{1}{\beta} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2}. \quad (8.9)$$

Входное сопротивление ОУ с последовательной по входу обратной связью увеличивается в F раз и становится равным

$$R_{ВХ} = R_D (1 + \beta K_D). \quad (8.10)$$

Выходное сопротивление, как и в предыдущем случае, уменьшается благодаря отрицательной обратной связи по напряжению в F раз:

$$R_{ВЫХ} = \frac{R_1}{1 + \beta K_D}. \quad (8.11)$$

Если в схеме (см. рис. 8.4) убрать делитель $R_1 R_2$, выход непосредственно соединить с инвертирующим входом, а сигнал подать на неинвертирующий вход, то усилитель приобретает свойства обычного повторителя напряжения.

8.3.3. Инвертирующий сумматор сигналов

На рис. 8.5 представлена схема, выполняющая суммирование напряжений нескольких сигналов, поступающих на вход ОУ от ряда независимых источников. Выходное напряжение в этой схеме является результатом суммирования напряжений, приложенных к входу и умноженных на коэффициент усиления, определяемый соотношением сопротивлений $R_{ОС}$ и $R_1 - R_n$. Согласно

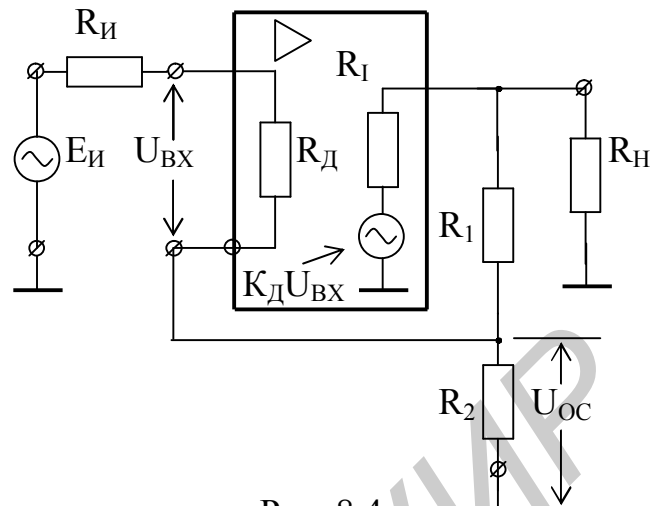


Рис. 8.4

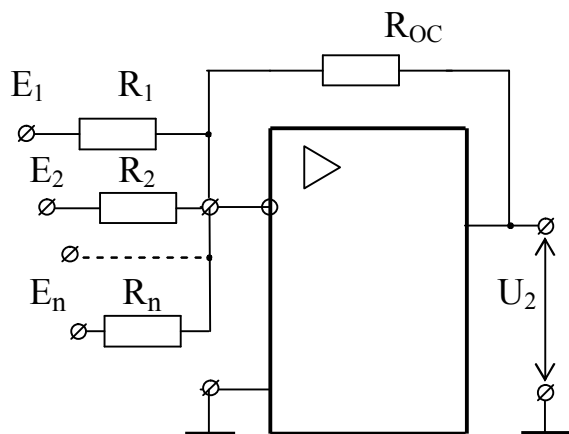


Рис. 8.5

принятому ранее допущению, напряжение на инвертирующем входе равно нулю, следовательно, токи, протекающие через сопротивления $R_1 - R_n$, будут соответственно равны

$$I_1 = \frac{E_1}{R_1}; I_2 = \frac{E_2}{R_2}; I_n = \frac{E_n}{R_n}. \quad (8.12)$$

Все эти токи суммируются в сопротивлении R_{OC} и создают на выходе

напряжение, равное

$$U_2 = -(I_1 + I_2 + \dots + I_n)R_{OC} = -\left(E_1 \frac{R_{OC}}{R_1} + E_2 \frac{R_{OC}}{R_2} + \dots + E_n \frac{R_{OC}}{R_n}\right). \quad (8.13)$$

Из (8.13) следует, что усиление по каждому входу можно регулировать, выбирая нужную величину сопротивлений $R_1 - R_n$. При равенстве этих сопротивлений все входные напряжения усиливаются на один и тот же коэффициент. Если сопротивления $R_1 - R_n$ выбрать равными R , а сопротивление R_{OC} – равным R/n , то напряжение на выходе будет пропорционально среднему значению всех входных напряжений:

$$U_2 = E_1 \frac{R}{nR} + E_2 \frac{R}{nR} + \dots + E_n \frac{R}{nR} = \frac{E_1 + E_2 + \dots + E_n}{n}. \quad (8.14)$$

Зависимость коэффициента передачи для любого из суммируемых сигналов от сопротивления в его цепи позволяет использовать сумматоры в качестве микшеров при смешении звуковых сигналов.

8.3.4. Интегрирующий усилитель

В современных радиотехнических устройствах, в импульсной технике и в вычислительной технике находят широкое применение линейные электрические цепи, у которых выходной сигнал пропорционален или интегралу, или производной от приложенного воздействия. Такие цепи получили соответственно названия интегрирующих или дифференцирующих. Из электротехники

известно, что простейшая цепь для выполнения этих операций может состоять из включенных последовательно резистора и емкости (рис.8.6, а и б).

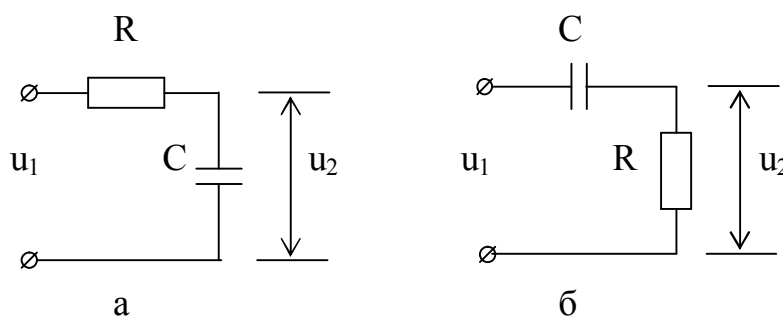


Рис. 8.6

В схеме на рис. 8.6, а выходной сигнал пропорционален интегралу от входного воздействия. В схеме на рис. 8.6, б выходной сигнал оказывается пропорционален производной от входного воздействия. Таким образом, тип производимой операции зависит от того, с какого элемента снимается выходной сигнал. Качество выполняемых операций в этих цепочках определяется постоянной времени $\tau = RC$. Для увеличения точности операции интегрирования следует увеличивать постоянную времени для схемы (см. рис. 8.6, а). Точность операции дифференцирования для схемы (см. рис. 8.6, б) повышается с уменьшением постоянной времени τ . Нетрудно видеть, что повышение точности операций в обеих цепях ведет к очень быстрому снижению их коэффициентов передачи.

Использование операционных усилителей в устройствах, предназначенных для выполнения операций интегрирования и дифференцирования, позволяет значительно повысить точность этих операций. Интегратор и дифференциатор, построенные на базе ОУ, представлены соответственно на рис. 8.7, а и б. Внешнее отличие этих схем заключается в том, что в интегрирующей схеме в цепи обратной связи включен конденсатор С, а в дифференцирующей схеме в цепи обратной связи включен резистор R.

Рассмотрим схему на рис. 8.7, а. В этой схеме сигнал подается на инвертирующий вход через сопротивление R, а в цепи обратной связи включен конденсатор С. Согласно принятым для операционных усилителей правилам, потенциал входа ОУ не отличается от нуля, а токи через R и С равны между собой:

$$i_R = -i_C = -\frac{u_1}{R}. \quad (8.15)$$

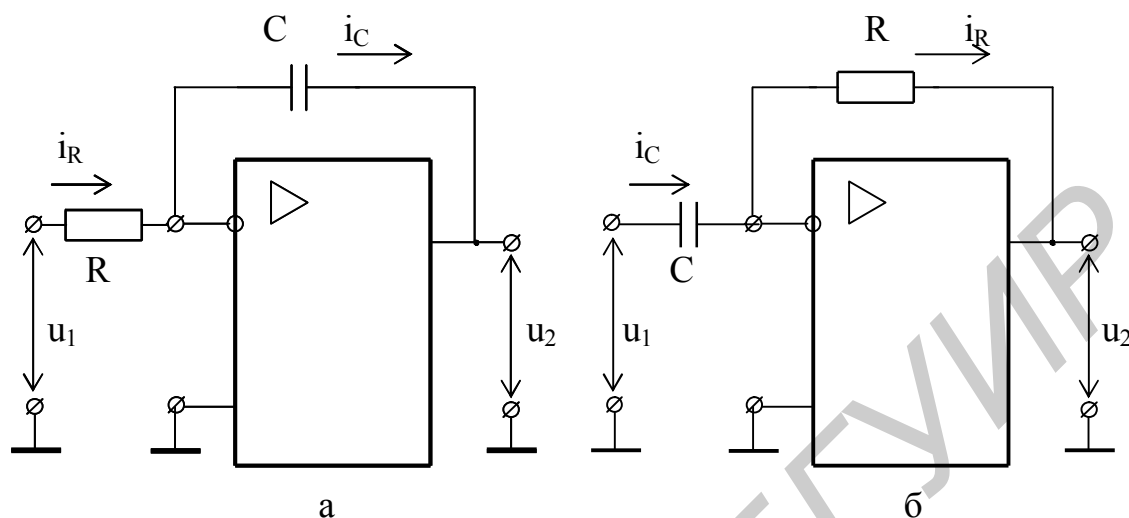


Рис. 8.7

В свою очередь напряжение в цепи обратной связи на емкости C равно выходному напряжению u_2 и определяется током, протекающим через эту емкость:

$$u_2 = \frac{1}{C} \int i_C dt = \frac{1}{C} \int \left(-\frac{u_1}{R} \right) dt = -\frac{1}{RC} \int u_1 dt. \quad (8.16)$$

Емкость C в схеме (см. рис. 8.7, а) создает отрицательную обратную связь по напряжению, параллельную по входу. Величина емкости C может быть пересчитана на вход ОУ, согласно эффекту Миллера, путем умножения значения C на $1 + K_d$. (Аналогичный пересчет уже был показан в отношении емкости C_K при анализе частотных свойств транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером.) Таким образом, постоянная времени цепочки RC может быть увеличена во много раз благодаря огромному коэффициенту усиления ОУ без обратной связи, что одновременно приводит к увеличению точности интегрирования.

В схеме, представленной на рис. 8.7, б, сигнал подается на инвертирующий вход через конденсатор C , а сопротивление R включено в цепь обратной связи. Считая, как обычно, что потенциал входа ОУ равен нулю и,

следовательно, напряжение на емкости C равно u_1 , можем записать выражение для тока через емкость в следующем виде:

$$i_C = -i_R = C \frac{du_1}{dt}. \quad (8.17)$$

Как обычно, напряжение на выходе усилителя не отличается от падения напряжения на сопротивлении R , которое определим как произведение тока i_R на величину сопротивления

$$u_2 = i_R R = -CR \frac{du_1}{dt}. \quad (8.18)$$

Постоянная времени $\tau = RC$ здесь может достигь очень малой величины, так как параллельно входу ОУ пересчитывается проводимость сопротивления $1/R$, которая, согласно эффекту Миллера, при пересчете увеличивается в $1 + K_D$ раз.

8.3.5. Активные фильтры на базе ОУ

Оба устройства, рассмотренные в предыдущем подразделе, являются простейшими активными фильтрами первого порядка. При подаче гармонического сигнала на вход интегратора он работает как фильтр нижних частот с верхней граничной частотой, стремящейся к нулю. Дифференцирующий усилитель работает как фильтр верхних частот с достаточно высокой нижней граничной частотой. В общем случае на ОУ могут быть построены не только фильтры нижних и верхних частот, но и полосовые и режекторные, имеющие различные полосы и крутизны скатов. Как правило, активные фильтры на ОУ используют емкостные и резистивные элементы. В этой связи они оказываются особенно интересными для диапазона низких частот (до 10 кГц), где они позволяют добиться хороших результатов без использования индуктивностей. Катушки индуктивности на низких частотах становятся особенно неудобными из-за своей громоздкости, высокой стоимости и чувствительности к мешающим электромагнитным полям.

Рассмотрим схему активного фильтра нижних частот, представленную на рис. 8.8, а. Для построения фильтра используем неинвертирующий

повторитель напряжения п. 8.3.2, у которого неинвертирующий вход включен через конденсатор C на землю. Как обычно, будем считать, что дифференциальное входное напряжение (между входами ОУ) равно нулю.

Тогда напряжение на емкости u_C будет равно выходному u_2 , так как схема является повторителем напряжения. В свою очередь напряжение на емкости равно

$$\dot{u}_C = \dot{u}_1 \frac{1/j\omega C}{R + 1/j\omega C} = \frac{\dot{u}_1}{1 + j\omega RC}. \quad (8.19)$$

Отсюда коэффициент передачи фильтра имеет следующий вид:

$$\dot{K} = \frac{\dot{u}_2}{\dot{u}_1} = \frac{\dot{u}_C}{\dot{u}_1} = \frac{1}{1 + j\omega RC}. \quad (8.20)$$

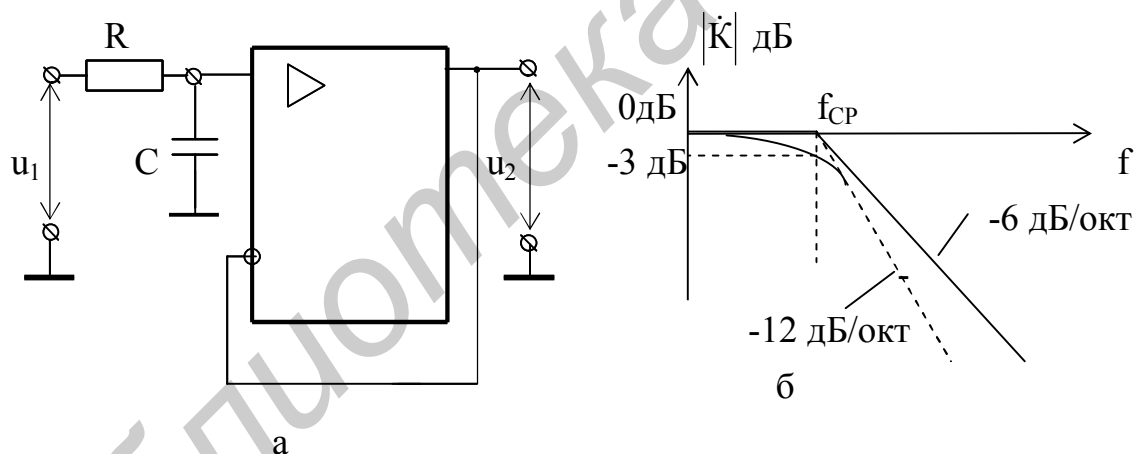


Рис. 8.8

Частотная характеристика фильтра определяется как модуль комплексного выражения (8.20):

$$|\dot{K}| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}. \quad (8.21)$$

Фазовая характеристика имеет следующий вид:

$$\varphi = -\arctg \omega RC = -\arctg 2\pi f RC. \quad (8.22)$$

Частоту среза фильтра найдем, приравняв к двум подкоренное выражение в (8.21):

$$f_{\text{CP}} = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (8.23)$$

Частотная характеристика рассматриваемого фильтра представлена на рис. 8.8, б.

С подобными характеристиками мы уже сталкивались при анализе резистивного каскада. Такая характеристика имеет спад в зоне заграждения бдБ/окт. Очень часто такой спад оказывается недостаточным. В этом случае может быть использован фильтр второго порядка (рис. 8.9). В представленном фильтре добавлено еще одно частотно-зависимое звено R_1C_2 . Если выбрать $R_1 = R_2$, $R_3 = 2R_1$ и $C_2 = 2C_1$, то оба звена дадут одну и ту же частоту среза f_{CP} , но спад частотной характеристики будет в два раза больше (см. пункт на рис. 8.8, б) и будет равен 12 дБ/окт.

Обычно на одном ОУ не строят фильтров с порядком выше двух. Поэтому при необходимости иметь частотную характеристику с наклоном больше 12 дБ/окт включают несколько фильтров последовательно. Например, чтобы получить спад, равный 18 дБ/окт, можно соединить последовательно фильтры рис. 8.8 и 8.9.

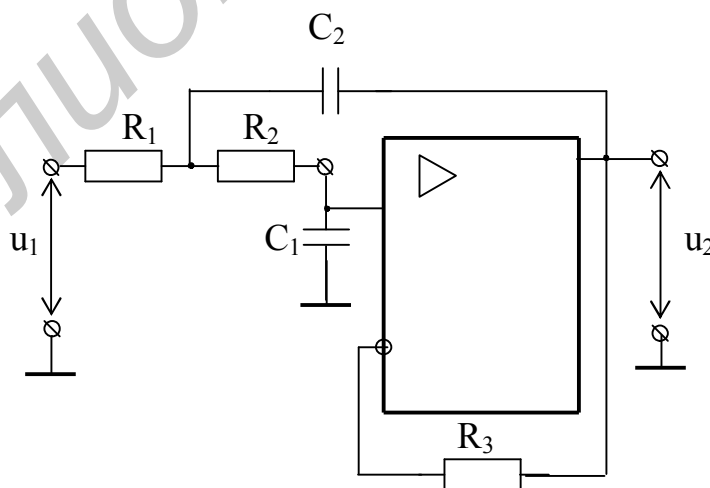


Рис. 8.9

Схему (см. рис. 8.8) можно легко переделать в фильтр верхних частот, поменяв местами R и C во входной цепи.

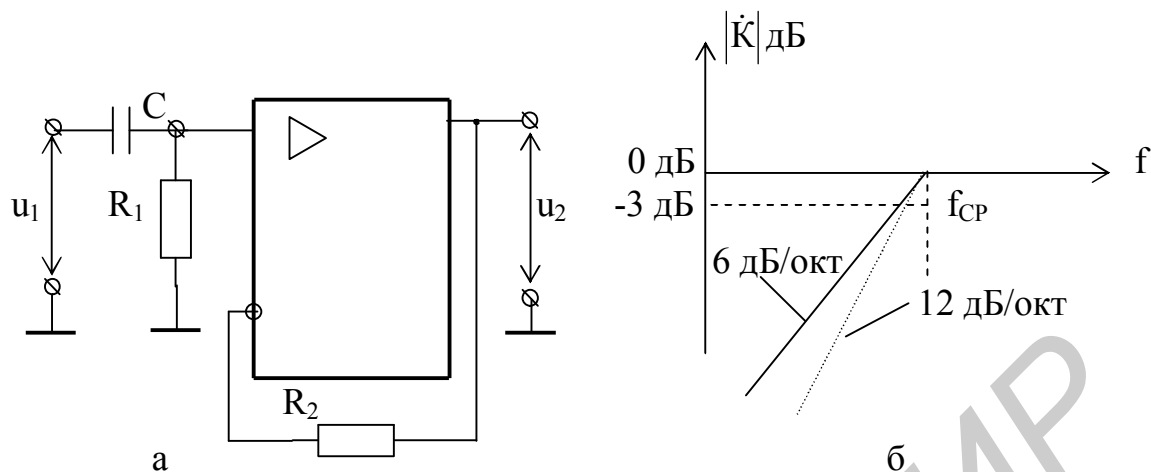


Рис. 8.10

На рис. 8.10 представлен активный фильтр верхних частот, основой которого служит неинвертирующий повторитель напряжения ($R_1 = R_2$), собранный на ОУ. Напряжение на сопротивлении R_1 равно выходному и определяется как результат деления делителя, состоящего из емкости C и сопротивления R_1 :

$$\dot{u}_R = \dot{u}_2 = \frac{\dot{u}_1 R}{R + 1/j\omega C} = \frac{\dot{u}_1}{1 + 1/j\omega RC}. \quad (8.24)$$

Коэффициент передачи фильтра имеет следующий вид:

$$\dot{K} = \frac{\dot{u}_2}{\dot{u}_1} = \frac{1}{1 + 1/j\omega RC}. \quad (8.25)$$

Уравнение частотной характеристики получим, найдя модуль выражения (8.25):

$$|\dot{K}| = \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega RC)^2}}. \quad (8.26)$$

Фазовая характеристика будет иметь вид

$$\varphi = \arctg \frac{1}{2\pi RC}. \quad (8.27)$$

Частоту среза определим, приравняв к двум подкоренное выражение в (8.26):

$$f_{\text{CP}} = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (8.28)$$

Частотная характеристика данного фильтра представлена на рис. 8.10, б. Она имеет крутизну 6дБ/окт. Чтобы увеличить крутизну спада, необходимо ввести в фильтр еще одно частотно-зависимое звено (рис. 8.11).

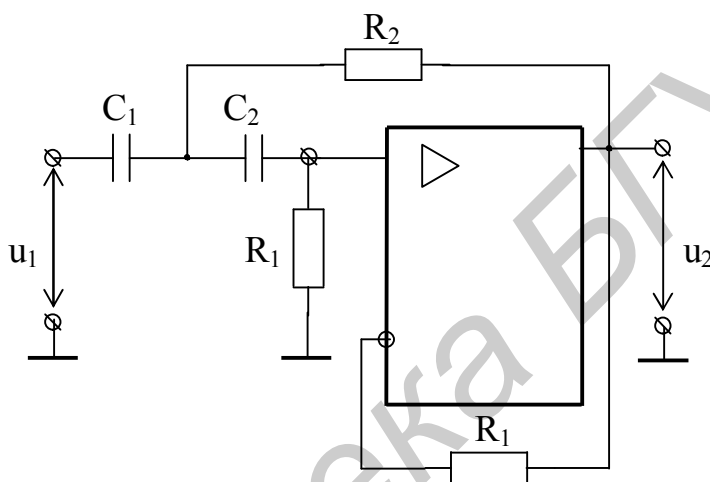


Рис. 8.11

Если выбрать $R_2 = 0,5R_1$ и $C_1 = C_2 = C$, то оба звена дадут одну и ту же частоту среза, но спад частотной характеристики будет в два раза больше (см. пункт на рис. 8.10, б) и будет равен 12 дБ/окт.

Как и в случае для фильтра нижних частот, добиться увеличения крутизны частотной характеристики можно путем каскадирования нескольких фильтров. Так, чтобы получить спад, равный 18 дБ/окт, можно соединить последовательно фильтры на рис. 8.10, 8.11.

Объединив фильтр нижних и верхних частот, можно получить полосовой фильтр, представленный на рис. 8.12.

В данной схеме соединены последовательно фильтры, изображенные на рис. 8.9, 8.11, при этом последовательность включения фильтров роли не играет. Такая схема пропускает полосу частот, ограниченную верхней и нижней частотами среза фильтров-прототипов. Спад частотной характеристики

за полосой пропускания зависит от выбора исходных фильтров и в данном случае составляет 12 дБ/окт.

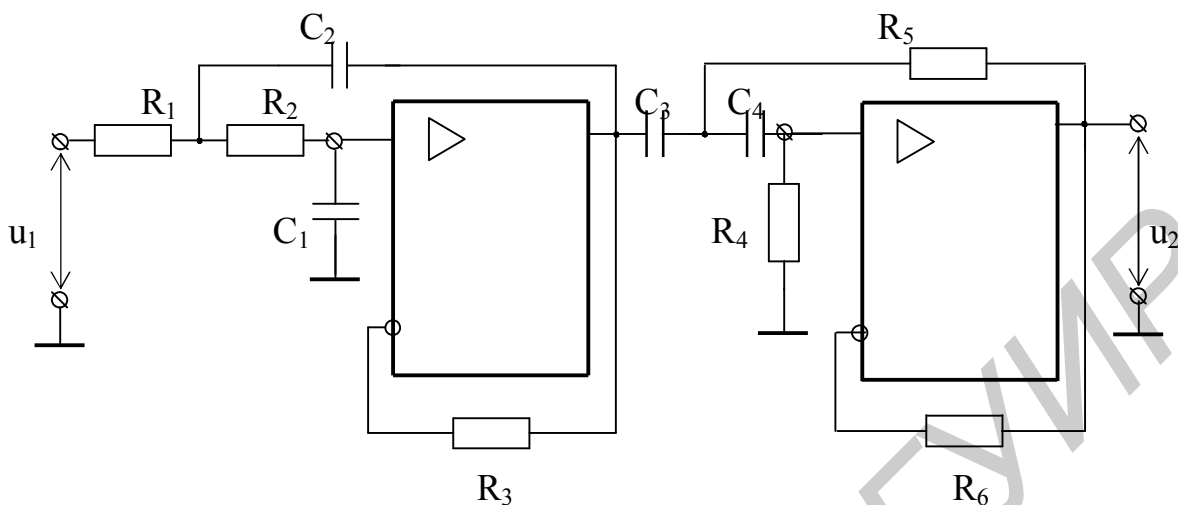


Рис. 8.12

При желании полосовой фильтр может быть построен на одном ОУ (рис. 8.13, а). Здесь использовано инвертирующее включение ОУ.

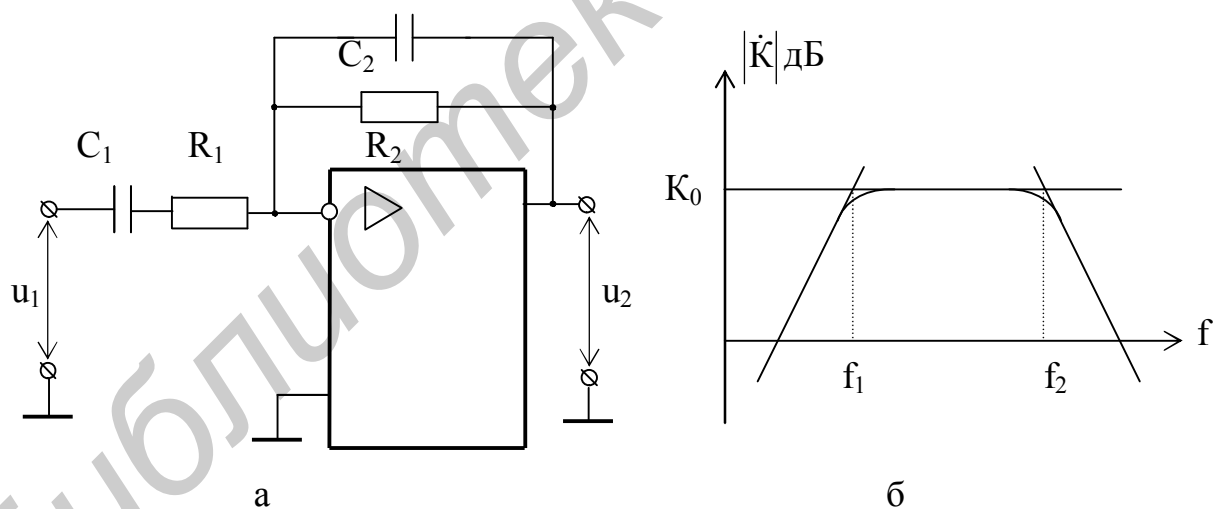


Рис. 8.13

Коэффициент усиления такого фильтра на средних частотах может быть больше единицы:

$$K_0 = \frac{R_2}{R_1}. \quad (8.29)$$

Частоты среза f_1 и f_2 задаются двумя частотно-зависимыми цепями R_1C_1 и R_2C_2 :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} ; \quad f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} . \quad (8.30)$$

Оба ската частотной характеристики (рис. 8.13, б) имеют крутизну спада 6дБ/окт.

8.3.6. Логарифмирующий и антилогарифмирующий усилители

Логарифмирование является нелинейной функцией, и ее выполнение осуществляется с помощью нелинейной обратной связи, вводимой в ОУ путем включения в нее элемента, имеющего нелинейную характеристику. Обычно в качестве такого элемента используется полупроводниковый диод или эмиттерный переход биполярного транзистора. Схема логарифмического усилителя на ОУ с полупроводниковым диодом представлена на рис. 8.14, а. В диапазоне изменения токов диода в пределах четырех – пяти порядков его вольт-амперная характеристика с достаточно высокой точностью аппроксимируется следующим выражением:

$$I_D = I_{OB} \left(e^{\frac{U_D}{\varphi_T}} - 1 \right) , \quad (8.31)$$

где I_D – прямой ток диода;
 I_{OB} – обратный ток диода;
 U_D – напряжение на открытом переходе;
 $\varphi_T = 26$ мВ – температурный потенциал.

Считая, что без особых погрешностей можно пренебречь единицей в скобках, найдем напряжение на диоде U_D :

$$U_D = \varphi_T \ln \frac{I_D}{I_{OB}} . \quad (8.32)$$

Как известно, напряжение на элементе обратной связи при инвертирующем включении ОУ, взятое с обратным знаком, равно выходному напряжению $u_2 = -U_D$. В свою очередь ток через диод не отличается от входного тока

$$i_{\text{ВХ}} = I_D = \frac{u_1}{R}. \quad (8.33)$$

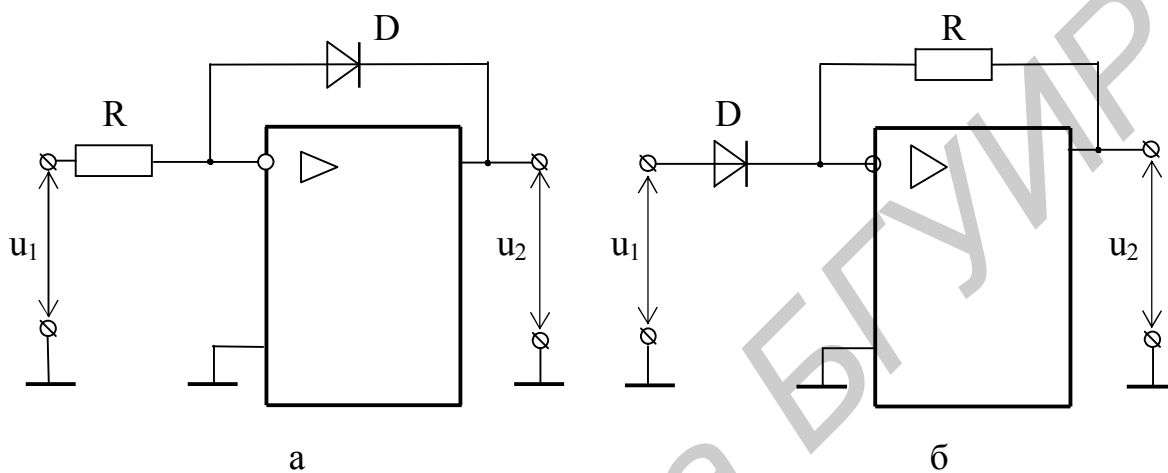


Рис. 8.14

Отсюда

$$u_2 = -u_D = -\varphi_T \ln \frac{I_D}{I_{\text{ОБ}}} = -\varphi_T \ln \frac{u_1}{I_{\text{ОБ}} R} = -\varphi_T (\ln u_1 - \ln I_{\text{ОБ}} R) \approx -\varphi_T \ln u_1. \quad (8.34)$$

В полученном выражении пренебрегли $\ln I_{\text{ОБ}} R$ из-за незначительной величины обратного тока диода $I_{\text{ОБ}}$. Таким образом, выходное напряжение схемы (см. рис. 8.14, а) определяется логарифмом входного напряжения $\ln u_1$, умноженным на постоянный множитель φ_T .

Обратное преобразование – антилогарифмирование – выполняется также с помощью нелинейных свойств полупроводникового диода. Сопротивление R и диод D в этом случае меняются местами (рис. 8.14, б). Входной ток, протекающий через диод, определяется выражением (8.31), в котором без особых погрешностей можно пренебречь единицей, стоящей в скобках. Тогда выходное напряжение определится следующим выражением:

$$u_2 = -I_D R = -R I_{\text{ОБ}} e^{\frac{u_1}{\varphi_T}} = R I_{\text{ОБ}} e^{\frac{u_1}{\varphi_T}}. \quad (8.35)$$

Следует отметить, что схемы, представленные на рис. 8.14, предназначены для преобразования входных сигналов только положительной полярности. При необходимости обработки входных сигналов с отрицательной полярностью можно поменять направление включения диодов на обратное. Для обработки в одном устройстве положительных и отрицательных входных сигналов используют два встречно включенных нелинейных элемента. В качестве нелинейных элементов могут быть использованы биполярные транзисторы (их переходы эмиттер-база). При этом может быть увеличен на один – два порядка диапазон обрабатываемых сигналов и повышена точность обработки, но одновременно повышается и сложность устройства. Усилители (см. рис. 8.14) обычно используются в устройствах перемножения и деления аналоговых сигналов и в устройствах шумоподавления в усилителях звуковой частоты.

9. РЕГУЛИРОВКИ В УСИЛИТЕЛЯХ

9.1. Общие положения

В зависимости от технического задания на усилитель и его функционального назначения в усилительном устройстве могут быть предусмотрены регулировки самых различных параметров: усилительных свойств, частотных свойств в полосе пропускания и ширины самой полосы пропускания, фазовых характеристик, динамического диапазона, входных и выходных сопротивлений и т.д. Все эти регулировки могут быть ручными и автоматическими. Решения о необходимости использования ручных регулировок, об их глубине в каждом конкретном случае принимаются и осуществляются оператором, обслуживающим усилитель. Автоматические регулировки осуществляются в усилителе самостоятельно под воздействием изменения заданных условий функционирования. Регулировки могут быть *плавными*, когда регулируемый параметр меняется плавно и непрерывно, и *дискретными*, когда регулируемый параметр изменяется скачками. Кроме постоянно действующих регулировок в схему усилителя могут быть введены подстроечные элементы, используемые при первоначальной настройке, ремонте или профилактических работах. Наиболее часто в усилителях используются регулировки коэффициента усиления и регулировки частотных свойств. Последние, при их использовании в усилителях сигналов звуковой частоты, называются регулировками тембра.

9.2. Регулировка усиления

Предназначение регуляторов усиления:

предохранение усилителя от перегрузок в случае, когда динамический диапазон сигнала превышает динамический диапазон усилителя;

поддержание постоянной величины коэффициента усиления при замене активных элементов, старении деталей усилителя, изменении питающих напряжений и т.д.;

изменение величины выходного сигнала в нужных пределах.

Для целей изменения коэффициента усиления можно использовать потенциометрический делитель напряжения, обратную связь с переменной глубиной и изменение режима работы активных элементов.

Потенциометрический регулятор усиления может быть дискретным и плавным (рис. 9.1).

Принцип действия в обоих регуляторах один и тот же. Выходной сигнал u_2 выделяется на нижнем плече делителя. Согласно второму закону Кирхгоффа, его величина пропорциональна величине сопротивления, образующего нижнее плечо. Коэффициенты передачи дискретного и плавного регулятора соответственно имеют вид

$$K_{\text{Д}} = \frac{u_2}{u_1} = \frac{(R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3} ; \quad K_{\text{П}} = \frac{u_2}{u_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} . \quad (9.1)$$

Дискретный регулятор оказывается обычно сложнее плавного и используется чаще всего в измерительной аппаратуре.

Если регулятор усиления должен работать в широкой полосе частот, то приходится учитывать реактивные элементы, подключаемые к нижнему плечу делителя. Такой регулятор, как правило, строится по параллельной схеме (рис. 9.2), собираемой из нескольких делителей с соответствующими коэффициентами деления.

К нижнему плечу делителя оказывается подключенной входная емкость следующего каскада, которая и приводит к частотной зависимости коэффициента передачи. При этом полное сопротивление нижнего плеча с ростом частоты

ты уменьшается и при активном сопротивлении верхнего плеча коэффициент деления падает с увеличением частоты. Для сохранения постоянного коэффи-

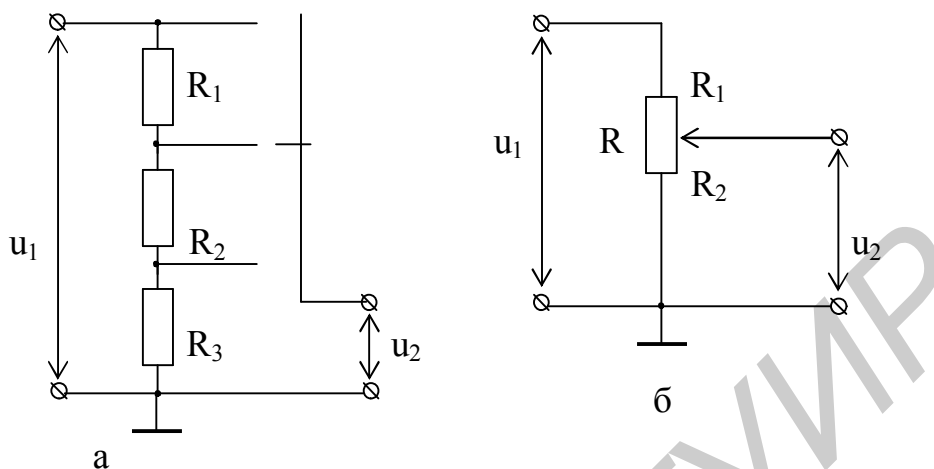


Рис. 9.1

циента передачи делителя во всем диапазоне частот верхнее плечо приходится шунтировать дополнительной емкостью, которая выбирается из условия равенства постоянных времени верхнего и нижнего плеча.

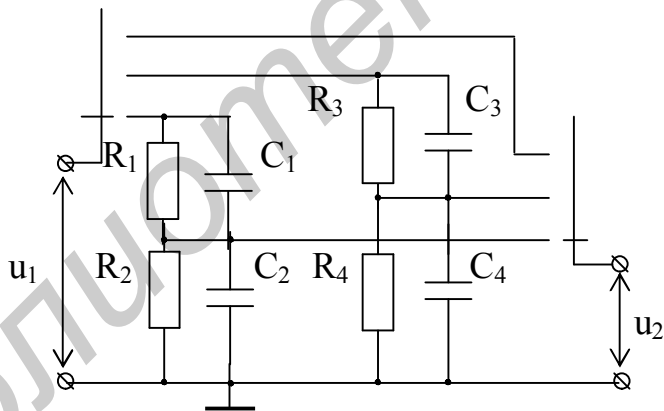


Рис. 9.2

Так, для ступенчатого регулятора, представленного на рис. 9.2, должны соблюдаться следующие равенства:

$$R_1 C_1 = R_2 C_2 \quad \text{и} \quad R_3 C_3 = R_4 C_4. \quad (9.2)$$

Для облегчения наладки подобных делителей в емкости, шунтирующих как нижнее, так и верхнее плечо, обычно включают подстроечные конденсаторы.

В настоящее время ступенчатые регуляторы начали широко применяться и в усилителях сигналов звуковой частоты. Шаг деления в этом случае выбирается небольшим (1 – 2 дБ), а механические переключатели заменяются набором электронных ключей, состояние которых фиксируется запоминающим устройством.

Плавная регулировка усиления осуществляется с помощью переменных сопротивлений, используемых в качестве делителей напряжения сигнала (см. рис. 9.1, б). При проектировании регуляторов громкости для усилителей сигналов звуковой частоты приходится дополнительно учитывать особенности слухового восприятия человека. Человеческое ухо устроено таким образом, что ощущение громкости звука у человека пропорционально логарифму уровня сигнала. Поэтому если взять в качестве регулятора громкости переменный резистор с линейной зависимостью сопротивления от положения движка, то будет казаться, что громкость очень быстро растет в самом начале поворота движка и почти не изменяется на всей второй половине его движения. Использование резистора с показательным законом изменения сопротивления в зависимости от положения движка позволяет получить ощущение равномерного изменения громкости, пропорционального углу поворота движка. Правда, получить такую зависимость на практике мешают сравнительно малые сопротивления, шунтирующие регулятор со стороны источника сигнала и нагрузки и нарушающие необходимый закон изменения сопротивления.

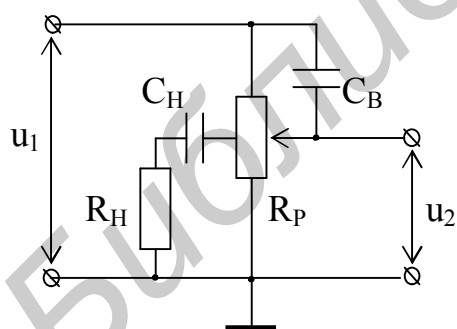


Рис. 9.3

Вторая особенность регуляторов громкости связана с изменением частотной чувствительности человеческого уха при изменении громкости сигнала. Дело в том, что с понижением уровня сигнала чувствительность уха к верхним и нижним частотам ослабевает. Это ослабление быстро возрастает с уменьшением громкости. Поэтому для сохранения равномерной частотной характеристики восприятия звука при уменьшении уровня громкости необходимо уменьшать сигнал на средних частотах сильнее, чем на нижних и верхних. Такой эффект достигается путем использования тонкомпенсированных регуляторов громкости (рис. 9.3). В этом регуляторе введены дополнительные цепи коррекции частотной

характеристики восприятия звука при уменьшении уровня громкости необходимо уменьшать сигнал на средних частотах сильнее, чем на нижних и верхних. Такой эффект достигается путем использования тонкомпенсированных регуляторов громкости (рис. 9.3). В этом регуляторе введены дополнительные цепи коррекции частотной

характеристики. Конденсатор C_B осуществляет коррекцию в области верхних частот. Емкость C_B выбирается небольшой величины и поэтому не оказывает никакого влияния на область низких и средних частот. На высоких частотах полное сопротивление верхнего плеча делителя уменьшается, что обеспечивает подъем частотной характеристики на этих частотах по отношению к области средних частот. Постоянная времени последовательного соединения $C_H R_H$ выбрана таким образом, чтобы эта цепочка шунтировала нижнее плечо делителя в области средних и более высоких частот и тем самым создавала относительный подъем для низкочастотных составляющих спектра сигнала. По мере движения среднего вывода потенциометра вниз этот эффект выпячивания низких и высоких частот по отношению к средним усиливается. Глубина регулировки уровня, оцениваемая как отношение уровней сигнала в крайних положениях регулятора, для описанной выше регулировки громкости лежит в пределах 35 – 45 дБ.

Плавное изменение уровня сигнала на выходе усилителя можно осуществить, меняя режим работы активного элемента или глубину обратной связи. Примеры таких схем представлены на рис. 9.4.

В схеме на рис. 9.4, а производится плавная регулировка усиления за счет изменения положения рабочей точки. Увеличение сопротивления R_P приводит к уменьшению тока через транзистор, снижению его крутизны и, следовательно, коэффициента усиления данного каскада. Глубина регулировки ограничена тем, что при значительном уменьшении тока эмиттера появляются дополнительные нелинейные искажения и увеличивается влияние собственных шумов.

В схеме на рис. 9.4, б переменное сопротивление R_P создает местную отрицательную обратную связь по току, последовательную по входу по переменной составляющей. Глубина обратной связи и соответственно коэффициент усиления зависят от величины сопротивления R_P . Если в предыдущей схеме конденсатор $C_Э$ подключить только параллельно сопротивлению $R_Э$, то в ней будут действовать оба метода и глубина регулировки значительно увеличится.

Управление коэффициентом усиления за счет изменения положения рабочей точки (см. рис. 9.4, в) широко применяется в системах автоматической регулировки усиления (АРУ). В этом случае в цепь базового делителя подается

управляющее напряжение $U_{УПР}$, величина которого определяется значением выходного сигнала.

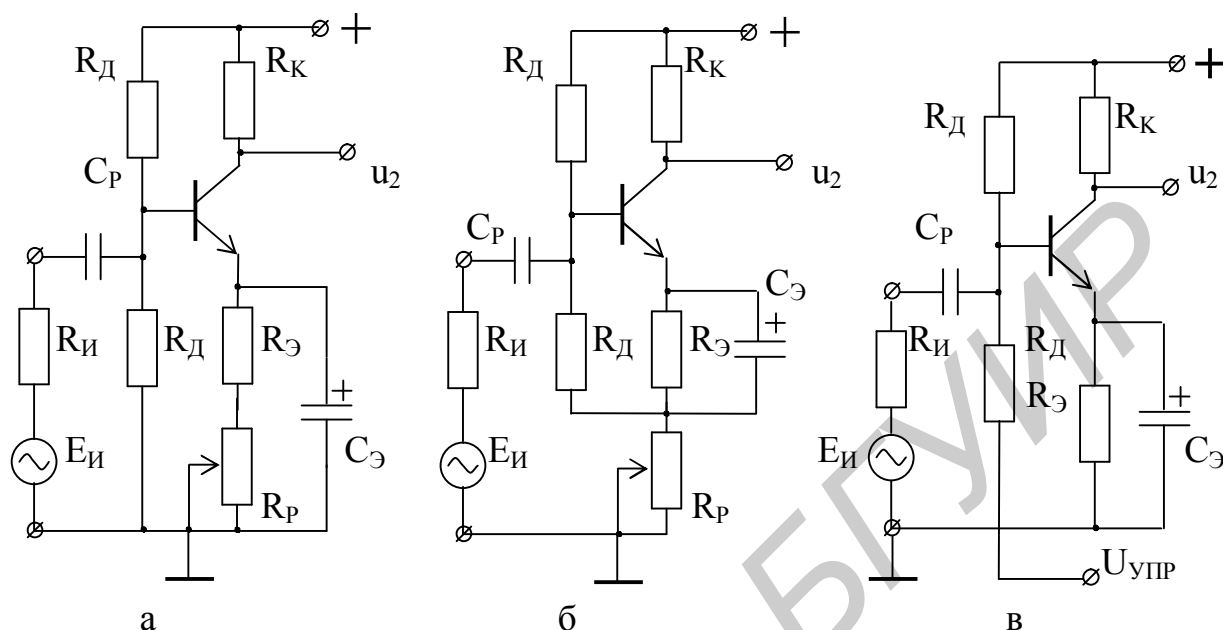


Рис. 9.4

При увеличении выходного сигнала под воздействием входного напряжения $U_{УПР}$ запирает транзистор, а при уменьшении – открывает, поддерживая выходное напряжение постоянным при очень значительных изменениях сигнала на входе.

Следует отметить, что все перечисленные методы регулировки усиления одинаково хорошо работают в усилителях на биполярных и полевых транзисторах.

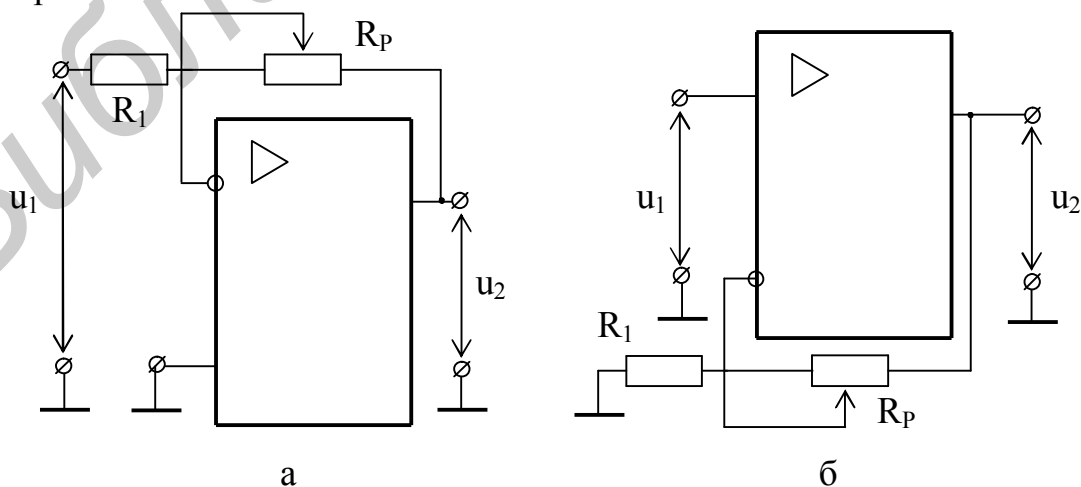


Рис. 9.5

Изменение глубины обратной связи с целью изменения коэффициента усиления широко используется в усилителях на ОУ. Для осуществления такой регулировки одно из сопротивлений в цепи обратной связи делают переменным (см. рис. 9.5).

На рис. 9.5, а представлен регулятор на ОУ с инвертирующим входом. Изменение положения ползунка сопротивления R_p приводит к изменению глубины обратной связи и соответственно к изменению коэффициента усиления. Одновременно изменение глубины обратной связи влечет за собой изменение входного и выходного сопротивлений. Отличие схемы (см. рис. 9.5, б) от предыдущей состоит в том, что в ней использовано неинвертирующее включение ОУ.

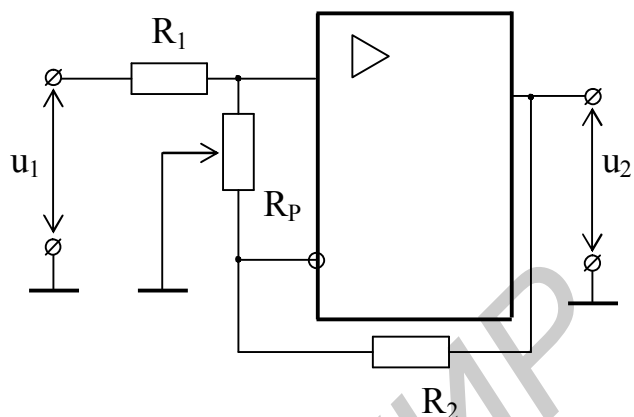


Рис. 9.6

Определенный интерес представляет схема на рис. 9.6. Здесь переменное сопротивление выполняет две функции. Изменение положения движка приводит к изменению уровня сигнала на входе ОУ и одновременно к изменению глубины обратной связи. Таким образом, зависимость коэффициента передачи от угла поворота потенциометра становится показательной и в схеме можно использовать регулятор с линейно изменяющимся сопротивлением.

Можно избежать помех, возникающих из-за нестабильности подвижного контакта, если вместо механического регулирующего элемента использовать сопротивления, управляемые напряжением или током. В качестве таких управляемых переменных сопротивлений используются полевые транзисторы и оптроны [20]. Сопротивление канала полевого транзистора линейно зависит от напряжения между затвором и истоком, о чем свидетельствует семейство выходных характеристик, расходящееся веером при напряжении на стоке, близком к нулю [17]. Включив такое сопротивление в качестве нижнего плеча делителя в цепи обратной связи (рис. 9.7, а), и меняя управляющее напряжение на затворе $U_{упр}$, можно регулировать глубину обратной связи и соответственно коэффициент усиления. С увеличением отрицательного управляющего напряжения на затворе сопротивление канала возрастает, растет глубина обратной

связи и уменьшается коэффициент усиления каскада на ОУ. В схеме на рис. 9.7, б в качестве регулирующего элемента включен оптрон.

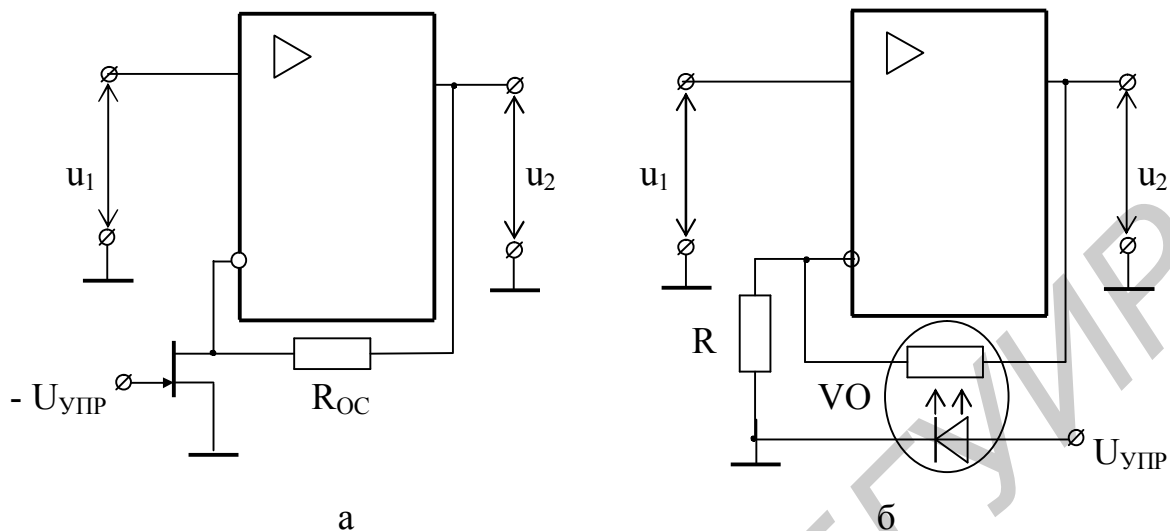


Рис. 9.7

Изменение тока через диод под воздействием напряжения $U_{УПР}$ приводит к изменению сопротивления оптрона, включенного в верхнее плечо делителя цепи обратной связи и соответственно к изменению коэффициента усиления. Подобные схемы очень удобны для создания автоматических систем регулировки усиления и систем дистанционного управления коэффициентом усиления.

Место включения регулятора в схему (плавного и дискретного) определяется несколькими условиями.

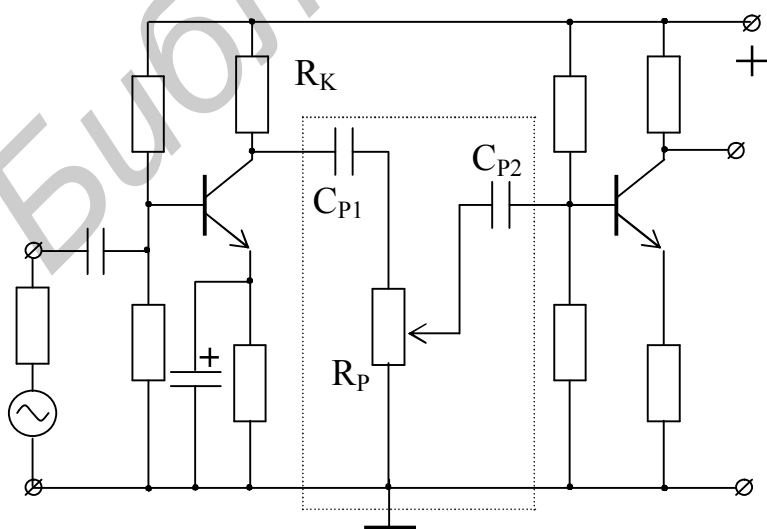


Рис. 9.8

Чтобы усилитель не перегружался и чтобы уже в первых каскадах не возникали нелинейные искажения, регулятор усиления желательно ставить по возможности ближе к входу. Однако если регулятор громкости включить на входе первого каскада,

то в этом случае при низком уровне входного сигнала начинают проявляться помехи, связанные с недостаточной стабильностью подвижного контакта, проявляющиеся в виде треска при изменении уровня громкости. Поэтому в усилителях с высокой чувствительностью и большим усилением регулятор уровня ставится на выходе первого или второго каскада. Протекание постоянного тока через регулировочное сопротивление нежелательно, так как в этом случае появляются дополнительные помехи из-за нестабильности подвижного контакта. Поэтому сопротивление в цепи коллектора каскада с общим эмиттером или сопротивление в цепи эмиттера каскада с общим коллектором не используются в качестве регуляторов громкости. Для регулировки уровня сигнала применяют отдельное сопротивление с разделительными конденсаторами на входе и выходе. Пример реального регулятора громкости приведен на рис. 9.8. Чтобы переменное сопротивление R_p не нагружало предыдущий каскад, его величину выбирают в несколько раз большей, чем величина сопротивления R_k .

9.3. Регулировка тембра

9.3.1. Общие положения

Регулировка тембра предназначена для изменения частотной характеристики усилителя сигналов звуковой частоты в соответствии с индивидуальными особенностями слуха владельца. Обычно регуляторы тембра позволяют увеличивать или ослаблять низкочастотные и высокочастотные составляющие спектра сигнала по отношению к среднечастотным. Регуляторы тембра могут строиться по пассивной или активной схеме. В последнее время стали широко применяться в качестве регуляторов тембра эквалайзеры. Эти устройства позволяют плавно изменять коэффициент усиления в узкой полосе частот, расположенной внутри общей полосы пропускания усилителя. Эквалайзер состоит из нескольких узкополосных полосовых фильтров с полосами пропускания, расположенными внутри общей полосы пропускания усилителя. Центральные частоты этих фильтров изменяются с постоянным шагом, а их количество выбирается таким образом, чтобы перекрыть весь диапазон усиливаемых частот. В каждом из фильтров эквалайзера предусматривается определенная глубина регулировки коэффициента передачи при сохранении неизменной его полосы пропускания. Чаще всего в эквалайзерах используются активные фильтры.

9.3.2. Пассивные регуляторы тембра

Пассивные регуляторы тембра строятся в виде пассивных четырехполюсников, состоящих из сопротивлений и конденсаторов. Для изменения частотных свойств одно или несколько сопротивлений в них делаются переменными. Из-за низкой технологичности индуктивности в таких схемах применяются крайне редко. Среди таких схем наибольшее распространение получила схема отдельной регулировки по низким и высоким частотам, позволяющая получить подъем и завал частотной характеристики в области низких и высоких частот в зависимости от положения движка переменного резистора (рис. 9.9).

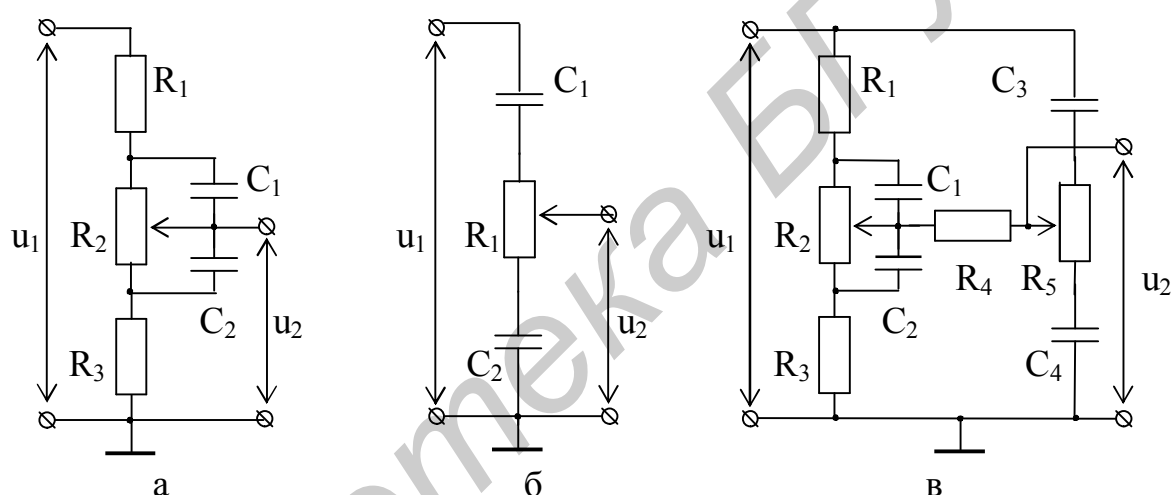


Рис. 9.9

На рис. 9.9, а представлено звено регулировки тембра в области нижних частот. Конденсаторы C_1 и C_2 имеют достаточно большую емкость, и их сопротивление для области средних и высоких частот стремится к нулю. Следовательно, из всего спектра частот на сопротивлении R_2 выделяются только низкочастотные составляющие спектра сигнала, а все остальные оказываются закороченными. Поэтому переменный резистор R_2 регулирует только низкочастотную область частотной характеристики. Перемещение движка вверх приводит к подъему частотной характеристики, а вниз – к спаду относительно среднего уровня. Следует отметить, что средний уровень частотной характеристики не соответствует среднему положению движка. Необходимые пределы регулировки обеспечиваются соотношениями между сопротивлениями R_1 , R_2 и R_3 .

Схема, приведенная на рис. 9.9, б, предназначена для регулировки тембра в области верхних частот. Сравнительно маленькие емкости C_1 и C_2 представляют значительное сопротивление для токов низкочастотных и среднечастотных составляющих спектра сигнала. Поэтому на сопротивлении R_1 выделяется напряжение, соответствующее верхней части частотной характеристики. Подъем движка вверх приводит к подъему частотной характеристики, а движение вниз – к спаду. Предел регулировки здесь определяется в первом приближении отношением емкостей C_1 и C_2 .

На рис. 9.9, в оба регулятора объединены в реальную схему отдельной регулировки тембра, позволяющей получить подъем или спад частотной характеристики в области низких и высоких частот. Сопротивление R_4 в этой схеме служит для развязки между регуляторами и обеспечивает независимость регулировки одного из них от положения движка другого. Для нормальной работы такого регулятора тембра желательно, чтобы на его входе был включен генератор ЭДС, а нагрузка имела по возможности большее сопротивление. Невыполнение этого условия приводит к чрезмерному уменьшению сопротивлений и увеличению емкостей.

9.3.3. Активные регуляторы тембра

В активном регуляторе тембра можно использовать ОУ или любой другой усилитель с обратной связью [19], в цепи обратной связи которого включен регулятор (см. рис. 9.9, в). Такой регулятор тембра представлен на рис. 9.10. На этом рисунке сопротивления R_1 , R_2 , R_3 и конденсаторы C_2 , C_3 образуют регулятор тембра в области низких частот. Цепочка C_4 , R_5 , C_5 позволяет регулировать частотную характеристику в области высоких частот. Сдвиг движков потенциометров вправо приводит к увеличению глубины частотно-зависимой обратной связи и сужению частотной характеристики. Сдвиг движков влево уменьшает обратную связь и способствует подъему и расширению частотной характеристики в области низких и высоких частот. Сопротивление R_4 устраняет влияние одного регулятора на другой. Чтобы по переменным сопротивлениям не протекал постоянный ток и не создавал дополнительных помех, включены разделительные конденсаторы C_1 и C_6 . Сопротивление R_6 создает обратную связь по постоянному току, необходимую для задания рабочей точки и темпе-

ратурной стабилизации. Его величина выбирается в десятки раз большей, чем величина регулировочных сопротивлений. Цепь $R_7 - C_7$ является цепью частотной коррекции и предназначена для устранения самовозбуждения при подъеме частотной характеристики.

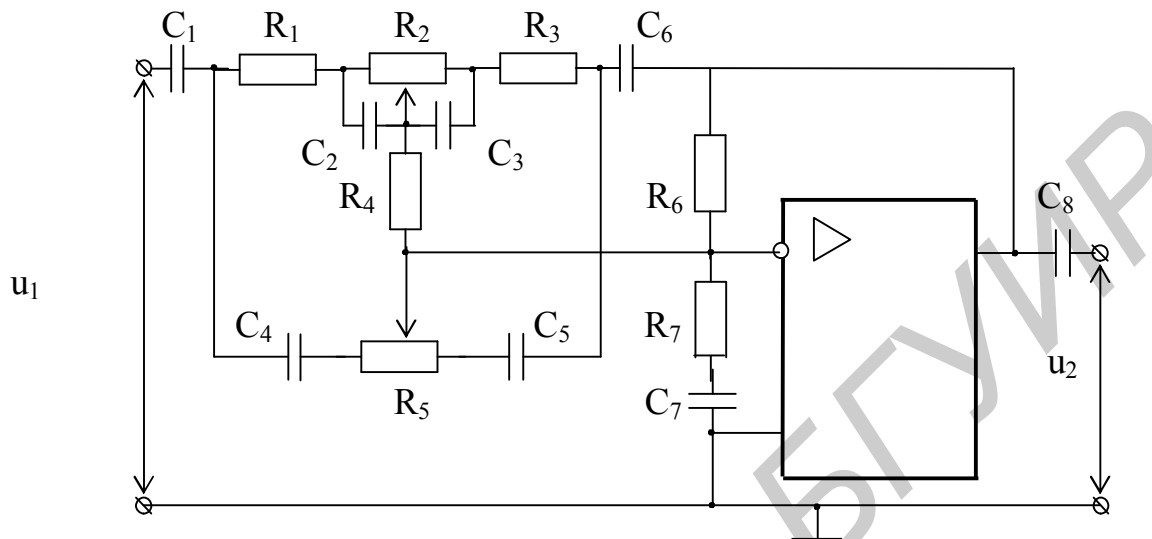


Рис. 9.10

Для построения эквалайзера используются полосовые фильтры с разными центральными частотами, перекрывающие весь частотный диапазон. Все фильтры обычно строятся по одной схеме, например, по изображенной на рис. 9.11, но с различными номиналами цепей, задающих частотные параметры. Шаг между центральными частотами отдельных полос чаще всего берут равным октаве. В этом случае в полосе пропускания до двадцати кГц размещается около десяти таких фильтров.

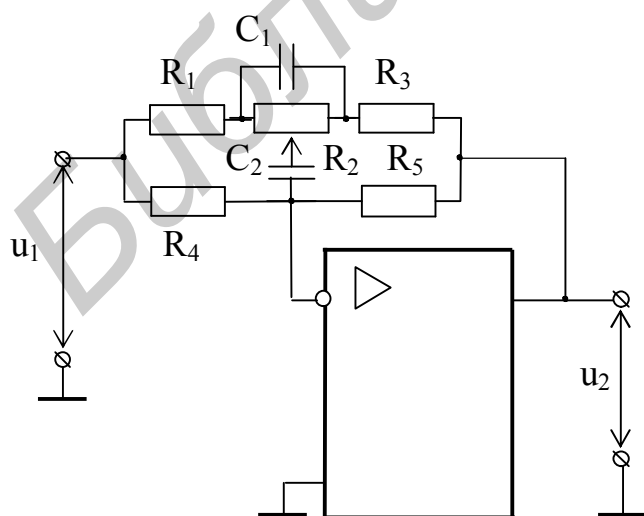


Рис. 9.11

Добротность фильтров берется приблизительно равной единице.

На рис. 9.12 представлена схема десятиполосного активного эквалайзера, составленного из фильтров, собранных по схеме согласно рис. 9.11. Каждый узкополосный фильтр собирается на отдельном ОУ по одной и той же схеме. Средняя частота после-

дующего фильтра отличается от частоты предыдущего в два раза. На входе схемы включен общий для всех фильтров согласующий каскад. Им служит неинвертирующий повторитель напряжения на операционном усилителе.

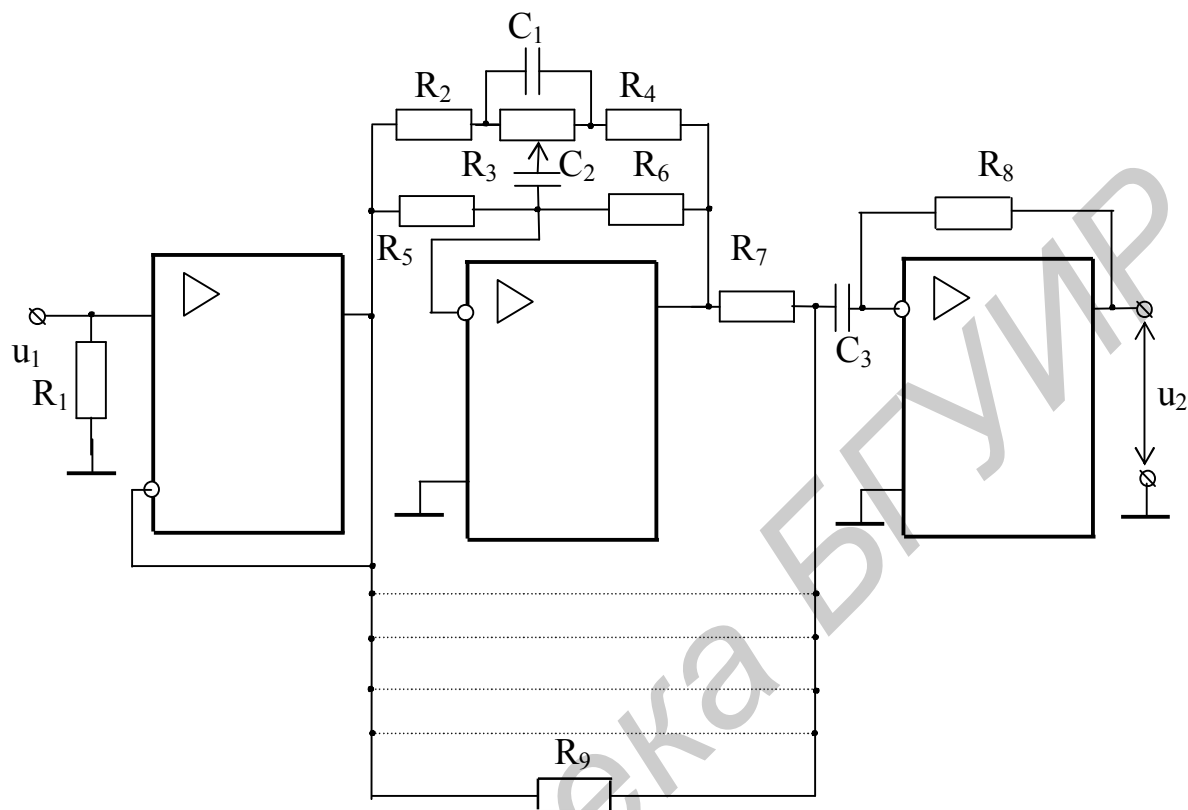


Рис. 9.12

Иногда согласующие усилители устанавливаются отдельно перед каждым полосовым фильтром. Сигналы, прошедшие через отдельные фильтры, складываются на входе сумматора, собранного на оконечном ОУ. Для первоначальной установки коэффициента передачи и частотной характеристики всей системы используется прямой канал передачи, образованный за счет активного сопротивления R_9 . Эквалайзер, использующий сумматор на выходе, обладает существенным недостатком, заключающимся в том, что шумы всех фильтров складываются на входе сумматора. Поэтому такой эквалайзер приходится ставить в том сечении усилителя, где уже имеется достаточно высокий уровень сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Войшвилло Г.В. Усилительные устройства. - М.: Связь, 1975.
2. Цыкин Г.С. Усилительные устройства. - М.: Связь, 1971.
3. Мамонкин И.Г. Усилительные устройства. - М.: Связь, 1977.
4. Манаев Е.И. Основы радиоэлектроники. - М.: Радио и связь, 1990.
5. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника. - М.: Высш. шк., 1991.
6. Лурье О.Б. Усилители видеочастоты. - М.: Сов. радио, 1961.
7. Шило В.Л. Линейные интегральные схемы. - М.: Сов. радио, 1979.
8. Кофлин Р. Операционные усилители и линейные интегральные схемы. - М.: Мир, 1979.
9. Белецкий А.Ф. Основы теории линейных электрических цепей. - М.: Связь, 1967.
10. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. - М.: Высш. шк., 1983.
11. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. - М.: Сов. радио, 1977.
12. Атаев Д.Н., Болотников В.А. Аналоговые интегральные схемы для бытовой радиоаппаратуры. - М.: Изд-во МЭИ, 1991.
13. Ван-дер-Зил А. Флуктуационные явления в полупроводниках. - М.: ИЛ, 1961.
14. Ши Р.Ф. Расчёт транзисторных цепей. - М. - Л.: Энергия, 1964.
15. Брауде Г.В. Коррекция телевизионных и импульсных сигналов. - М.: Связь, 1967.
16. Попов Э.Г. Аналоговые электронные устройства. В 4 ч. - Мн.: БГУИР, 1996.
17. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. - М.: Мир, 1982.
18. Коннели Дж. Аналоговые интегральные схемы. - М.: Мир, 1977.
19. Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике. - М.: Мир, 1991.
20. Павлов В.Н., Ногин В.Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств. - М.: Радио и связь, 1997.

Учебное издание

Попов Эдуард Гаврилович

ОСНОВЫ АНАЛОГОВОЙ ТЕХНИКИ

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ
для студентов радиотехнических специальностей
всех форм обучения

Редактор Т.П. Андрейченко
Корректор Е.Н. Батурчик

Подписано в печать 3.05.2006.
Гарнитура «Таймс».
Уч.-изд. л. 15,7.

Формат 60x84 1/16.
Печать ризографическая.
Тираж 300 экз.

Бумага офсетная.
Усл. печ. л. 16,2.
Заказ 680.

Издатель и полиграфическое исполнение: Учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»
ЛИ №02330/0056964 от 01.04.2004.
ЛП №02330/0131518 от 30.04.2004.
220013, Минск, П. Бровки, 6