

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ

Дальневосточный государственный технический университет  
(ДВПИ им. В.В. Куйбышева)

В.Г. Шамшин

## ОСНОВЫ СХЕМОТЕХНИКИ

(Учебно-методический комплекс)

*учебное пособие  
для студентов радиотехнических специальностей*

Владивосток  
2008

## Предисловие

Курс "Основы схемотехники" является одним из основополагающих общепрофессиональных дисциплин при подготовке специалистов в области радиотехники.

Учебное пособие представляет собой учебно-методический комплекс, содержащий непосредственно учебное пособие, в котором представлен теоретический материал курса, а также учебно-методические материалы. Теоретическая часть состоит из разделов, в каждом из которых рассмотрены основные соответствующие сведения об аналоговых электронных устройствах. Учебно-методические материалы представлены выдержками из рабочей программы дисциплины, примерами решения отдельных задач по разделам курса, основными требованиями по выполнению курсовой работы, материалами итогового контроля по дисциплине в виде итогового теста и примерного перечня экзаменационных вопросов.

Пособие не заменяет учебники, а поэтому не содержит подробных выводов формул, описаний различных вариантов решения схемотехнических задач. При подготовке материала пособия предполагалось, что студенты уже обладают необходимыми знаниями основ теории электрических цепей, электронных и полупроводниковых приборов и т.д. В пособии также отсутствуют методики расчетов электронных схем. Контролирующие материалы представлены частью отдельными вопросами для самопроверки и возможными вариантами тестов и экзаменационных вопросов. В связи с этим последние могут иметь отличия от конкретных экзаменационных заданий.

Пособие может быть использовано непосредственно в ходе учебного процесса по дисциплине и для самоподготовки студентов.

## Содержание

Предисловие	3
<u>1. Общие сведения об усилителях</u>	7
<u>1.1. Классификация усилителей</u>	7
<u>1.2. Основные параметры и характеристики усилителей</u>	9
<u>1.3. Усилитель как четырехполюсник</u>	15
<u>Вопросы для самопроверки</u>	16
<u>2. Основы теории обратных связей</u>	17
<u>2.1. Классификация обратных связей</u>	17
<u>2.2. Влияние обратной связи на основные параметры</u>	21
<u>2.3. Влияние обратной связи на основные характеристики</u>	22
<u>2.4. Устойчивость усилителей с обратной связью</u>	24
<u>Вопросы для самопроверки</u>	
<u>3. Режимы работы усилительных каскадов</u>	26
<u>3.1. Принцип работы усилителя</u>	26
<u>3.2. Классы работы усилительных каскадов</u>	29
<u>3.3. Методы задания режима работы</u>	31
<u>3.4. Температурная стабильность режима</u>	34
<u>3.5. Методы уменьшения влияния температуры</u>	37
<u>Вопросы для самопроверки</u>	41
<u>4. Типовые каскады усиления</u>	42
<u>4.1. Каскад с общим эмиттером</u>	43
<u>4.2. Каскад с общим истоком</u>	51
<u>4.3. Каскад с общей базой</u>	53
<u>4.4. Каскад с общим коллектором</u>	54
<u>4.5. Усиление импульсных сигналов</u>	56
<u>4.6. Трансформаторные каскады</u>	58
<u>Вопросы для самопроверки</u>	60
<u>5. Коррекция показателей</u>	61
<u>5.1. Методы повышения коэффициента усиления</u>	61
<u>5.2. Низкочастотная коррекция</u>	64
<u>5.3. Простая параллельная высокочастотная коррекция</u>	66
<u>5.4. Высокочастотная коррекция ООС "Z" – типа</u>	69
<u>Вопросы для самопроверки</u>	71
<u>6. Усилители мощности</u>	72
<u>6.1. Бестрансформаторные каскады</u>	73
<u>6.2. Трансформаторные каскады</u>	79
<u>6.3. Фазоинверсные каскады</u>	82
<u>6.4. Методы улучшения показателей</u>	84
<u>Вопросы для самопроверки</u>	87
<u>7. Усилители постоянного тока</u>	88
<u>7.1. Построение усилителей постоянного тока</u>	88
<u>7.2. Дифференциальные каскады</u>	89

<u>Вопросы для самопроверки</u>	94
<u>8. Операционные усилители</u>	95
<u>8.1. Параметры и характеристики ОУ</u>	96
<u>8.2. Схемы включения ОУ</u>	98
<u>8.3. Статические погрешности ОУ</u>	102
<u>8.4. Функциональные схемы на базе ОУ</u>	104
<u>Вопросы для самопроверки</u>	114
<u>9. Избирательные усилители</u>	115
<u>9.1. Резонансные усилители</u>	116
<u>9.2. Усилители с RC- цепями</u>	117
<u>Вопросы для самопроверки</u>	120
<u>10. Генераторы гармонических колебаний</u>	121
<u>10.1. Условия и режимы самовозбуждения</u>	121
<u>10.2. Генераторы с резонансными цепями</u>	123
<u>10.3. RC-генераторы</u>	126
<u>Вопросы для самопроверки</u>	129
<u>11. Регулирование усиления</u>	130
<u>11.1. Классификация устройств регулирования</u>	130
<u>11.2. Характеристики и параметры устройств регулирования</u>	131
<u>11.3. Принципы и методы регулирования</u>	132
<u>Материалы к практическим занятиям</u>	138
<u>Приложение</u>	
<u>1. Классификация и обозначение полупроводниковых приборов</u>	157
<u>2. Параметры и характеристики полупроводниковых приборов</u>	159
<u>3. Элементы интегральных микросхем</u>	166
<u>4. Пассивные элементы</u>	169
<u>Библиографический список</u>	175

# ОСНОВЫ СХЕМОТЕХНИКИ

*Схемотехника (circuit technique) - научно-техническое направление, охватывающее проблемы проектирования и исследования схем электронных устройств радиотехники и связи... Основная задача схемотехники определение структуры электронных схем, обеспечивающих выполнение определённых функций, и расчёт параметров входящих в них элементов. (БСЭ)*

*Аналоговые электронные схемы — это такие схемы, в которых сигналы могут существовать в непрерывном диапазоне величин и каждая из них одинаково значима. (БСЭ)*

*Усилитель обеспечивает увеличение и достоверное воспроизведение подаваемого на его вход сигнала. (БСЭ)*

# 1. Общие сведения об усилителях

Под усилением понимается процесс управления энергией источника питания под воздействием сигнала управления. Устройство, с помощью которого производится процесс преобразования энергии источника питания в выходную энергию, называется усилителем. Усиление сигнала осуществляется при помощи активных элементов (транзисторов, электронных ламп). В общем случае любое усилительное устройство содержит три основных блока (каскада): входной, промежуточный и выходной (рис.1.1).



Рис.1.1. Блок-схема построения усилителя

Входной каскад служит для согласования источника сигнала с основным трактом усиления. Промежуточные каскады обеспечивают необходимое усиление, достаточное для возбуждения выходного. Выходной каскад предназначен для согласования с сопротивлением нагрузки и передачи в нее заданной мощности, напряжения, тока.

## 1.1. Классификация усилителей

Для усилителей принята следующая классификация.

По характеру усиливаемых сигналов различаются линейные (аналоговые) усилители, предназначенные для усиления периодических сигналов, и импульсные усилители, служащие для усиления электрических импульсов различной формы и длительности.

В зависимости от диапазона усиливаемых частот усилители делятся на:

- усилители постоянного тока, способные работать с медленно меняющимися сигналами, низшая частота усиления которых близка к нулю, или имеющих в своем составе постоянную составляющую;

- усилители низкой частоты, предназначенные для усиления гармонических сигналов в определенном диапазоне частот ( $\Delta f = f_B - f_H$ ) не превышающем 200 кГц;

- широкополосные усилители, работающие в широком диапазоне частот (высшая частота  $f_B$  усиления может составлять несколько мегагерц);

- избирательные усилители, усиливающие электрические сигналы в узком диапазоне частот, подразделяющиеся в свою очередь на резонансные и полосовые. Одним из видов избирательных усилителей являются усилители высокой частоты, предназначенные для усиления модулированных сигналов.

Так как основным назначением усилителей является увеличение заданного электрического параметра, то по назначению различаются усилители напряжения ( $R_{вх} \gg R_{г}, R_{н} \gg R_{вых}$ ), тока ( $R_{вх} \ll R_{г}, R_{н} \ll R_{вых}$ ) и мощности.

По построению отдельных каскадов усилительные схемы подразделяются на однотактные, двухтактные, фазоинверсные или дифференциальные (рис.1.2). В первой схеме входной сигнал может быть подан от одного источника управления, в выходной цепи снимается также один сигнал (несимметричные вход и выход).

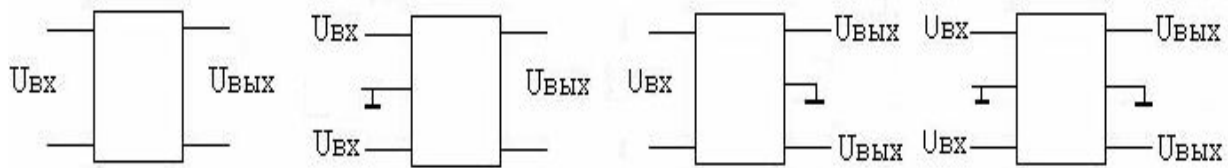


Рис.1.2. Виды усилительных каскадов

Во второй схеме управление производится двумя входными сигналами (симметричный вход), выходной сигнал один. В следующей схеме входной сигнал может быть подан от одного источника управления, но к выходная цепь содержит два выхода (симметричный выход). Последняя схема характеризуется наличием симметричного входа и симметричного выхода.

Усилители имеют различные способы связи между каскадами, а также с источником сигнала и нагрузкой, вследствие чего носят соответствующие названия (рис.1.3):

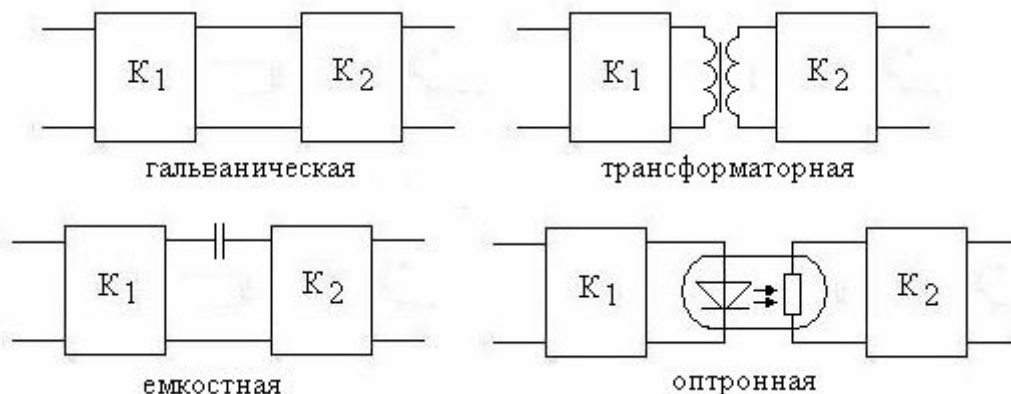


Рис.1.3. Виды межкаскадных связей

- усилители с непосредственной (гальванической) связью;
- усилители с трансформаторной связью;
- усилители с емкостной связью (RC-связью);
- усилители с оптронной связью.

## 1.2. Основные параметры и характеристики усилителей

Усилительные устройства характеризуются соответствующими количественными и качественными показателями. К ним относятся:

1. Входные и выходные данные, оценивающие амплитуду входного (управляющего) напряжения  $U_{вх}$ , входного  $Z_{вх}$  и выходного  $Z_{вых}$  сопротивлений, значения выходного напряжения  $U_{вых}$  и мощности  $P_{вых}$ .

Дополнительным параметром является уровень собственных шумов усилителя  $e_{ш}$ . Появление шумов на выходе усилителя при отсутствии входного сигнала обусловлено флуктуациями напряжения, возникающими при прохождении тока через резисторы (тепловой шум сопротивлений), и собственными шумами транзисторов и электронных ламп. Также источниками шума являются наводимые внешними электрическими и электромагнитными полями наводки, а также наличие пульсаций питающего напряжения выпрямителей. Чтобы полезный сигнал был четко различим при наличии шума, минимальный уровень входного сигнала должен быть выше на заданный коэффициент превышения  $K_{пр}$ . Следовательно, минимальная амплитуда входного сигнала находится произведением коэффициента превышения и уровнем шума

$$U_{вхmin} = e_{ш} \cdot K_{пр}. \quad (1.1)$$

Источник управляющего сигнала характеризуется ЭДС  $E_r$ , внутренним сопротивлением  $R_r$  и динамическим диапазоном  $D_c = E_{rmax} / E_{rmin}$ .

2. Коэффициенты усиления по напряжению  $K_u$ , току  $K_i$  и мощности  $K_p$

$$K_u = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}, \quad K_i = \frac{I_{вых}}{I_{вх}}, \quad K_p = \frac{P_{вых}}{P_{вх}} = K_u \cdot K_i. \quad (1.2)$$

**Коэффициент усиления** – есть отношение параметра выходного сигнала к соответствующему параметру входного.

В большинстве случаев один усилительный каскад не способен обеспечить общее усиление. Поэтому при недостаточном усилении одного каскада могут использоваться многокаскадные схемы (рис.1.3), обеспечивающие требуемый уровень усиления.

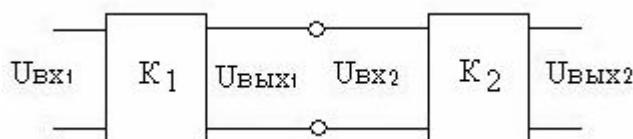


Рис.1.3. Многокаскадный усилитель



Таким образом, в общем случае усилительное устройство состоит из определенного числа каскадов, в которых выходной сигнал предыдущего каскада является входным сигналом последующего каскада. Количество используемых в усилителе каскадов определяется коэффициентами усиления каждого каскада и требуемым общим коэффициентом усиления.

Для многокаскадных схем общий коэффициент усиления определяется усилением отдельных каскадов. Так как коэффициент усиления может определяться в относительных или логарифмических единицах - в децибелах (дБ)  $K_{УдБ} = 20 \lg K_U$ , то общий коэффициент усиления находится по формулам

$$K = \frac{U_{вых2}}{U_{вх1}} = \frac{U_{вых2}}{U_{вх2}} \cdot \frac{U_{вых1}}{U_{вх1}} = K_1 \cdot K_2 \cdot K_n \quad (1.3)$$

$$K_{дБ} = K_{1дБ} + \dots + K_{NдБ}.$$

Так как источник управляющего сигнала и входная цепь усилителя обладают своими сопротивлениями, то входная цепь обладает также своим коэффициентом передачи, уменьшающим общее усиление. В связи с этим для оценки уровня усиления по отношению к ЭДС источника сигнала вводится дополнительный параметр - сквозной коэффициент усиления

$$K_c = \frac{U_{вых}}{E_c} = K_{вх} \cdot K. \quad (1.4)$$

3. Зависимость амплитуды выходного напряжения  $U_{ВЫХ}$  от уровня входного  $U_{ВХ}$  представляется амплитудной характеристикой (рис. 1.4).

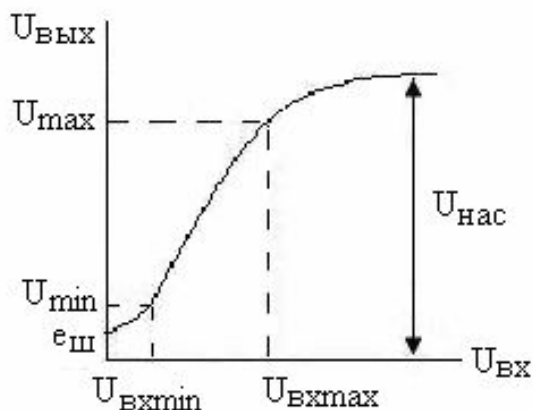


Рис. 1.4. Амплитудная характеристика

**Амплитудная характеристика** – зависимость установившегося выходного напряжения от уровня входного напряжения.

Характеристика позволяет определить:

- уровень собственных шумов усилителя  $e_{ш}$ ;
- напряжение насыщения  $U_{нас}$  – максимально возможную амплитуду выходного напряжения;
- значение номинального коэффициента усиления, пропорционального тангенсу наклона линейной части характеристики;

*Номинальный коэффициент усиления – это уровень усиления в диапазоне частот, в пределах которого реактивные элементы не оказывают заметного влияния.*

- динамический диапазон усиления

$$D_y = \frac{U_{вхmax}}{U_{вхmin}}, \quad (1.5)$$

под которым понимается диапазон изменения амплитуды входного сигнала, в пределах которого усилитель работает в линейном режиме. Для исключения искажений формы усиливаемых сигналов необходимо, чтобы  $D_y > D_c$ .

4. Идеальное усиление заключается в точном воспроизведении формы входного сигнала на выходе. Отклонение формы выходного сигнала  $U_{вых}$  или  $i_{вых}$  от формы входного называется искажениями. В зависимости от причин их появления различаются линейные и нелинейные искажения.

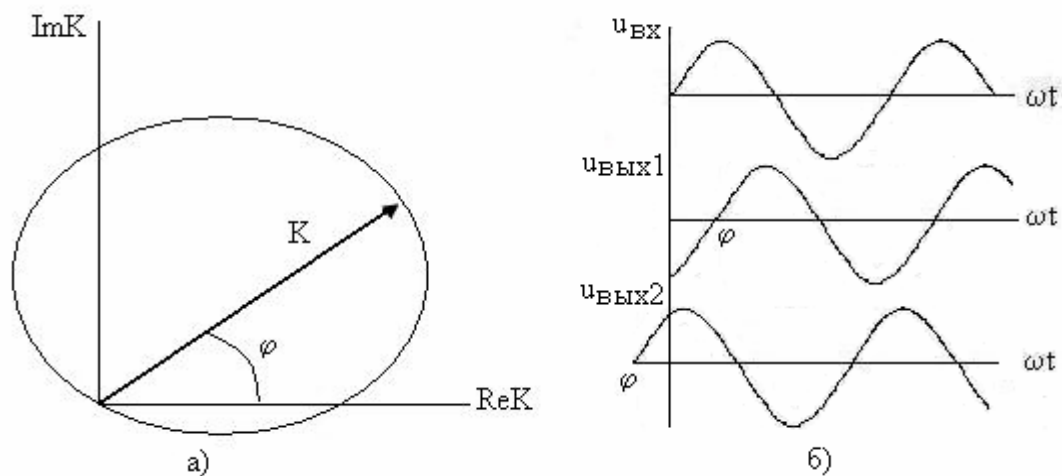
К линейным искажениям относятся частотные и фазовые. Линейные искажения обусловлены наличием в схеме усилителя реактивных элементов, а также частотными свойствами активных элементов. Поскольку в реальных условиях управляющий сигнал представляет собой сигнал сложной формы, состоящий из множества отдельных разночастотных сигналов, то каждый этот сигнал имеет свой коэффициент усиления и фазовый сдвиг, что в результате приводит к искажению формы выходного сигнала.

В этом случае коэффициент усиления по напряжению имеет комплексный характер

$$K(j\omega) = \frac{U_{вых.m}^* e^{j\varphi_2}}{U_{вх.m}^* e^{j\varphi_1}} = K(\omega) e^{j\varphi(\omega)}, \quad (1.6)$$

Из приведенной формулы следует, что модуль коэффициента усиления зависит от частоты усиливаемого сигнала, а выходное напряжение и ток сдвинуты по фазе относительно их входных значений. Графическое представление комплексного коэффициента усиления производится амплитудно-фазовой характеристикой (рис.1.5, а), где длина вектора соответствует моду-

лю коэффициента усиления на определенной частоте  $\omega$ , а угол  $\varphi$  – значение сдвига фаз между входным и выходным сигналами.



1.5. Амплитудно-фазовая характеристика

В общем случае выходной сигнал может отставать по фазе от входного сигнала или опережать. Примеры соотношения фаз приведены на рис. 1.5, б. Поскольку измерение или аналитический расчет частотно-фазовой характеристики представляет определенные трудности, то на практике используются ее составляющие зависимости.

Качественная оценка зависимости модуля коэффициента усиления от частоты представляется амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ), а фазового сдвига от частоты – фазочастотной (ФЧХ) характеристикой.

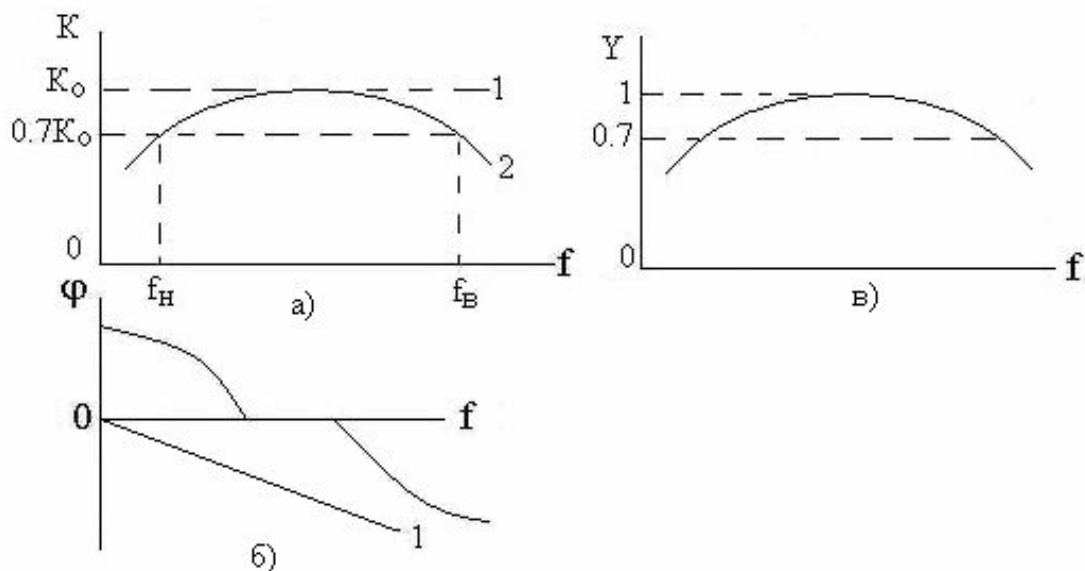


Рис.1.6. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики

**Амплитудно-частотная характеристика** – зависимость модуля коэффициента усиления от частоты усиливаемого сигнала при постоянной амплитуде входного сигнала.

**Фазо-частотная характеристика** – зависимость угла сдвига фаз выходного сигнала по отношению к фазе входного от частоты усиливаемого сигнала.

Для идеального усилителя, не вносящего искажения выходного сигнала, АЧХ представляет собой прямую линию (1, рис.1.6, а), а фазо-частотная характеристика представляется линейной зависимостью сдвига фаз от частоты (1, рис.1.6, б). У реального усилителя уровень усиления понижается при уменьшении и при повышении частоты усиливаемого сигнала. Поскольку  $F_v \gg F_n$ , весь диапазон частот условно разбивается на три области: область средних частот, в пределах которой коэффициент усиления практически не зависит от частоты, и области низких и высоких частот.

С помощью указанных характеристик определяются параметры:

- номинальный коэффициент усиления  $K_0$ ;
- диапазон усиливаемых частот для усилителей гармонических сигналов  $\Delta F = F_v - F_n$ ;

**Диапазон усиливаемых частот** - полоса частот от нижней рабочей частоты до высшей, в пределах которой модуль коэффициента усиления не менее заданного значения.

- коэффициент частотных искажений  $M$  (неравномерность амплитудно-частотной характеристики), который показывает, на сколько отличается коэффициент усиления любой частоте  $f$  от максимального

$$M = K_0 / K_f \quad (1.7)$$

где:  $K_f$  – коэффициент усиления на рассматриваемой частоте;

**Коэффициент частотных искажений** - степень уменьшения модуля коэффициента усиления от номинального на рассматриваемой частоте.

- вносимый фазовый сдвиг  $\varphi$ .

**Фазовый сдвиг** – угол, на который отличаются фазы входного и выходного сигналов.

Для сравнения различных схем может использоваться нормированная амплитудно-частотная характеристика (рис.1.6, в)  $Y=F(f)$ , где относительное усиление  $Y=K_f / K_o = 1/M$ .

В ряде случаев частотный диапазон амплитудно-частотной характеристики представляется в октавах или логарифмическом масштабе. В последнем случае сокращенное название этой характеристики - ЛАЧХ.

Между частотными и фазовыми искажениями существует определенная связь. Из рис.1.5 следует, что  $\varphi = \arccos(K/K_o) = \arccos(1/M)$ , откуда следует  $Y = \cos(\varphi)$ .

5. Нелинейные искажения проявляются в том, что при усилении синусоидального сигнала выходной сигнал отличается от синусоидальной формы. В нем кроме основной гармоники с частотой  $f$  усиленного полезного сигнала, содержатся гармоники с частотами кратными основной  $2f, 3f, 4f$  и т.д.

Нелинейные искажения возникают из-за нелинейности вольтамперных характеристик активных элементов усилителя (ламп, транзисторов), а также при значительной амплитуде усиливаемого сигнала, так как амплитуда выходного сигнала ограничена напряжением насыщения.

***Нелинейные искажения – изменение формы сигнала, вызываемые нелинейностью характеристик элементов схемы усилителя.***

Уровень нелинейных искажений оценивается коэффициентом гармоник  $K_g$ , представляющим при активном характере нагрузки отношение действующих значений токов высших гармоник выходного тока к действующему значению первой гармоники этого тока

$$K_g = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}}{I_1} \quad (1.8)$$

6. В усилителях импульсных сигналов проявляются искажения, обусловленные переходными процессами в цепях схемы, содержащих реактивные элементы.

***Переходные искажения – искажения формы импульсных сигналов.***

Оценка искажений импульсных сигналов производится переходной характеристикой (рис.1.7), представляющей собой зависимость нормированного усиления  $h = \frac{U_{\text{вых}}(t)}{K_o}$  от времени при воздействии на входе единичного скачка  $u_{\text{вх}} = 0$  при  $t \leq 0$  и  $u_{\text{вх}} = 1$  при  $t \geq 0$ .

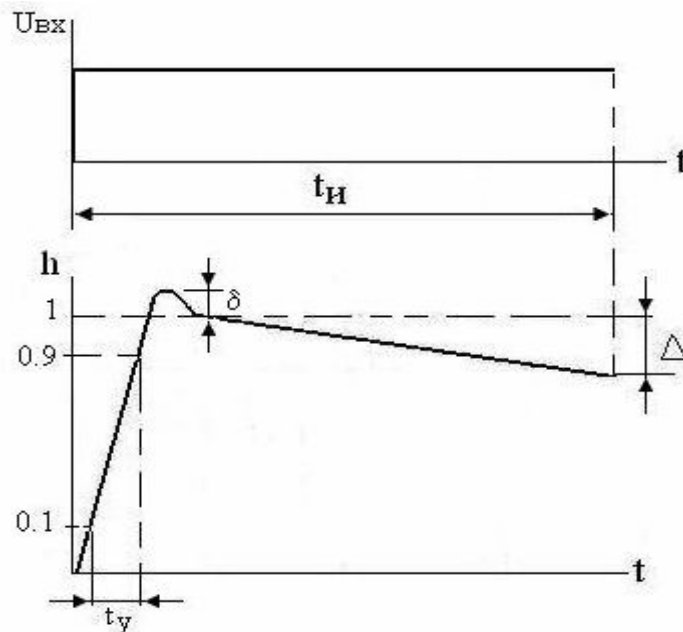


Рис.1.7. Переходная характеристика

Переходные искажения оцениваются временем установления  $t_y$  (длительность переднего фронта  $t_\phi$ ), относительным спадом вершины  $\Delta$  за время действия входного импульса и выбросом  $\delta$ .

Под временем установления понимается время, в течение которого происходит нарастание импульса от 0.1 до 0.9 установившегося значения или величины нормированного усиления в тех же пределах

$$t_y = t_{(0.9)} - t_{(0.1)}. \quad (1.9)$$

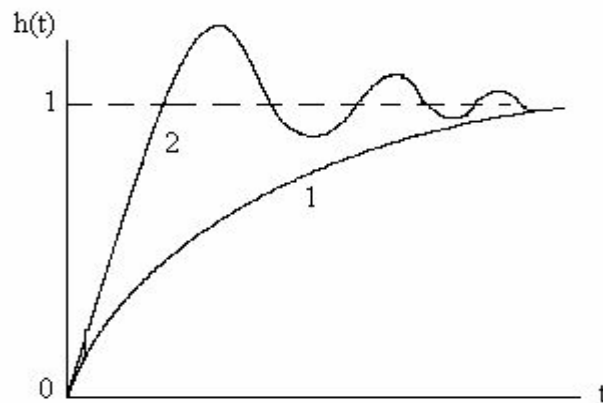


Рис.1.7. Начальный участок переходной характеристики

Начальный участок переходной характеристики в пределах времени установления может носить аperiodический (кривая 1) или колебательный (кривая 2) характер.

Спад вершины представляет собой относительное изменение амплитуды выходного импульса за время его воздействия на входе (длительности)

$$\Delta = 1 - h(t_n). \quad (1.10)$$

Спад вершины, как правило, измеряется в процентах от установившегося значения.

Под выбросом понимается кратковременное превышение выходного напряжения над установившимся значением. Измеряется в процентах от установившегося значения.

6. Дополнительно работа усилителей оценивается величиной потребляемого тока  $I_0$  и потребляемой мощности  $P_0$  от источника питания, а также коэффициентом полезного действия. Поскольку усилитель потребляет определенную мощность от источника питания, то КПД определяется отношением выходной (отдаваемой в нагрузку  $P_m$ ) мощности к потребленной  $P_0$ .

$$\eta = \frac{P_m}{P_0} \cdot 100\% \quad (1.11)$$

Коэффициент полезного действия может выражаться в процентах или в относительных единицах.

### 1.3. Усилитель как четырехполюсник

Усилитель в целом, как и активный элемент (транзистор), может быть представлен в виде четырехполюсника, свойства которого характеризуются связью между входными  $U_{ВХ}$ ,  $I_{ВХ}$  и выходными  $U_{ВЫХ}$ ,  $I_{ВЫХ}$  величинами.

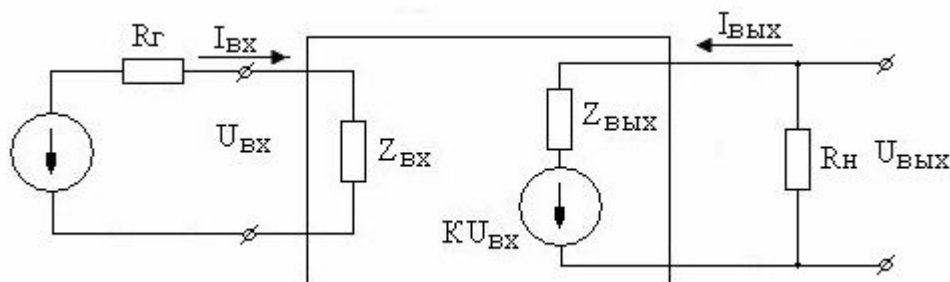


Рис.1.7. Представление усилителя четырехполюсником

В зависимости от выбора из входных и выходных величин в качестве аргументов и функций может быть составлено несколько систем уравнений, характеризующих взаимосвязи выходных и входных данных. Основными такими системами, используемых для анализа усилительных схем, применяются:

#### 1. Система "Y" параметров

$$\begin{aligned} I_{ВХ} &= Y_{11} \cdot U_{ВХ} + Y_{12} \cdot U_{ВЫХ} \\ I_{ВЫХ} &= Y_{21} \cdot U_{ВХ} + Y_{22} \cdot U_{ВЫХ} \end{aligned} \quad (1.12)$$

Из рассмотрения системы следует, что  $Y_{11}$  представляет собой входную проводимость усилителя,  $Y_{12}$ - коэффициент обратной передачи энергии с вы-

хода четырехполюсника на его вход,  $Y_{21}$  - коэффициент прямой передачи входной энергии на выход,  $Y_{22}$  – выходную проводимость.

### 2. Система "Z" параметров

$$\begin{aligned} U_{\text{ВХ}} &= Z_{11} \cdot I_{\text{ВХ}} + Z_{12} \cdot I_{\text{ВЫХ}} \\ U_{\text{ВЫХ}} &= Z_{21} \cdot I_{\text{ВХ}} + Z_{22} \cdot I_{\text{ВЫХ}} \end{aligned} \quad (1.13)$$

В данной системе уравнений параметр  $Z_{11}$  есть входное сопротивление,  $Z_{12}$ - коэффициент обратной передачи энергии с выхода четырехполюсника на его вход,  $Z_{21}$  - коэффициент прямой передачи входной энергии на выход,  $Z_{22}$  – выходное сопротивление.

### 3. Система "H" параметров

$$\begin{aligned} U_{\text{ВХ}} &= h_{11} \cdot I_{\text{ВХ}} + h_{12} \cdot U_{\text{ВЫХ}} \\ I_{\text{ВЫХ}} &= h_{21} \cdot I_{\text{ВХ}} + h_{22} \cdot U_{\text{ВЫХ}} \end{aligned} \quad (1.14)$$

В этой системе уравнений параметр  $h_{11}$  представляет собой входное сопротивление,  $h_{12}$ - коэффициент обратной передачи энергии с выхода четырехполюсника на его вход,  $h_{21}$  - коэффициент прямой передачи входной энергии на выход,  $h_{22}$  – выходную проводимость.

Для нахождения основных параметров четырехполюсника системы уравнений дополняются уравнениями

$$I_{\text{ВХ}} = -Y_{\Gamma} \cdot U_{\text{ВХ}}, \quad I_{\text{ВЫХ}} = -Y_{\text{H}} \cdot U_{\text{ВЫХ}}. \quad (1.15)$$

Для каждой системы параметров (1.12-1.14) с использованием (1.15) можно определить коэффициенты передачи по напряжению и току, входное и выходное сопротивления четырехполюсника (табл.1.1).

### Усилительные параметры четырехполюсника

Таблица 1.1.

Параметр	Система параметров		
	Y	Z	H
$K_i$	$\frac{Y_{21} \cdot Y_{\text{H}}}{Y_{11} \cdot (1 + Y_{\text{H}})}$	$-\frac{Z_{21}}{Z_{22} + Z_{\text{H}}}$	$\frac{H_{21}}{(1 + H_{22} \cdot Z_{\text{H}})}$
$K_u$	$-\frac{Y_{21}}{Y_{22} + Y_{\text{H}}}$	$-\frac{Z_{21} \cdot Z_{\text{H}}}{\Delta Z + Z_{11} \cdot Z_{\text{H}}}$	$-\frac{H_{21} \cdot Z_{\text{H}}}{H_{11} \cdot \Delta H \cdot Z_{\text{H}}}$
$Z_{\text{ВХ}}$	$\frac{1 + Y_{22} \cdot Z_{\text{H}}}{Y_{11} + \Delta Y \cdot Z_{\text{H}}}$	$\frac{\Delta Z + Z \cdot Z_{\text{H}}}{Z_{22} + Z_{\text{H}}}$	$\frac{H_{11} + \Delta H \cdot Z_{\text{H}}}{1 + H_{21} \cdot Z_{\text{H}}}$
$Z_{\text{ВЫХ}}$	$\frac{Y_2 + Y_{11}}{\Delta Y + Y_{22} \cdot Y_2}$	$\frac{\Delta Z + Z_{22}}{Z_{11} + Z_2}$	$\frac{H_{11} + Z_2}{\Delta H + H_{22} \cdot Z_2}$
Определитель	$\Delta Y = Y_{11} \cdot Y_{22} - Y_{21} \cdot Y_{12}$	$\Delta Z = Z_{11} \cdot Z_{22} - Z_{21} \cdot Z_{12}$	$\Delta H = H_{11} \cdot H_{22} - H_{21} \cdot H_{12}$



Пренебрегая ввиду малости коэффициентом обратной передачи  $Y_{12}=0$ , находятся упрощенные соотношения для всех параметров

### Упрощенные параметры четырехполюсника

Таблица 1.2.

Параметр	Система параметров		
	Y	Z	H
$K_i$	$\frac{Y_{21} \cdot Y_n}{Y_{11} \cdot (1 + Y_n)}$	$\frac{Z_{21}}{(Z_{22} + Z_n)}$	$\frac{H_{21}}{1 + H_{22} \cdot Z_n}$
$K_u$	$-\frac{Y_{21}}{Y_{22} + Y_n}$	$-\frac{Z_{21} \cdot Z_n}{Z_{11} \cdot (Z_{22} + Z_n)}$	$-\frac{H_{21} \cdot Z_n}{H_{11} (1 + H_{22} \cdot Z_n)}$
$Z_{вх}$	$\frac{1}{Y_{11}}$	$Z_{11}$	$H_{11}$
$Z_{вых}$	$\frac{1}{Y_{22}}$	$Z_{22}$	$\frac{1}{H_{22}}$

### Вопросы для самопроверки

1. Объяснить понятие усиления электрического сигнала.
2. Привести классификацию усилителей.
3. Привести структурную схему усилителя и объяснить ее состав.
4. Привести определение амплитудной характеристики и определяемые по ней параметры.
5. Объяснить виды коэффициентов усиления, способы их оценки.
6. Дать определение амплитудно-частотной и фазо-частотных характеристик и определяемые по ним параметры.
7. Объяснить понятие динамического коэффициента усиления и способа его определения.
8. Привести определение переходной характеристики и назвать параметры, оценивающие переходные искажения.
9. Объяснить понятие нормированных характеристик.
10. Привести определение нелинейных искажений.



## 2. Основы теории обратных связей

Обратная связь представляет собой передачу части выходной энергии на вход устройства, в результате чего управляющим сигналом является сумма входного сигнала и сигнала обратной связи  $U_{oc}$  (рис.2.1). Эта передача может осуществляться за счет физических или конструктивных особенностей транзисторов или электронных ламп, введения в схему усилителей специальных цепей для искусственной передачи



Рис. 2.1. Усилитель с обратной связью

выходной энергии, влияния электромагнитных полей, создаваемых в усилителе. Наличие обратной связи существенно изменяет параметры и характеристики усилителя, которые определяются свойствами непосредственно усилителя и видом связи.

**Обратная связь** – передача части выходной энергии на вход усилителя или на вход одного из его каскадов.

Цепь, по которой производится передача сигнала обратной связи, называется **цепью обратной связи**.

Уровень сигнала на выходе цепи обратной связи может быть представлен напряжением  $U_{oc}$  или током  $I_{oc}$  обратной связи. Действие обратной связи (ОС) оценивается коэффициентом передачи цепи обратной связи

$$\beta = U_{oc} / U_{вых}, \quad b = I_{oc} / I_{вых}. \quad (2.1)$$

**Коэффициент передачи цепи обратной связи** показывает, какая часть выходного сигнала, с каким дополнительным фазовым сдвигом подана на вход усилителя.

### 2.1. Классификация обратных связей

Обратные связи подразделяются на определенные виды по различным признакам: по причине возникновения, по роду тока и частотным свойствам, по знаку, структуре, по уровню коэффициентов передачи.

По причине возникновения обратные связи могут быть внутренними, паразитными и внешними.

Внутренняя (естественная) обратная связь – это связь, возникающая за счет наличия внутренних цепей активных элементов (емкости анод – управляющая сетка, коллектор – база, сток – затвор).

Паразитная обратная связь возникает за счет взаимодействия электромагнитных полей входных и выходных цепей усилителя.

Искусственная обратная связь осуществляется введением специальных цепей, обеспечивающих обратную связь, с целью изменения показателей усилительного устройства.

Структура обратной связи определяется способом снятия сигнала обратной связи с выхода усилителя и способом подачи этого сигнала на вход.

В зависимости от способа снятия сигнала обратной связи с выхода усилителя она может быть по напряжению, если  $U_{oc}$  пропорционально выходному напряжению (рис.2.2, а), или по току, если  $U_{oc}$  пропорционально выходному току (рис.2.2, б).

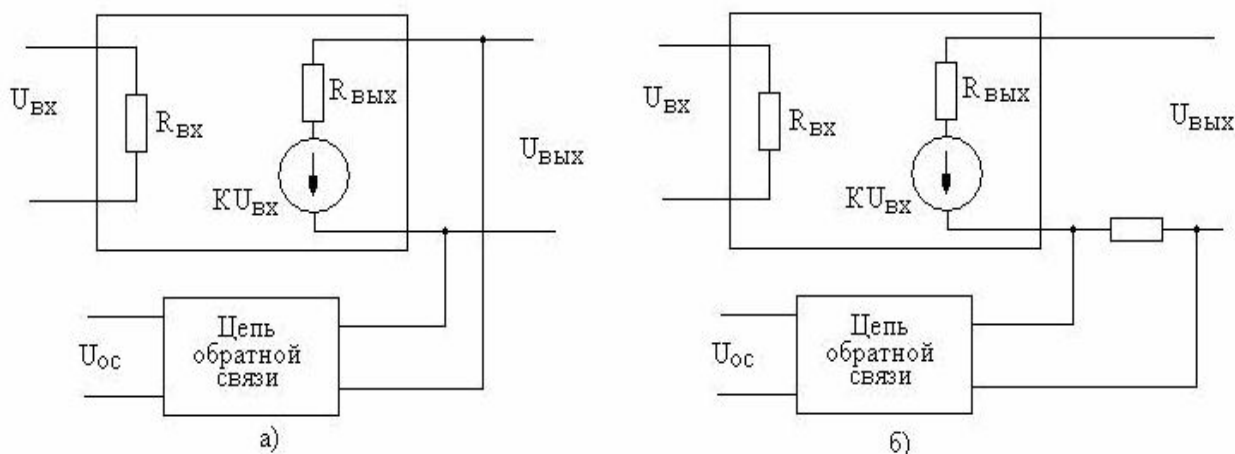


Рис. 2.2. Способы снятия сигнала обратной связи

По способам подачи сигнала обратной связи на вход усилителя связь может быть последовательной, когда складываются входное напряжение и напряжение обратной связи (рис.2.3, а), или параллельной при сложении входного тока и тока обратной связи (рис.2.3, б).

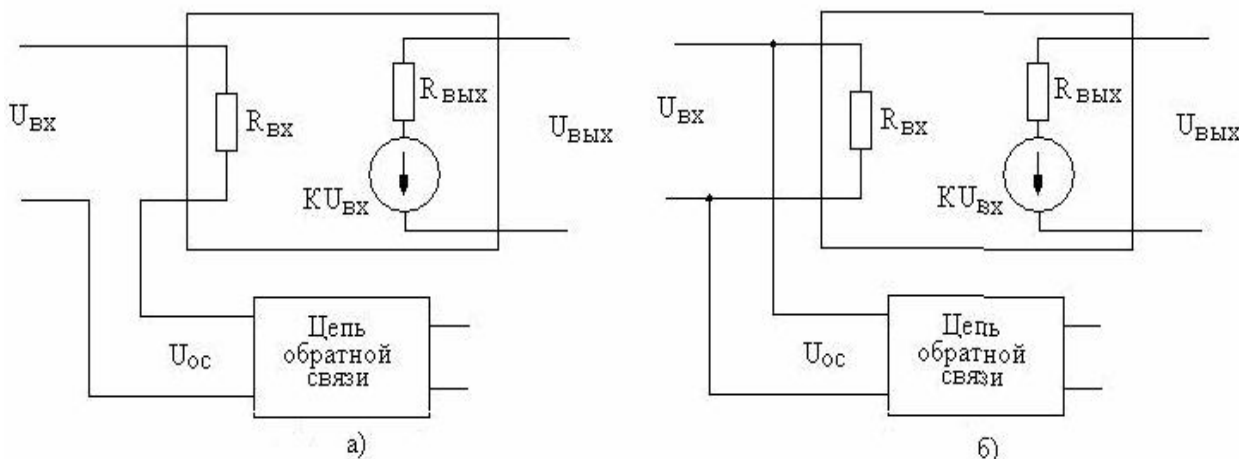


Рис. 2.3. Способы подачи сигнала обратной связи

Для определения способа снятия обратной связи достаточно проверить, при каком режиме она исчезает. ОС по току исчезает в режиме холостого хода, а ОС по напряжению - при коротком замыкании выходной цепи. Для определения способа подачи обратной связи также достаточно проверить, при каком режиме подачи входного сигнала она исчезает. Последовательная связь исчезает при отключении источника сигнала, параллельная - при коротком замыкании источника сигнала.

По роду тока обратная связь может быть по постоянному или переменному току. По частотным свойствам обратные связи подразделяются на частотно - независимые, если в рабочем диапазоне частот коэффициент передачи цепи обратной связи постоянен и не зависит от частоты, или частотно – зависимые в противном случае.

В общем случае коэффициент усиления усилителя, охваченный обратной связью, определяется выражением

$$K_F = \frac{K \cdot e^{(\varphi + \varphi_{oc})}}{1 + \beta \cdot K \cdot e^{(\varphi + \varphi_{oc})}}, \quad (2.2)$$

из которого следует, что входной сигнал имеет определенную фазу  $\varphi$  и сигнал обратной связи также имеет свою фазу  $\varphi_{oc}$ . Поэтому в зависимости соотношения этих фаз входной сигнал и сигнал обратной связи могут складываться или вычитаться. При суммарном сдвиге фаз  $\varphi + \varphi_{oc} = \pi$  напряжение обратной связи поступает на вход усилителя в противофазе входному сигналу, и такая обратная связь носит название отрицательной (ООС). Ее действие приводит к уменьшению коэффициента усиления

$$K_F = \frac{K}{1 + \beta K}. \quad (2.3)$$

При совпадении фаз  $\varphi + \varphi_{oc} = 2\pi$  напряжение обратной связи поступает на вход усилителя в одинаковой фазе входному сигналу и такая обратная связь называется положительной (ПОС). Под ее влиянием коэффициент усиления увеличивается

$$K_F = \frac{K}{1 - \beta K}. \quad (2.4)$$

Таким образом, изменение коэффициента усиления, а также и всех других показателей при вводе обратной связи происходит в  $1 \pm \beta K$  или в  $(1 \pm \beta K)$  раз. Соотношения

$$F = 1 \pm \beta K \text{ и } F = (1 \pm \beta K) \quad (2.5)$$

носит название глубины обратной связи.

Обратные связи, действующие в отдельных каскадах, называются местными (однопетлевыми), а охватывающие несколько каскадов, - общими.

*Под петлей обратной связи понимается замкнутый контур от входа усилителя до узла подачи сигнала обратной связи.*

Также в зависимости от относительного значения коэффициента передачи  $\beta$  ( $\beta > 1$ ,  $\beta < 1$ ) обратная связь может быть активной или пассивной.

Обобщенная классификация обратных связей приведена на рис.2.4.

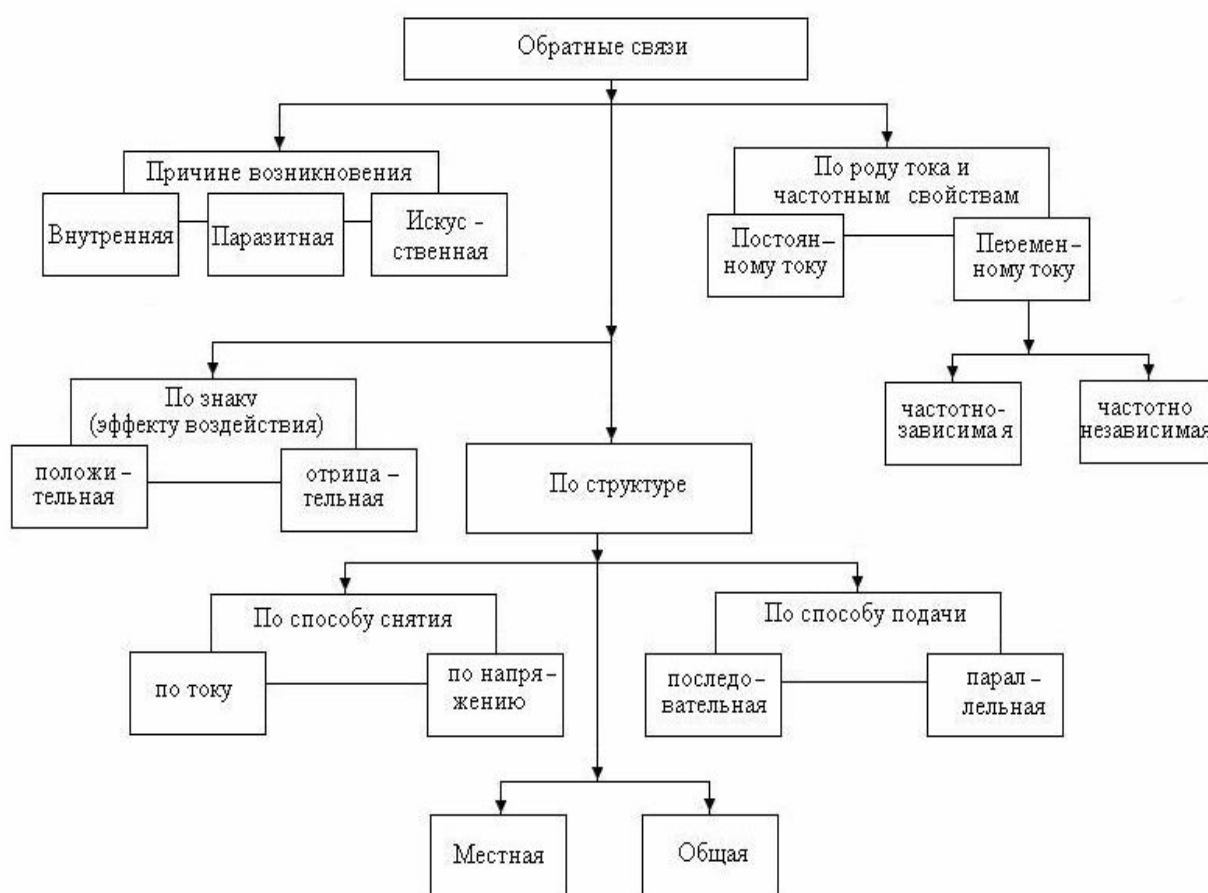


Рис. 2.4. Классификация обратных связей

Обычно по умолчанию принимается, что используется внешняя пассивная частотно-независимая обратная связь, что упрощает ее классификацию. Дополнение из принимаемых исключений производится по необходимости, а также при рассмотрении активных фильтров и генераторов электрических сигналов.

## 2.2. Влияние обратной связи на основные параметры

Вид применяемой обратной связи определяет ее реакцию на основные показатели усилителя. Основными используемыми видами обратных связей являются параллельная по напряжению (у-типа), последовательная по току (z-типа), последовательная по напряжению (h-типа), последовательная по току (g-типа).

Цепи обратных связей также могут быть представлены соответствующими системами четырехполюсника (y, z, h, g).

$$\begin{aligned} \left\| Y \right\| &= \left\| \begin{matrix} Y_{11} & y_{12oc} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{matrix} \right\| & \left\| H \right\| &= \left\| \begin{matrix} H_{11} & h_{12oc} \\ H_{21} & H_{22} \end{matrix} \right\| \\ \left\| Z \right\| &= \left\| \begin{matrix} Z_{11} & z_{12oc} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{matrix} \right\| & \left\| G \right\| &= \left\| \begin{matrix} G_{11} & g_{12oc} \\ C_{21} & G_{22} \end{matrix} \right\| \end{aligned} \quad (2.6)$$

Так как в большинстве случаев используется пассивная ( $\beta < 1$ ) и частотно-независимая обратная связь, ее входная и выходная проводимости выбираются много меньшими входной и выходной проводимостей усилителя, то в уравнениях четырехполюсника учитываются только параметр обратной связи ( $y_{oc}, z_{oc}, h_{oc}, g_{oc}$ ).

Решением данных систем уравнений являются значения параметров четырехполюсников с учетом влияния обратных связей (табл.2.1).

Таблица 2.1

Параметр	Системы четырехполюсника			
	Y	Z	H	G
$K_{UF}$	$K_u$	$K_u / F_z$	$K_u / F_h$	$K_u$
$K_{IF}$	$K_I / F_y$	$K_I / F_z$	$K_I / F_h$	$K_I / F_g$
$Z_{BXF}$	$Z_{BX} / F_y$	$Z_{BX} \cdot F_z$	$Z_{BX} \cdot F_h$	$Z_{BX} / F_g$
$Z_{ВЫХF}$	$Z_{ВЫХ} / F_y$	$Z_{ВЫХ} \cdot F_z$	$Z_{ВЫХ} / F_h$	$Z_{ВЫХ} \cdot F_g$

Данные таблицы показывают, что все обратные связи уменьшают (ООС) или увеличивают (ПОС) коэффициенты усиления. При  $\beta K \gg 1$ , т.е. при очень глубокой ООС, можно полагать, что уровень усиления определяется только цепью обратной связи и от параметров самого усилителя практически не зависит

$$K_F = \frac{K}{1 + \beta K} = \frac{1}{\beta}. \quad (2.7)$$

Обратные связи изменяют значения выходного или входного сопротивлений. Влияние обратной связи (ОС) на входное сопротивление зависит от способа подачи напряжения ОС на вход усилителя, а на выходное – от

способа снятия. Например, в схеме (рис. 2.3, а) входное сопротивление усилителя без учета влияния обратной связи  $R_{вх} = U_{вх} / I_{вх}$ . При наличии ООС с учетом формулы (2.1) управляющее напряжение равно

$$U_{вх} + U_{ос} = U_{вх} \cdot (1 + \beta K), \quad (2.8)$$

что дает в результате

$$R_{вхF} = U_{вх} \cdot (1 + \beta K) / I_{вх} = R_{вх} \cdot (1 + \beta K) = R_{вх} \cdot F. \quad (2.9)$$

Влияние обратных связей на выходное сопротивление можно найти аналогичным способом. Результаты определения выглядят в следующем виде. При обратной связи по напряжению

$$R_{выхОС} = R_{вых} / (1 \pm \beta K), \quad (2.10)$$

при обратной связи по току

$$R_{выхОС} = R_{вых} \cdot (1 \pm \beta K). \quad (2.11)$$

### 2.3. Влияние обратной связи на основные характеристики

Одной из характеристик является зависимость выходного напряжения усилителя от входного (кривая 2, рис.2.5), которая дает возможность определить пределы изменения входных сигналов, в пределах которых усилитель представляет собой линейную систему.

При введении последовательной ООС амплитудная характеристика цепи ОС (прямая 1, рис.2.5) представляет собой прямую линию с углом наклона, пропорциональным тангенсу коэффициента передачи цепи ОС  $1/\beta$ .

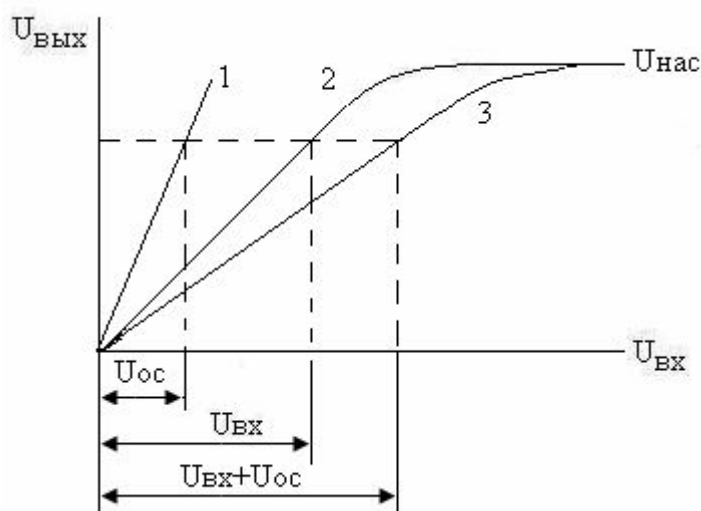


Рис. 2.5. Влияние ООС на амплитудную характеристику

Результирующая амплитудная характеристика (кривая 3, рис.2.5) получается сложением характеристик, так как управляющее напряжение равно  $U_{вх} + U_{ос}$ . Она имеет меньший угол наклона, поскольку под действием ООС согласно формуле 2.3 уменьшается коэффициент усиления.

Обратные связи также оказывают влияние на амплитудно-частотную, фазо-частотную и переходную характеристики, что выражается в изменении коэффициента усиления и уровней вносимых линейных и нелинейных искажений. Однако изменение усиления каскада под действием обратной связи в виду непостоянства значения ее глубины происходит неравномерно в диапазоне частот. Поэтому коэффициент усиления на краях диапазона повышается (при ПОС) или снижается (при ООС) в меньшей степени, чем в его середине. Соответствующий вид характеристик усилителя при воздействии обратных связей приведен на рис.2.6. Коэффициент частотных искажений усилителя при наличии обратной связи определяется формулой

$$M_F = \frac{M}{1 \pm \beta K}. \quad (2.12)$$

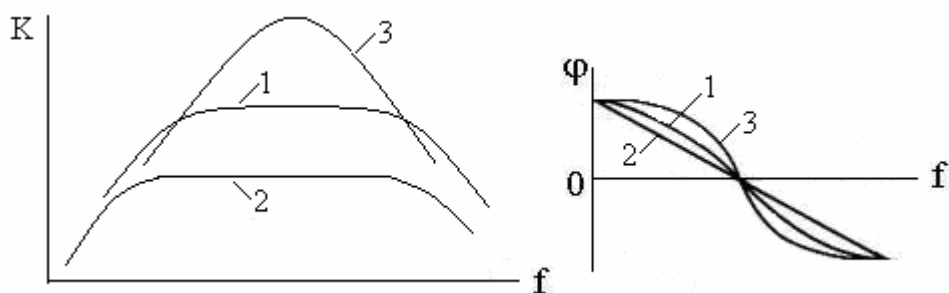


Рис. 2.6. Влияние ООС на амплитудно-частотную и фазо-частотную характеристики

Действие ОС на ФЧХ аналогично действию ее на АЧХ. Положительная связь увеличивает фазовые искажения, а отрицательная уменьшает

$$\Delta\varphi_{о.с} = \Delta\varphi / (1 + \beta K) \quad (2.13)$$

и ФЧХ становится более линейной.

Применение отрицательных обратных связей позволяет повысить стабильность коэффициента усиления. Эффективность стабилизации последнего можно получить, продифференцировав соотношение 2.3 по  $K$ . После дифференцирования получим

$$\Delta K_F = \frac{\Delta K}{K} \cdot \frac{\Delta K_F}{F}. \quad (2.14)$$



## 2.4. Устойчивость усилителей с обратной связью

Из рассмотрения влияния на параметры усилителей положительной обратной связи следует, что при  $\beta K \geq 1$  коэффициент усиления становится бесконечно большим. При этом любые ничтожно малые изменения входного сигнала приводят к появлению на выходе сигнала, близкого к уровню насыщения. Такой эффект работы усилителя носит название самовозбуждения, в котором усилитель не способен усиливать полезный управляющий сигнал. Поскольку в реальных условиях цепи обратных связей также имеют определенные фазовые сдвиги, то за пределами рабочего диапазона частот введенная отрицательная обратная связь может превратиться в положительную. При этом в лучшем случае на определенных частотах произойдет повышение коэффициента усиления, а в худшем – нарушение устойчивости усилителя. Из этого следует, что при использовании многопетлевых цепей отрицательных обратных связей необходимо в процессе проектирования производить проверку усилителя на устойчивость.

Основными методами проверки усилителей на устойчивость является использование критериев устойчивости Найквиста, Ризкина, диаграмм Боде.

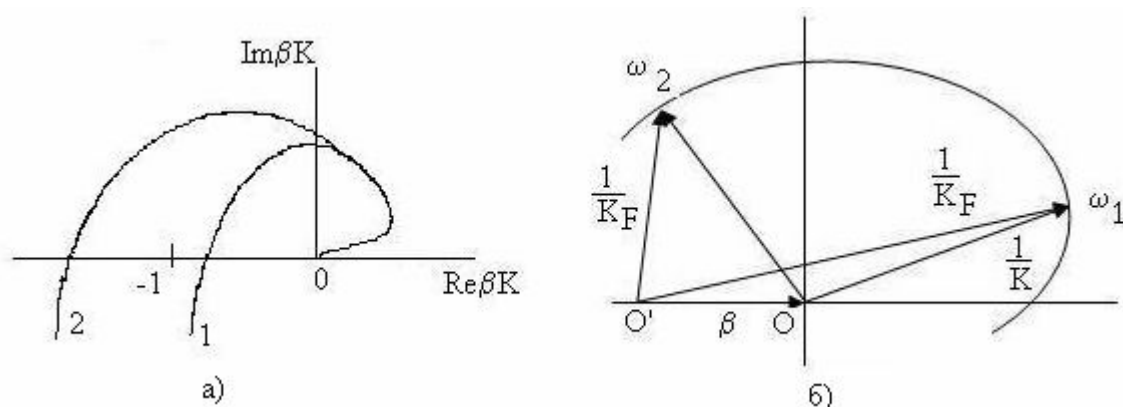


Рис. 2.7. Диаграммы Найквиста и Ризкина

Критерий устойчивости Найквиста основывается на анализе амплитудно-фазовой характеристики  $\beta K = F(\omega)$ . Согласно данному критерию усилитель считается устойчивым, если при изменении частоты сигнала  $0 < \omega < \infty$  годограф амплитудно-фазовой характеристики  $\beta K$  (кривая 1, рис.2.7,а) при разомкнутой цепи обратной связи не охватывает точку с координатами  $(-1, j0)$ . В противном случае, если же годограф охватывает эту точку, то усилитель будет неустойчивым (кривая 2 рис.2.7,а).

Согласно методу А.Ризкина проверка усилителя на устойчивость производится с помощью векторной диаграммы, в которой все величины, входящие в (), представляются обратными векторами  $\frac{1}{\dot{K}_F} = \frac{1}{\dot{K}} + \beta$  (рис.2.7,б).

Вектор  $1/\dot{K}_F$  представляет собой сумму векторов  $1/\dot{K}$  и  $\beta$ , длина которого при изменении частоты будет различной. Так на частоте  $\omega_1$  суммарный вектор

больше вектора  $1/K$ , следовательно, обратная связь на этой частоте отрицательна. На частоте  $\omega_2$  суммарный вектор становится меньше вектора  $1/K$ , следовательно, обратная связь на этой частоте положительна и усилитель может потерять устойчивость.

Более простым методом оценки усилителей, особенно многокаскадных, является метод Боде, который основывается на анализе амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик обратной связи (рис.2.8), построенных в логарифмическом масштабе.

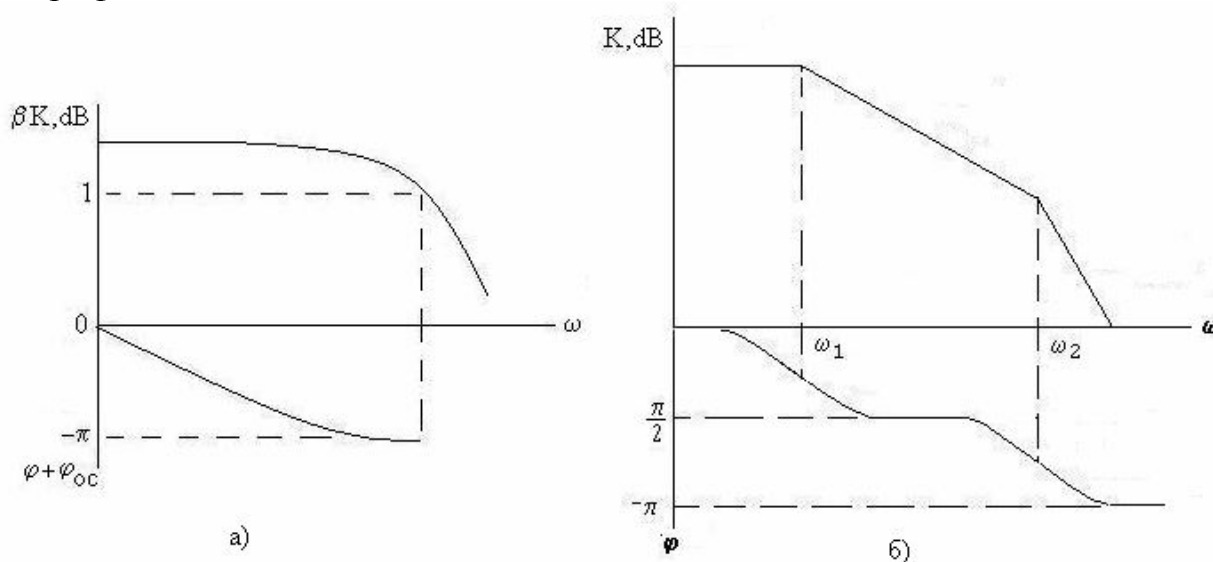


Рис. 2.8. Диаграммы Боде

Согласно данному методу система является устойчивой, если на частоте, где возвратное отношение  $\beta K$  равно единице, суммарный фазовый сдвиг не равен  $-\pi$ .

#### Вопросы к самопроверке

1. Привести определение обратной связи.
2. Назвать основные признаки классификации обратных связей.
3. Привести параметры цепи обратной связи.
4. Привести структурные схемы обратных связей.
5. Объяснить влияние отрицательной обратной связи на амплитудную характеристику усилителя.
6. Объяснить влияние отрицательной обратной связи на амплитудно-частотную характеристику усилителя.
7. Объяснить влияние обратных связей на коэффициент усиления.
8. В чем различие положительной и отрицательной обратных связей?
9. Объяснить понятие устойчивости усилителя.
10. Объяснить особенности оценки устойчивости усилителей.



### 3. Режимы работы усилительных каскадов

#### 3.1. Принцип работы усилителя

Любой усилительный каскад содержит активный элемент (транзистор, электронную лампу), нагрузочный элемент (резистор, дроссель, трансформатор) в его выходной цепи, подключенные к источнику постоянного тока  $E_0$ . Поскольку активный элемент обладает внутренним сопротивлением  $R$ , то он в совокупности с сопротивлением нагрузки представляют собой делитель напряжения (рис.3.1).

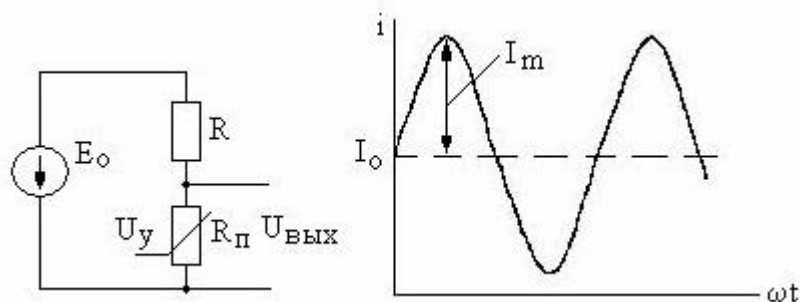


Рис.3.1. Принцип построения усилительного каскада

При отсутствии сигнала управления  $U_{\text{у}}$  в цепи протекает ток  $I_0$ , величина которого определяется  $E_0$  и сопротивлениями резисторов. При воздействии на регулируемый резистор управляющего напряжения  $u_{\text{у}}=U_m \cdot \sin \omega t$  его сопротивление изменяется, вызывая изменение и протекающего в цепи тока. В результате общий ток представляет собой сумму постоянного и переменного токов. Эта переменная составляющая тока создает соответствующее падение напряжения на резисторе  $R_{\text{н}}$ , являющееся выходным напряжением. Из рассмотренного следует, что принцип действия усилителя сводится к перераспределению напряжения питания между внутренним сопротивлением активного элемента и сопротивлением резистора в его выходной цепи. Данная схема может считаться усилителем, так как напряжение управления меньше выходного.

Таким образом, процесс усиления заключается в преобразовании энергии источника питания в выходную энергию за счет изменения сопротивления регулируемого сопротивления по закону, определяемому сигналом управления. При этом амплитуда выходного напряжения пропорциональна амплитуде управляющего (входного) сигнала.

В реальной схеме усилительного каскада (рис.3.2) в качестве регулируемого сопротивления используются активные элементы (электронные лампы, транзисторы), в выходной цепи которых установлен постоянный резистор  $R_{\text{к}}$ . Значения протекающих токов через электроды транзистора и уровней потенциалов на них определяются параметрами источника питания и активного элемента. Для задания необходимого начального тока базы  $I_{\text{б0}}$  транзистора во входную цепь введен вспомогательный источник питания  $E_{\text{б}}$ , определяющий соответственно и начальный ток коллектора  $I_{\text{к0}}$ .

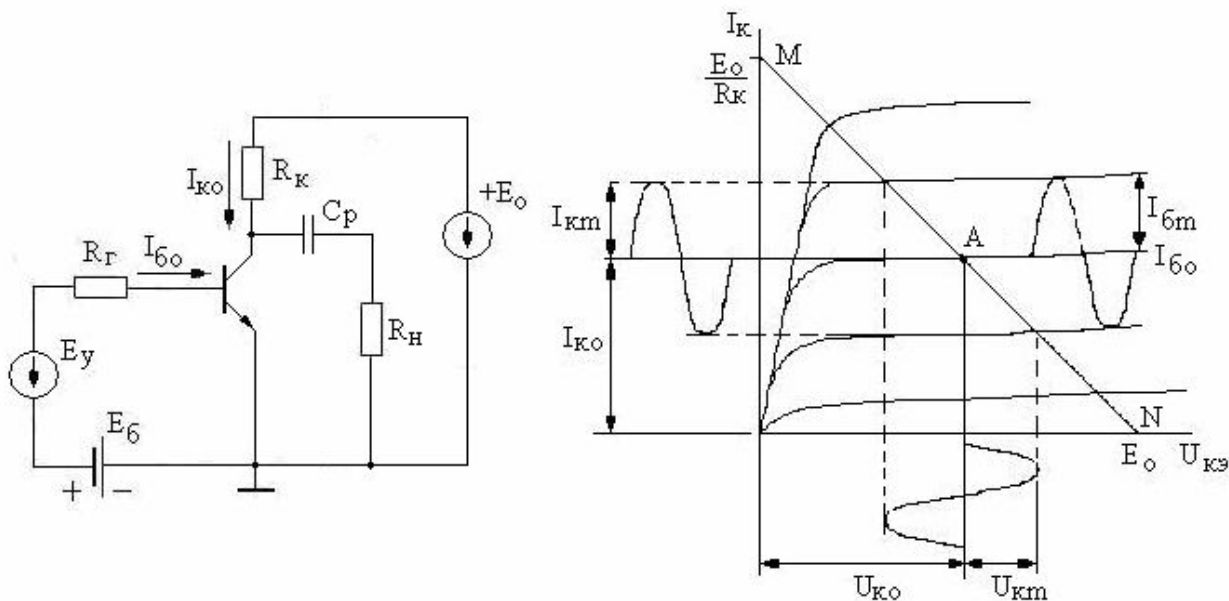


Рис. 3.2. Схема усилительного каскада

Рассмотрение работы каскада в режиме холостого хода ( $R_n \rightarrow \infty$ ) производится графо-аналитическим методом с использованием выходных характеристик активного элемента. При отсутствии входного сигнала ( $E_y=0$ ) во всех цепях схемы протекают постоянные токи, поэтому данный режим называется статическим.

**Статический режим** – режим, при котором во всех цепях схемы протекают постоянные токи, потенциалы всех узлов также постоянны.

В этом режиме работы для выходной цепи каскада (источник питания, коллектор - эмиттер транзистора) справедливо соотношение

$$E_o = U_{кэ} + I_k \cdot R_k, \quad (3.1)$$

которое является уравнением прямой линии MN. Построение этой прямой производится по двум точкам, характеризующим режимы короткого замыкания ( $U_{кэ} = 0$  и  $I_k = E_o/R_k$ ) и холостого хода ( $U_{кэ} = E_o$  и  $I_k=0$ ). Данная прямая линия носит название статической линии нагрузки. Линия нагрузки позволяет определить для каждого значения входного тока  $I_b$  соответствующие значения напряжения  $U_{кэ}$  и выходного тока  $I_k$  при выбранном сопротивлении нагрузки в цепи коллектора  $R_k$  и напряжении источника питания  $E_o$ .

**Статическая линия нагрузки** – графическое отображение связей токов и напряжений в цепи электрической схемы.

Точка пересечения линии нагрузки с характеристикой транзистора, соответствующей заданному входному току  $I_{б0}$  (точка А), определяет режим работы каскада по постоянному току. Эта точка носит название точки покоя или **рабочей**. Ее координаты показывают значения тока коллектора  $I_{к0}$  и напряжения коллектор – эмиттер  $U_{к0}$  в статическом режиме.

**Рабочая точка** – точка пересечения статической линии нагрузки и заданной или определенной вольтамперной характеристики активного элемента.

В режиме усиления, когда  $u_{вх} = U_{вхm} \cdot \sin \omega t$ , рабочая точка перемещается вдоль линии нагрузки относительно точки А, определяя тем самым переменные составляющие тока коллектора  $I_k = I_{км}$  и напряжения  $U_{кэ} = U_{км}$ . Режим работы каскада при изменяющихся во всех его цепях токов и потенциалов называется динамическим. В режиме холостого хода ( $R_n \rightarrow \infty$ ) статическая и динамическая линии нагрузок совпадают.

При подключении к каскаду внешнего сопротивления нагрузки  $R_n$  величина сопротивления в цепи коллектора по переменному току будет представлять результирующее сопротивление, равное параллельному соединению  $R_k$  и  $R_n$   $R'_k = \frac{R_k R_n}{R_k + R_n}$ .

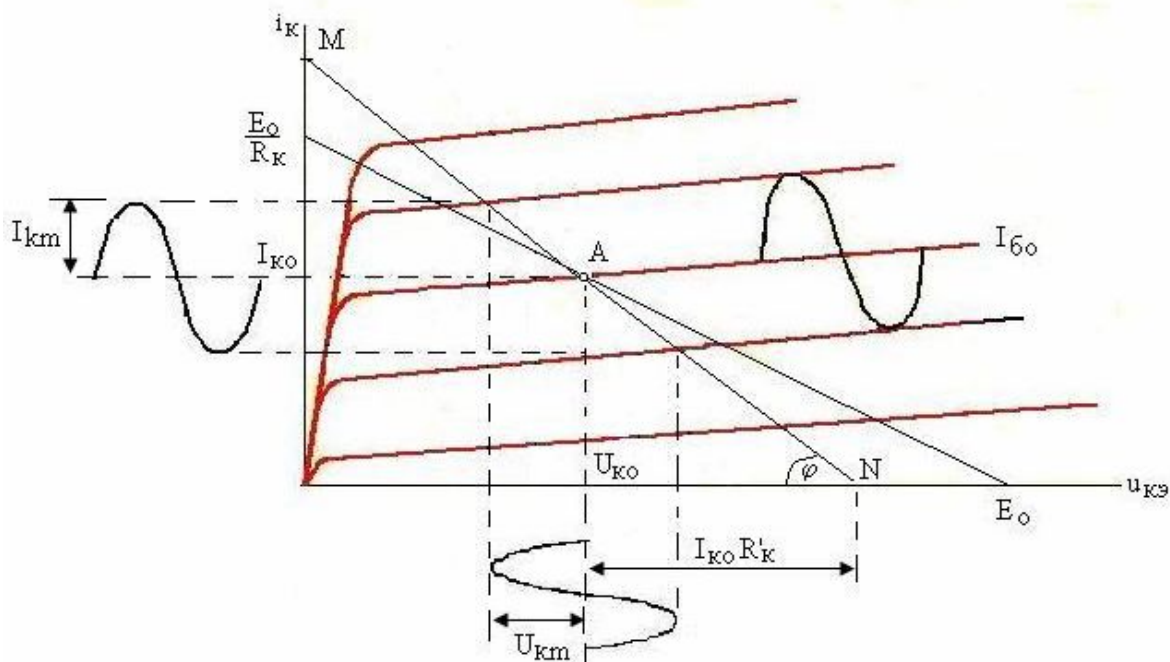


Рис. 3.3. Динамический режим работы усилительного каскада

Так как сопротивление  $R'_k$  меньше  $R_k$ , то рабочая точка будет перемещаться по динамической линии нагрузки, уравнение которой

$$\Delta u_{кэ} = \Delta i_{кэ} \frac{R_k R_n}{R_k + R_n}. \text{ При активном характере сопротивления нагрузки динами-}$$

ческая линия нагрузки также будет прямой линией, угол наклона которой равен  $\varphi = \text{ctg}R'_k$ . Динамическая линия нагрузки проходит через рабочую точку А, так как в отсутствие сигнала в режиме покоя выходной ток  $I_{km} = I_{ко}$ . Амплитуды выходного тока и напряжения определяется по конечным точкам перемещения рабочей точки по динамической линии нагрузки.

### 3.2. Классы работы усилительных каскадов

В зависимости от назначения усилителя и требуемых энергетических показателей, а также от уровня управляющего сигнала усилительному каскаду может быть установлен определенный класс работы. Класс работы (А, В, С) определяется положением рабочей точки на сквозной (проходной) характеристике, под которой понимается зависимость выходного тока от ЭДС управляющего сигнала.

Под режимом **класса "А"** понимается такой режим работы усилительного каскада, при котором ток в выходной цепи активного элемента протекает в течение всего периода действия входного сигнала и при этом рабочая точка не выходит за пределы линейного участка проходной характеристики (рис. 3.4), поэтому она выбирается в середине линейного участка. При этом амплитуда выходного тока не превышает величину начального тока

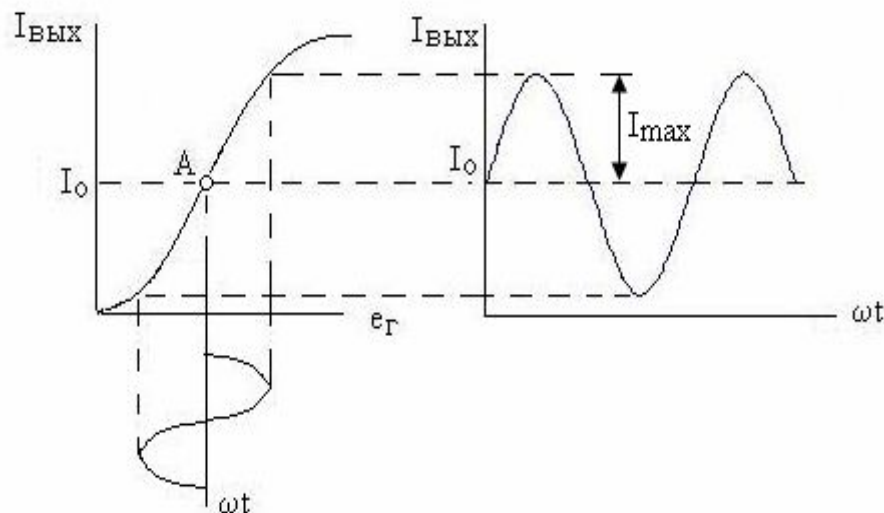


Рис. 3.4. Режим работы класса "А"

Такой режим работы также называется линейным и применяется в основном в каскадах предварительного усиления и в однотактных выходных. В связи с работой активного элемента на линейном участке сквозной характеристики форма выходного тока практически не отличается от формы входного сигнала, что является достоинством режима. Недостатком класса "А" является значительное потребление тока от источника питания, что определяет небольшой КПД усилительных каскадов.

В режиме класса "В" начальное положение рабочей точки выбирается в начале входной (проходной) характеристики ( $I_0=0$ ), в результате чего ток в выходной цепи активного элемента протекает в течение половины периода (рис.3.5) действия управляющего сигнала. Этот режим характеризуется малым потреблением тока в статическом режиме, что определяет больший КПД по сравнению с классом "А".

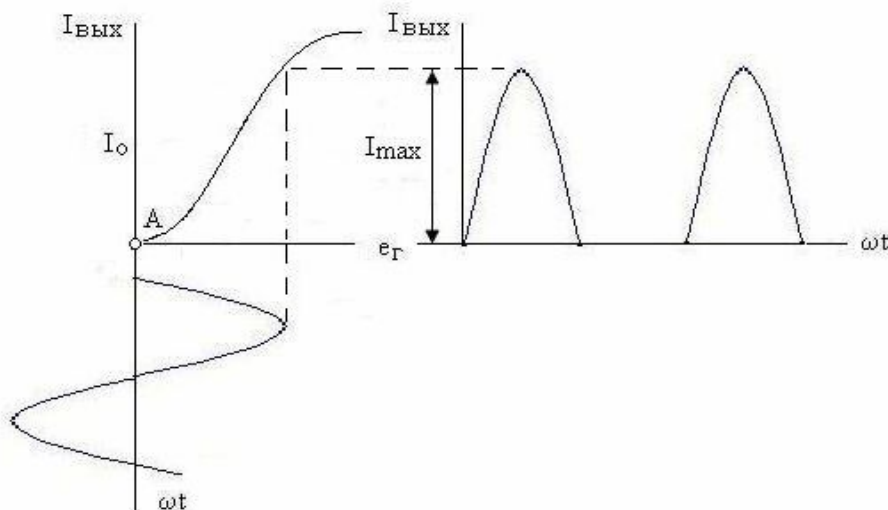


Рис. 3.5. Режим работы класса "В"

Режим класса "В" характеризуется значительными искажениями формы выходного сигнала, обусловленные использованием нелинейных участков входных характеристик на начальном участке (при малых токах базы) активного элемента, а также сдвигом входных характеристик. В результате при малых уровнях входного сигнала транзисторы остаются закрытыми из-за сдвига входных характеристик. Поэтому пока уровень входного сигнала не превышает напряжение между базой и эмиттером порядка 0.3-0.7 В в зависимости от типа транзистора, ток коллектора отсутствует. При увеличении входного сигнала более напряжения отсечки происходит нарастание тока рабочего транзистора.

Уменьшение нелинейных искажений производится переводом транзистора в режим работы класса "АВ", для чего на базы транзисторов подается небольшое смещение и тем самым исключается использование участка входной характеристики до напряжения отсечки (рис.3.6). В этом случае через транзистор протекает небольшой постоянный ток.

Перевод в данный режим позволяет уменьшить нелинейные искажения, вызываемые смещением и значительной нелинейностью входных характеристик, но и одновременно несколько снижает КПД каскада. Режимы работы классов "В" и "АВ" находят применение в двухтактных выходных каскадах усиления мощности.

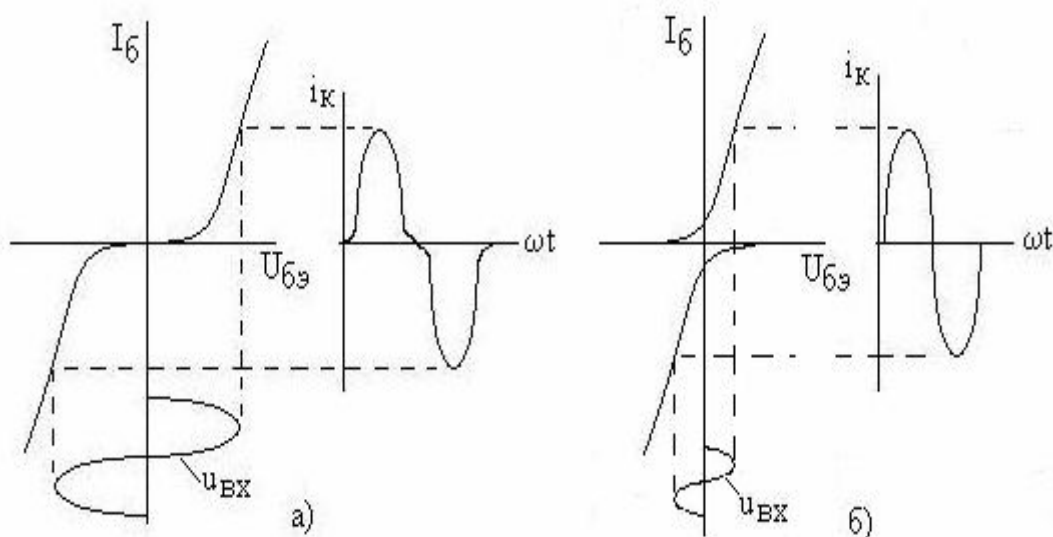


Рис. 3.6. Режим работы класса "AB"

В режиме класса "С" рабочая точка располагается левее оси ординат (угол отсечки меньше  $90^\circ$ ) вследствие чего выходной ток при отсутствии или при малых уровнях входного сигнала равен нулю. Режим класса "С" находит применение в мощных резонансных усилителях, где нагрузкой является параллельный резонансный контур, настроенный на основную частоту входного сигнала или на одну из его высших гармоник.

Особенным режимом работы является режим класса "D" (ключевой), при котором активный элемент может находиться в одном из двух состояний – открытом, когда напряжение между выходными электродами близко к нулю, а протекающий ток практически определяется напряжением питания и сопротивлением в выходной цепи. Второе состояние закрытое, когда напряжение между выходными электродами равно напряжению питания, а ток близок к нулю. Ключевой режим используется в основном для усиления импульсных сигналов, но может применяться для усиления и гармонических сигналов после их преобразования в импульсные. Режим характеризуется высоким КПД.

### 3.3. Методы задания режима работы

Под заданием режима работы при заданных значениях напряжения питания, сопротивления в выходной цепи и выбранном классе работы понимается обеспечение требуемого смещения на управляющем электроде (базе биполярного или затворе полевого транзистора, управляющей сетке электронной лампы). Это смещение должно обеспечить в статическом режиме работы каскада протекание тока покоя  $I_{к0}$  ( $I_{с0}$  для полевого транзистора,  $I_{а0}$  для электронной лампы) и напряжения между эмиттером и коллектором  $U_{к0}$  ( $U_{с0}$  для полевого транзистора,  $U_{а0}$  для электронной лампы), что обеспечивает положение заданного положения рабочей точки.



Выбор статического режима производится таким образом, чтобы при минимальных энергетических затратах и допустимых искажениях формы усиливаемого сигнала обеспечить его максимальное усиление.

*Методы задания режима: с независимым (внешним) смещением, с фиксированным током входного электрода, фиксированным потенциалом на входном электроде, с автоматическим смещением.*

Обеспечение заданного режима работы осуществляется за счет независимого смещения, применения схем с фиксированным током базы или с фиксированным потенциалом базы, а для полевых транзисторов и электронных ламп – в основном схемы с автоматическим смещением. В схеме с независимым смещением (рис.3.2) необходимый ток базы  $I_{\text{б0}}$  обеспечивается от внешнего дополнительного источника постоянного тока  $E_{\text{б}}$ . Применение этой схемы требует использование дополнительного источника питания, что является существенным ее недостатком.

В схеме с фиксированным током базы (рис.3.7,а) смещение подается от основного источника питания  $E_{\text{о}}$  через резистор в цепи базы  $R_{\text{б}}$ .

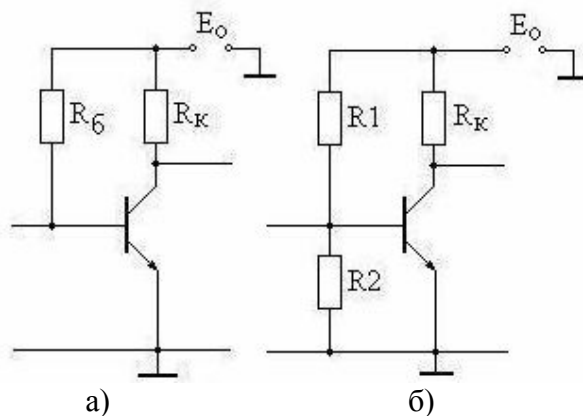


Рис.3.7. Схемы задания режима работы

Ток базы в схеме зависит только от напряжения питания и введенного в цепь базы сопротивления резистора  $R_{\text{б}}$ , т.е. фиксирован. Значение тока в рабочей точке  $I_{\text{к0}}$ , определяется по формуле

$$I_{\text{к0}} = h_{21} \cdot I_{\text{б0}} = h_{21} \cdot \left( \frac{E_{\text{о}} - U_{\text{б0}}}{R_{\text{б}}} - I_{\text{б0}} \cdot R_{\text{б}} \right) \approx h_{21} \cdot \frac{E_{\text{о}}}{R_{\text{б}}}. \quad (3.2)$$

Недостатком этой схемы является необходимость пересчета сопротивления резистора  $R_{\text{б}}$  при смене транзистора.

В схеме с фиксированным потенциалом базы (рис.3.7,б) напряжение смещения подается на базу от общего источника питания  $E_o$  через делитель напряжения на резисторах  $R_1$  и  $R_2$ .

$$I_{ко} = \frac{E_o \cdot R_2}{R_1 + R_2} - I_{бо} \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \approx \frac{E_o \cdot R_2}{R_1 + R_2}. \quad (3.3)$$

Чтобы положение точки покоя оставалось практически неизменным при старении транзистора или воздействии внешних факторов, ток делителя принимается равным  $I_d = (2 \div 5)I_{бо}$ .

Автоматическое смещение в схемах на полевых транзисторах и электронных лампах создается за счет протекания тока транзистора  $I_{co}$  ( $I_{ao}$ ) через введенное в цепь истока (катода) сопротивление  $R_{и}$  ( $R_{к}$ ), величина которого определяется требуемым смещением  $U_{зо}$  ( $U_{ск}$ ).

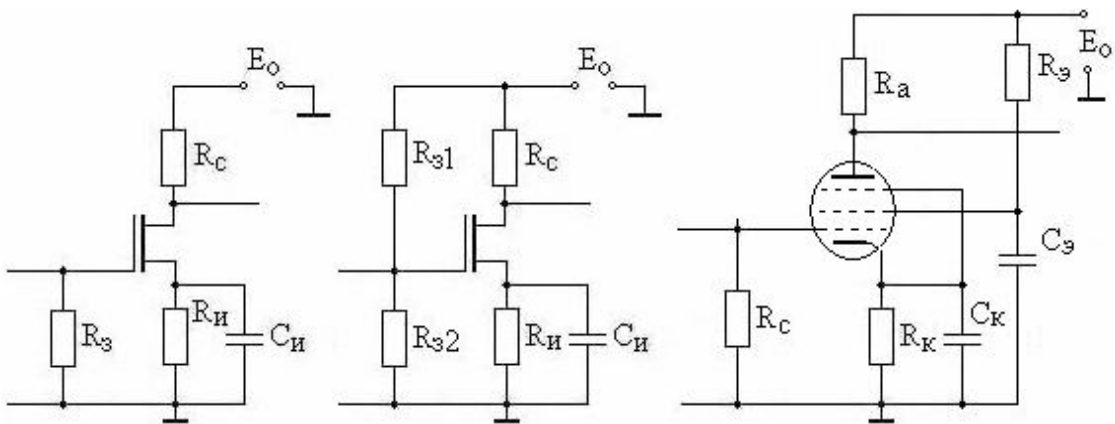


Рис.3.8. Схемы на полевом транзисторе и пентоде

Осуществление необходимого смещения возможно двумя способами. При небольших значениях необходимого напряжения смещения используется первая схема (рис.3.8). В тех случаях, когда напряжение смещения достаточно велико и рабочая точка может сместиться на нелинейный участок проходной характеристики используется вторая схема, в которой на затвор подается отпирающее смещение с помощью делителя напряжения при выполнении условия  $R_{31}/R_{32} = R_3$ .

Для первой схемы значение тока стока в рабочем режиме можно определить совместным решением уравнений, определяющих падение напряжения на резисторе  $R_{и}$  и зависимости тока стока от напряжения смещения

$$U_{зо} = I_{co} \cdot R_{и} \quad (3.4)$$

$$I_c = I_{сн} \cdot \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{отс}}\right)^2,$$

В результате решения находится ток, равный

$$I_{co} = \frac{U_{omc}}{R_u} + \frac{U_{omc}^2}{2R_u^2 \cdot I_{cn}} \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{4I_{cn} \cdot R_u}{U_{omc}} + 1}\right). \quad (3.5)$$

Для второй схемы смещение равно  $U_{30} = U_3 - I_{co} \cdot R_{и}$ , где потенциал затвора определяется напряжением питания и соотношением сопротивлений делителя  $R_{31}$  и  $R_{32}$ .

Для исключения действия отрицательной обратной связи резистор  $R_{и}$  шунтируется конденсатором, емкость которого выбирается из условия

$$C_u \geq \frac{10}{2\pi F R_{и}}. \quad (3.6)$$

В схеме на электронной лампе автоматическое смещение также осуществляется за счет протекающего по резистору в цепи катода  $R_k$  анодного тока. При использовании в схемах усиления тетродов и пентодов ток катода определяется суммой токов анода и экранирующей сетки.

В приведенной схеме на пентоде (рис.3.8) дополнительно требуется выбрать сопротивление резистора в цепи экранирующей сетки  $R_3$  по заданному на ней напряжению и протекающему в сетке току.

### 3.4. Температурная стабильность режима работы

Особенностью полупроводниковых приборов является зависимость режима их работы от температуры, которая для биполярных транзисторов определяется тепловым смещением входных характеристик, увеличением неуправляемого тока коллектора  $I_{к60}$ , температурной зависимостью коэффициента передачи входного тока  $h_{21}$ . Каждая составляющая приводит в конечном итоге к изменению выходного тока  $I_{к0}$  и соответственно к отклонению положения рабочей точки, что в итоге может привести к появлению нелинейных искажений выходного напряжения (рис.3.9).

Влияние температуры на положение входных характеристик (рис.3.9) аналогично ее влиянию на вольтамперную характеристику полупроводникового диода. В расчетах электронных схем влияние температуры учитывается эквивалентным изменением напряжением  $\Delta U_{6T}$  на базе транзистора.

Тепловое смещение входной характеристики вызывает увеличение тока коллектора на величину

$$\Delta I_{k1} = S \cdot \gamma_t \cdot \Delta T, \quad (3.7)$$

где  $\gamma_t = 2 \div 3 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$  – коэффициент температурного сдвига характеристик,  
 $\Delta T = T_{\text{раб}} - 20^\circ$  - разность температур.

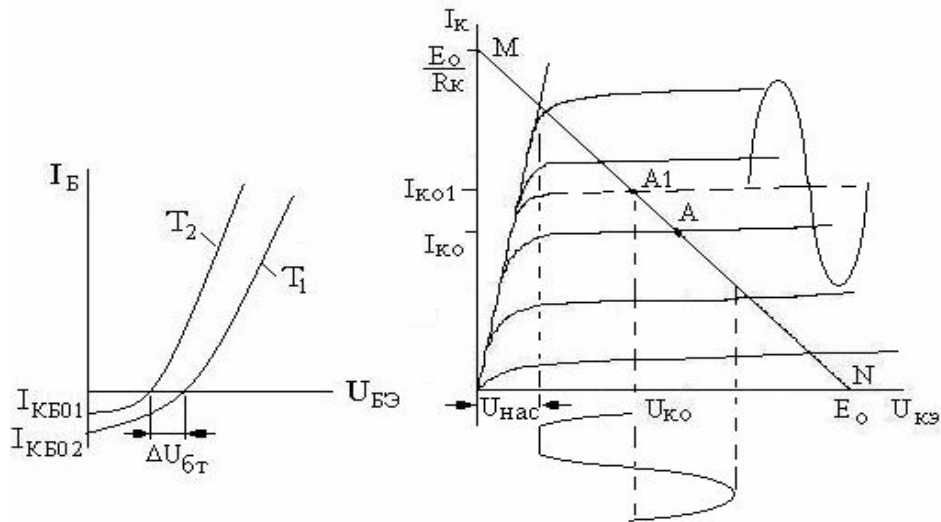


Рис.3.9. Влияние температуры на ход статических характеристик

Изменение неуправляемого тока коллектора вызывает соответствующий рост тока коллектора на величину

$$\Delta I_{кбо} = I_{кбо} \cdot e^{a\Delta T} = I_{кбо} \cdot (2^{8^\circ} - 1), \quad (3.8)$$

где  $\alpha = 0.09 \div 0.13$  – температурный коэффициент изменения неуправляемого тока коллектора.

С ростом температуры увеличивается и коэффициент передачи тока базы, что связано с изменением скорости рекомбинации основных носителей тока в базе транзистора. Максимальное значение коэффициента передачи тока базы определяется соотношением

$$h_{21t} = h_{21max} \cdot (1 + 0.005 \cdot \Delta T). \quad (3.9)$$

Таким образом, под действием температуры коэффициент передачи тока базы транзистора увеличивается на величину

$$\Delta h_{21} = h_{21t} - h_{21}, \quad (3.10)$$

которое вызывает соответствующее изменение тока коллектора  $\Delta I_k = \Delta h_{21} \cdot I_b$ . Также зависимость коэффициента передачи тока конкретного транзистора можно определить по специальным графикам, приводимым в справочниках.

Суммарное изменение тока коллектора под воздействием всех приведенных причин равно

$$\Delta I_k = \Delta I_{кбо} + \frac{\Delta h_{21}}{h_{21}} \cdot \frac{I_{ко}}{h_{21}}, \quad (3.11)$$

Стабильность температурного режима оценивается коэффициентом температурной стабильности

$$S_t = \frac{\Delta I_{\text{кдоп}}}{\Delta I_k} \quad (3.12)$$

где  $\Delta I_{\text{кдоп}} = \frac{U_{\text{ко}} - U_{\text{км}} - U_{\text{ост}}}{R_k + R_{\text{э}}}$  – допустимое отклонение тока коллектора,

$\Delta I_k$  – отклонение тока коллектора под действием температуры.

В схемах на полевых транзисторах нестабильность рабочей точки под действием температуры обусловлена увеличением тока затвора, контактной разности потенциалов  $p$ - $n$ -перехода затвор-исток, температурным изменением удельного сопротивления канала.

Увеличение тока затвора транзисторов с затвором в виде  $p$ - $n$ -перехода равносильно изменению неуправляемого тока биполярного транзистора. Это увеличение приводит к возрастанию напряжения затвор-исток и соответственно выходного тока

$$\Delta I_{c1} = S \cdot U_{\text{зи}}(T) = S \cdot \Delta I_3(T) \cdot R_3 \quad (3.13)$$

Вторая причина приводит к изменению тока стока на величину

$$\Delta I_{c2} = S \cdot \gamma_T \cdot \Delta T \quad (3.14)$$

Изменение удельного сопротивление канала приводит к росту выходного тока на величину

$$\Delta I_{c3} = -\alpha_T \cdot I_c \cdot \Delta T \quad (3.15)$$

В общем случае повышение температуры вызывает изменение тока стока на величину

$$\Delta I_c = I_{\text{сн}} \cdot \left[ \left( \frac{T_o}{T_p} \right)^{\frac{3}{2}} - 1 \right] \quad (3.16)$$

### 3.5. Методы уменьшения влияния температуры

Для стабилизации заданного режима работы применяются схемы с термокомпенсацией и термостабилизацией режима.

Температурная компенсация режима работы каскадов (рис.3.10), выполненных на биполярных транзисторах, осуществляется за счет использования в цепи смещения элементов, сопротивление которых зависит от температуры (термисторов с положительным или отрицательным температурным коэффициентом сопротивления ТКС, полупроводниковых диодов или транзисторов в диодном включении).

В схеме с термистором при повышении температуры сопротивление резистора R2 уменьшается, при этом уменьшается потенциал базы  $U_б$  и соответственно напряжение база-эмиттер, что приводит к уменьшению тока коллектора  $I_к$ . Подбором термистора можно не только обеспечить неизменность тока в рабочей точке  $I_{к0}$ , но и достигнуть режима "перекompенсации" - уменьшение  $I_{к0}$  с ростом температуры.

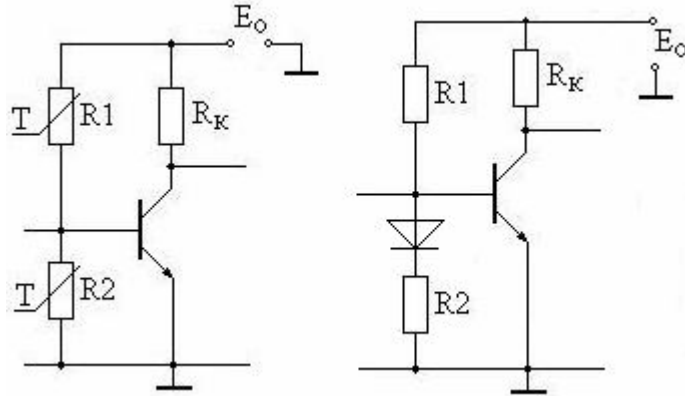


Рис. 3.10. Схемы термкомпенсации

Наибольший эффект достигается при использовании в качестве термочувствительного элемента включенного в прямом направлении полупроводникового диода, изготовленного из того же материала, что и транзистор. Это обусловлено тем, что ток диода и перехода база-эмиттер изменяются по одному и тому же закону, а следовательно и имеют одинаковые температурные зависимости.

Температурная стабилизация режима может производиться по коллекторной (рис.3.11) или эмиттерной (рис.3.12) схемам стабилизации.

При применении коллекторной схемы температурная стабильность обеспечивается за счет отрицательной обратной связи, образуемой подключением резистора  $R_б$  к выходному электроду. Работа схемы происходит следующим образом. С увеличением тока  $I_{к0}$  уменьшается потенциал коллектора  $U_{к0}$ , что приводит к уменьшению тока базы  $I_б = \frac{U_{кэ} - U_{бэ}}{R_б}$  и соответственно

понижается и ток коллектора  $I_{к0} = h_{21} \cdot I_б$ .

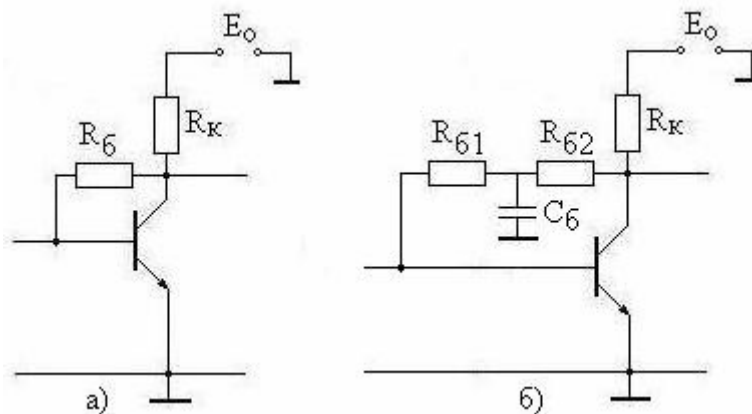


Рис. 3.11. Схемы коллекторной термостабилизации режима

Сопротивление резистора в цепи базы  $R_{\bar{б}}$  для обеспечения заданного режима работы находится из соотношения

$$R_{\bar{б}} = \frac{E_o - (I_{кo} + I_{\bar{б}o}) \cdot R_k}{I_{\bar{б}o}} = \frac{h_{21} \cdot E_o}{I_{кo}} - h_{21} \cdot R_k. \quad (3.17)$$

Недостатком приведенного способа задания режима работы является необходимость подгонки сопротивления  $R_{\bar{б}}$  для конкретного транзистора. Коэффициент температурной стабильности каскада  $S_t$  при коллекторной стабилизации режима определяется выражением

$$S_t = \frac{(R_k + R_{\bar{б}}) \cdot (h_{21} + 1)}{R_k (h_{21} + 1) + R_{\bar{б}}} \quad (3.18)$$

и регулироваться не может, так как резистор  $R_{\bar{б}}$  жестко определяет смещение на базе транзистора. Другим недостатком схемы является уменьшение за счет воздействия ООС сквозного коэффициента усиления. В целях устранения обратной связи по переменному току сопротивление резистора  $R_{\bar{б}}$  разделяется на два  $R_{\bar{б}1}$  и  $R_{\bar{б}2}$  (рис.3.11, б), точка соединения которых шунтируется конденсатором  $C_{\bar{б}}$ .

Основное применение находит схема (рис.3.12, а) эмиттерной стабилизации, в которой на резисторе  $R_{\bar{э}}$  создается напряжение отрицательной обратной связи по току.

Стабилизация режима осуществляется следующим образом. При возрастании температуры возрастает ток коллектора, вызывая соответственно увеличение тока эмиттера, что приводит к повышению падения напряжения на резисторе  $R_{\bar{э}}$  и потенциала эмиттера. Поскольку потенциал базы постоянен, напряжение перехода база-эмиттер  $U_{\bar{бэ}}$  уменьшается, вызывая снижение тока коллектора. В результате увеличение тока коллектора становится значительно меньше, чем оно было бы при отсутствии обратной связи.

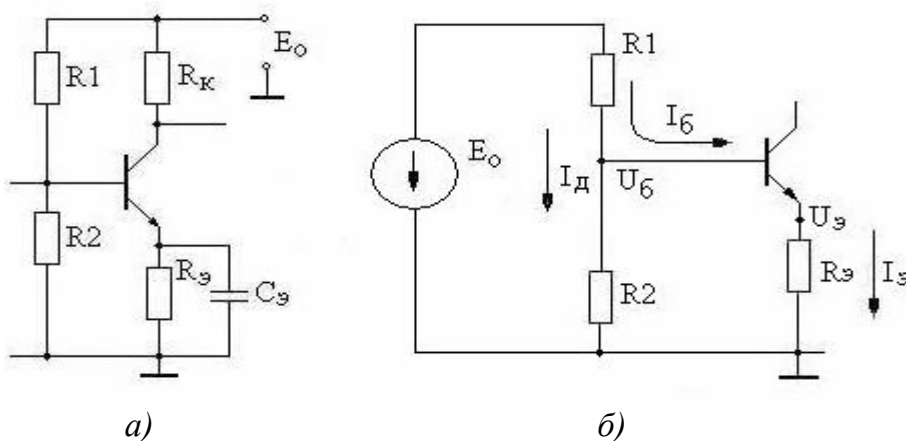


Рис. 3.12. Схема эмиттерной термостабилизации

Для устранения влияния ООС на усилительные свойства (коэффициент усиления) каскада резистор  $R_3$  шунтируется конденсатором  $C_3$  большой емкости ( $C_3 \gg \frac{1}{\omega_n R_3}$ ).

Расчетное значение коэффициента температурной стабилизации схемы, определенное по отношению изменения неуправляемого тока коллектора, равно

$$S_t = \frac{(R_3 + R_6) \cdot (h_{21} + 1)}{R_3 (h_{21} + 1) + R_6} \approx \frac{R_3 + R_6}{R_3 + R_6 / h_{21}}, \quad (3.19)$$

где  $R_6 = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}$  - эквивалентное сопротивление делителя переменному току.

Из формулы следует, что коэффициент температурной стабилизации может принимать значения в пределах от 1 до  $(1+h_{21})$  в зависимости от величин  $R_3$  и  $R_6$ . Стабилизирующее действие схемы повышается с увеличением сопротивления  $R_3$  и с уменьшением сопротивления делителя  $R_6$ . Приемлемым значением считается  $S_t = (3 \div 10)$ .

При выполнении условия  $R_3 \gg R_6 / h_{21}$  коэффициент температурной стабильности можно определить по упрощенному соотношению

$$S_t = 1 + \frac{R_6}{R_3}. \quad (3.20)$$

Введение в цепь эмиттера дополнительного резистора  $R_3$  уменьшает угол наклона статической линии нагрузки и изменяет значение тока коллектора в рабочей точке. Значение этого тока можно определить с помощью эквивалентной схемы входной цепи каскада по постоянному току (рис.3.12,б), из которой следует, что

$$U_{63} = U_6 - U_3.$$

$$U_6 = \frac{E_o \cdot R2}{R1 + R2} = E_o - R1 \cdot (I_o + I_{6o}) = R2 \cdot I_o, \quad (3.21)$$

$$U_3 = I_3 \cdot R_3.$$

После решения приведенных уравнений находится значение тока в рабочей точке

$$I_{ко} = \frac{S \cdot E_o \cdot R2}{(1 + SR_3) \cdot (R1 + R2)} \approx \frac{E_o \cdot R2}{R_3 \cdot (R1 + R2)}. \quad (3.22)$$



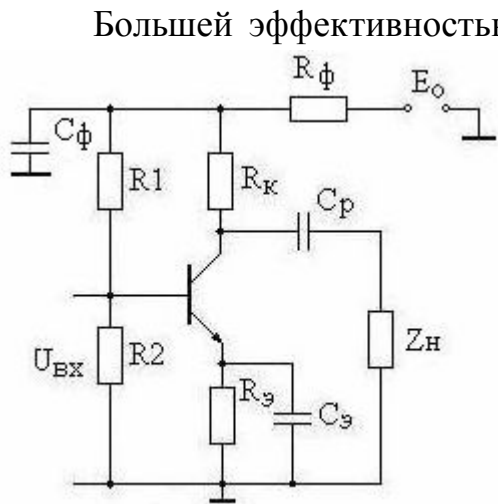


Рис. 3.13. Схема с комбинированной стабилизацией

Большей эффективностью обладает схема комбинированной стабилизацией, осуществляемой за счет использования эмиттерной схемы термостабилизации и дополнительно введения развязывающего фильтра или цепочки низкочастотной коррекции  $R_{\phi}C_{\phi}$  (рис. 3.13). Таким образом, в данной схеме одновременно стабилизирующее воздействие оказывают две схемы стабилизации.

Недостатком этой схемы является необходимость повышенного напряжения источника питания  $E_0$ .

Стабильность режима работы каскадов на полевых транзисторах для исключения влияния температуры в основном осуществляется применением транзисторов с изолированным затвором, у которых ток затвора незначителен, выбором так называемой термостабильной рабочей точки, подбором сопротивления в цепи затвора по соотношению

$$R_3 = \frac{\theta}{S_m \cdot I_3} \cdot \frac{dI_{сн}}{dT} = \frac{\theta}{S_m \cdot I_3} \cdot \alpha_t \cdot I_{co}, \quad (3.23)$$

где  $\theta=14^\circ$ ,  $dI_{сн}/dT = 0.0075 / ^\circ\text{C}$ .

При этом сопротивление резистора  $R_3$  должно быть больше реактивного входного сопротивления

$$R_3 > \frac{1}{2\pi F C_{вх}}. \quad (3.24)$$

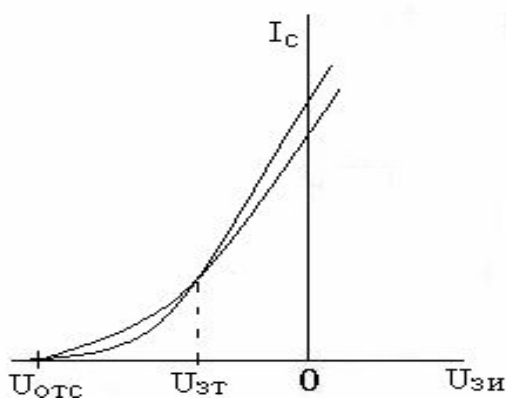


Рис. 3.14. Термостабильная точка

Рассмотрение сквозных вольт-амперных характеристик (рис.3.14) полевого транзистора, снятых при разных температурах, показывает, что эти характеристики имеют общую точку, в которой происходит полная компенсация влияния температуры. Этой точке соответствует определенное напряжение  $U_{зи}$ . Определить величину этого напряжения можно из формул (3.14) и

(3.15), из которых следует, что изменения тока стока противоположны.

Приравнявая указанные соотношения, и определяя напряжение затвор-исток при значениях тепловых коэффициентов  $\alpha_T=7.5 \cdot 10^{-3} \text{ 1/}^\circ\text{C}$  и  $\gamma_T=7.7 \cdot 10^{-3} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ , находится напряжение затвор-исток в термостабильной рабочей точке

$$U_{зи} = U_{зм} = U_{омс} - \frac{2\gamma_T}{\alpha} = U_{омс} - 0.63\text{В}. \quad (3.25)$$

Таким образом, стабильность режима работы каскада на полевом транзисторе будет обеспечена, если напряжение смещения соответствует напряжению  $U_{зи}$  в термостабильной точке.

### Вопросы для самопроверки

1. Привести определение статического режима работы.
2. Привести определение рабочей точки.
3. Объяснить понятие классов работы усилительных каскадов.
4. Привести сравнение классов работы усилительных каскадов.
5. Объяснить понятие статического режима работы.
6. Объяснить понятие динамического режима работы.
7. Объяснить принцип обеспечения режима работы фиксированным током базы.
8. Объяснить принцип обеспечения режима работы фиксированным потенциалом базы.
9. Объяснить причины неустойчивости рабочей точки.
10. Объяснить принцип работы схемы термокомпенсации режима.
11. Объяснить принцип работы схемы коллекторной термостабилизации режима работы.
12. Определить вид обратной связи, используемой в схеме коллекторной стабилизации.
13. Объяснить принцип работы схемы эмиттерной термостабилизации.
14. Определить вид обратной связи, используемой в схеме эмиттерной стабилизации.
15. Объяснить понятие термостабильной рабочей точки в схемах на полевых транзисторах.



## 4. Типовые каскады усиления

Рассматриваемые каскады различаются схемой включения активного элемента и предназначены в основном для усиления напряжения с целью повышения уровня сигнала, создаваемого источником управления до значения, необходимого для работы оконечного или предоконечного каскада в заданном режиме. Каскады предварительного усиления, как правило, работают при малых уровнях входного сигнала, используя небольшой участок входной (сквозной) характеристики, что позволяет считать их линейными, соответствующим классу "А".

### 4.1. Каскад с общим эмиттером

Как было отмечено выше, усилительный каскад (рис.4.1,а) содержит нелинейный управляющий элемент (транзистор) и линейное сопротивление  $R_k$ , источник питания  $E_0$  и вспомогательные элементы, обеспечивающие заданный режим работы ( $R_1$ ,  $R_2$ ) и его термостабилизацию ( $R_3$ ,  $C_3$ ). Во входную цепь включается источник сигнала, а в выходную через разделительный конденсатор  $C_p$ , пропускающий только переменную составляющую тока, — нагрузка  $R_n$  и  $C_n$ .

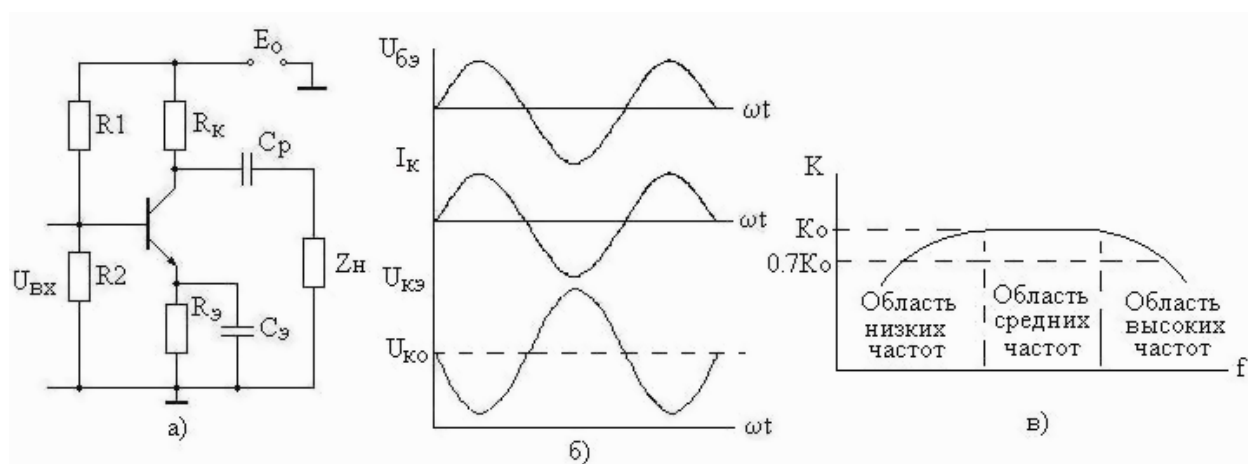


Рис.4.1. Каскад с общим эмиттером

При анализе работы усилительных каскадов принимается допущение, что управление работой производится синусоидальным сигналом с постоянной амплитудой.

Работа каскада происходит следующим образом. Под воздействием переменного управляющего сигнала  $U_{вх}=U_{бэ}$  изменяется (например увеличивается) ток базы и соответственно изменяется (увеличивается) ток коллектора  $I_k=S \cdot U_{бэ}$ , что приводит к изменению (увеличению) падения напряжения на резисторе  $R_k$ . В результате это приводит к изменению (уменьшению) потенциала на коллекторе  $U_{кэ}=E_0 - I_k \cdot R_k$ . Следовательно, при данной схеме включения транзистора фаза выходного сигнала противоположна фазе входного.

Определение основных показателей производится с помощью эквивалентной схемы (рис.4.2) каскада по переменному току. Построение схемы производится с учетом нескольких допущений. Принимается, что внутреннее сопротивление источника питания по переменному току близко к нулю, емкость конденсаторов в цепи эмиттера велика. Последнее позволяет считать, что сопротивление в цепи эмиттера равно нулю  $Z_3=0$ . Принцип построения эквивалентной схемы следующий. Вначале принимается схема замещения транзистора, например для одной из систем параметров (Y, H). Затем к выводам транзистора подсоединяются с учетом принятых допущений все внешние элементы, как и на принципиальной схеме.

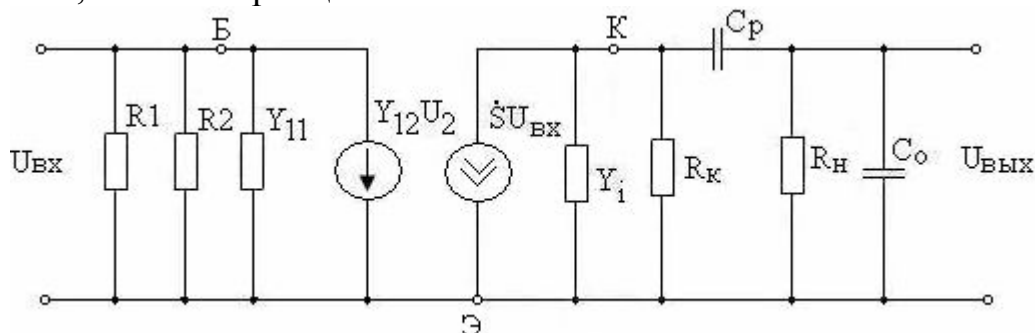


Рис.4.2. Эквивалентная схема каскада с общим эмиттером

Рассмотрение эквивалентной схемы показывает, что наличие в схеме усилителя конденсаторов, сопротивление которых зависит от частоты, и зависимость коэффициента передачи тока транзистора  $h_{21}$  от частоты приводит к зависимости коэффициента усиления каскада и фазового сдвига от частоты усиливаемого сигнала. При понижении частоты сигнала сопротивления конденсаторов возрастают, что приводит к росту падения напряжения на разделительном конденсаторе и соответственно к уменьшению уровня усиления. С ростом частоты сигнала сопротивления конденсаторов уменьшаются, и емкость нагрузки шунтирует выход каскада. Одновременно с ростом частоты уменьшается и коэффициент передачи тока  $h_{21}$  транзистора, что дополнительно приводит к уменьшению коэффициента усиления.

В связи с этим в амплитудно-частотной характеристике (рис.4.1, в) условно выделяются три области частот с различной зависимостью коэффициента усиления от частоты: область средних частот, области низких и высоких частот.

#### 4.1.1. Область средних частот

Поскольку в реальных схемах  $C_p \gg C_n$  в области средних частот можно считать, что сопротивление разделительного конденсатора  $C_p$  очень мало, а сопротивления емкостей транзистора и нагрузки  $C_n$  – велики. Следовательно, в определенной области частот влияние конденсаторов не значительно. Также, если частота входного сигнала меньше граничной частоты усиления транзистора  $f_\beta$ , то коэффициент передачи транзистора  $h_{21}$  не зависит от частоты. Это позволяет представить каскад отдельной эквивалентной схемой

(рис.4.3) для области средних частот, в которой параметры транзистора постоянны и исключены емкости.

**Область средних частот** – диапазон частот, в пределах которого можно считать параметры транзистора и схемы усилителя частотно независимыми.

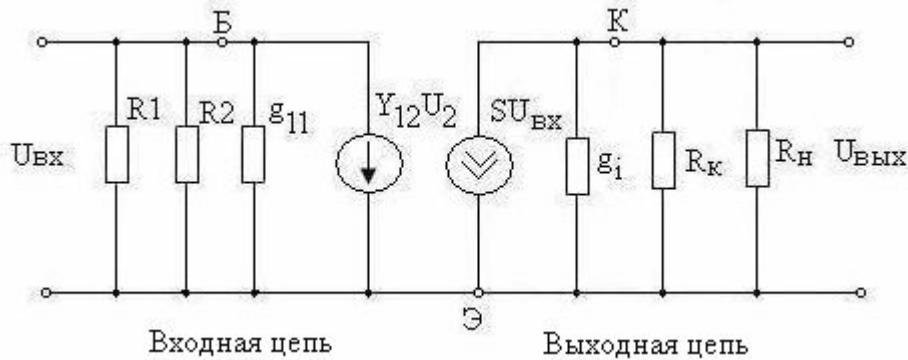


Рис.4.3. Эквивалентная схема каскада области средних частот

Из эквивалентной схемы входной цепи каскада определяются ее параметры:

- входное сопротивление

$$R_{ex} = \frac{R_{\sigma} \cdot h_{11}}{R_{\sigma} + h_{11}}, \quad (4.1)$$

где  $R_{\sigma} = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}$  - эквивалентное сопротивление в цепи базы,

$h_{11} = 1/g_{11}$  - входное сопротивление транзистора;

- коэффициент передачи входной цепи

$$K_{ex} = \frac{R_{ex}}{R_{\sigma} + R_{ex}} \quad (4.2)$$

и соответственно значение входного напряжения

$$U_{вх} = E_{Г} \cdot K_{вх}. \quad (4.3)$$

При использовании рассчитанных параметров необходимо иметь в виду, что их значения справедливы для определенного режима работы, так как величина входного сопротивления транзистора в схеме с общим эмиттером, равно  $h_{11} = r'_{\sigma} + r_{\sigma} \cdot (h_{21} + 1)$ , зависит от рабочего тока эмиттерного перехода ( $r_{\sigma} = \phi_T / I_{\sigma}$ ).

Из эквивалентной схемы выходной цепи каскада определяются:

- номинальный коэффициент усиления

$$K_o = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{S}{g_i + g_k + g_n} \approx S \cdot \frac{R_k \cdot R_n}{R_k + R_n} = S \cdot R_{\text{кн}}; \quad (4.4)$$

- выходное сопротивление каскада

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_k \cdot \frac{1}{g_i}}{R_k + \frac{1}{g_i}} \approx R_k. \quad (4.5)$$

#### 4.1.2. Область низких частот

В рассматриваемой области частот на значение коэффициента усиления оказывают влияние конденсаторы в цепях связи (разделительные) и в цепи эмиттера. Вследствие возрастания сопротивления на разделительных конденсаторах  $X_c = 1/2\pi F$  увеличивается на них падение напряжения, что приводит к уменьшению управляющего и выходного напряжений. Рост сопротивления конденсатора в цепи эмиттера приводит к увеличению полного сопротивления  $Z_{\text{э}}$ , что вызывает увеличение влияния отрицательной обратной связи в каскаде.

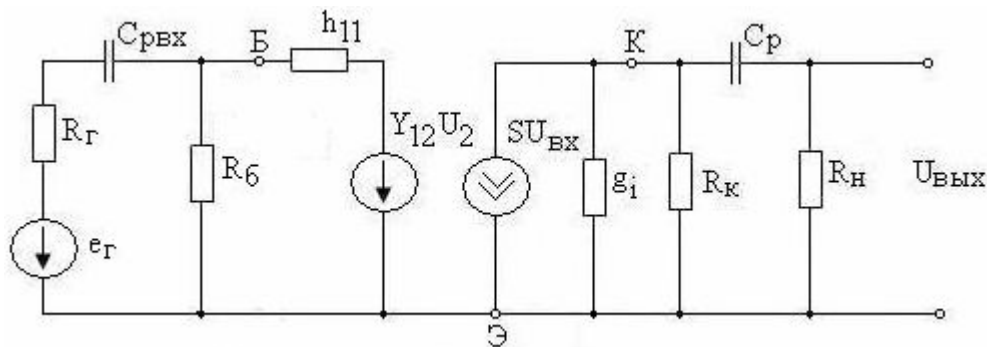


Рис.4.4. Эквивалентная схема каскада области низких частот

Таким образом, в основную эквивалентную схему области низких частот (рис.4.4) вводятся реактивные элементы, определяющие зависимость коэффициента усиления от частоты. При этом общие значения коэффициента усиления и уровней низкочастотных искажений  $M_n$  определяются тремя отдельными коэффициентами, учитывающими соответственно влияние емкостей во входной, выходной цепях и в цепи эмиттера.

После несложных преобразований входная или выходная цепи могут быть сведены к простой электрической схеме (рис.4.5, а).

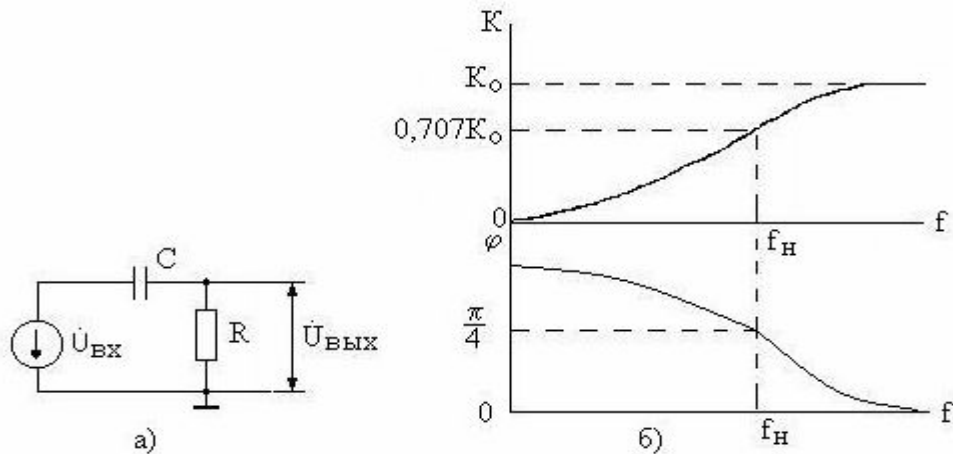


Рис.4.5. Работа каскада в области низких частот

На основе данной схемы находится коэффициент усиления  $K=U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}}$

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} = \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau},$$

(4.6)

где  $\tau = RC$  – постоянная времени цепи.

Для данной цепи модуль коэффициента усиления и вносимый фазовый сдвиг определяются формулами

$$K = \frac{\omega\tau}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \text{ и } \varphi = \arctg \frac{1}{\omega\tau},$$

а значение нижней граничной частоты пропускания равно  $f_H = \frac{1}{2\pi\tau}$ . Соответствующие амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики приведены на рис.4.5, б.

Коэффициент усиления по выходной цепи равен

$$K_n = \frac{S \cdot R_k \cdot R_n}{R_k + R_n + \frac{1}{j\omega_n \cdot C_p}} = \frac{S \cdot R_k \cdot R_n}{(R_k + R_n) \cdot \left(1 + \frac{1}{j\omega_n \cdot C_p \cdot (R_k + R_n)}\right)} = \frac{K_o}{1 + \frac{1}{j\omega_n \tau_n}}. \quad (4.7)$$

Величина  $\tau_n = C_p \cdot (R_k + R_n)$ , имеющая размерность времени, носит название постоянной времени каскада области низких частот. Для каскада промежуточного усиления необходимо иметь в виду, что сопротивлением нагрузки является входное сопротивление последующего каскада. Для этого каскада постоянная времени соответственно равна  $\tau_n = C_p \cdot (R_k + R_{\text{ВХ}2})$ .

Далее находятся модуль коэффициента усиления и фазовый сдвиг

$$K_n = \frac{K_o}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_n \tau_n}\right)^2}}, \quad \varphi_n = \arctg\left(\frac{1}{\omega_n \tau_n}\right) \text{ и} \quad (4.8)$$

коэффициент частотных искажений для выходной цепи каскада

$$M_n = \frac{K_o}{K_n} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_n \tau_n}\right)^2}. \quad (4.9)$$

<p>В общем виде коэффициент низкочастотных искажений <math>M_n = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2\pi \cdot f_n \cdot \tau_n}\right)^2}</math></p>
---

Коэффициент низкочастотных искажений для входной цепи, также может быть рассчитан по формуле 4.9 с учетом, что постоянная времени входной цепи области низких частот равна

$$\tau_n = C_{pвх} \cdot (R_r + R_{вх}). \quad (4.10)$$

Как было отмечено выше, в области низких частот дополнительно на уровень искажений оказывает влияние емкость конденсатора в цепи эмиттерной стабилизации режима, которая совместно с резистором  $R_3$  образует цепь отрицательной обратной связи с коэффициентом передачи  $\beta = \frac{Z_3}{R_{кн}}$ . В результате влияния ООС коэффициент усиления в области низких частот уменьшается

$$K_{нз} = \frac{K_o}{1 + \beta \cdot K_o} = \frac{K_o}{1 + \frac{Z_3}{R_{кн}} \cdot S \cdot R_{кн}} = K_o \cdot \frac{1 + j\omega\tau_3}{F + j\omega\tau_3}, \quad (4.11)$$

где:  $Z_3 = \frac{R_3}{1 + j\omega C_3 \cdot R_3} = \frac{R_3}{1 + j\omega\tau_3}$  - полное сопротивление в цепи эмиттера;

$F=1+SR_3$  – глубина обратной связи, образованной эмиттерной цепью.

Коэффициент частотных искажений, вносимый эмиттерной цепью, определяется формулой

$$M_{нз} = \sqrt{\frac{F^2 + (\omega_n \tau_3)^2}{1 + (\omega_n \tau_3)^2}} \approx \sqrt{1 + \left(\frac{S}{\omega_n \cdot C_3}\right)^2}. \quad (4.12)$$



Соотношения 4.9 и 4.12 используются для определения емкостей разделительных конденсаторов и конденсатора в цепи эмиттера, которые обеспечат принятый уровень частотных искажений.

Общий коэффициент частотных искажений для области низких частот находится в виде произведения его составных частей  $M_H = M_{HВЫХ} \cdot M_{HВХ} \cdot M_{HЭ}$ .

### 4.1.3. Область высоких частот

В области высоких частот определяющими факторами на уровень усиления являются зависимость коэффициента передачи тока  $h_{21}$  транзистора от частоты, наличие емкостей переходов транзистора  $C_{кб}$  и  $C_{эб}$ , нагрузки  $C_H$ , шунтирующих выход усилителя

$$Z_{к.н} = \frac{R_{к.н}}{1 + j\omega \cdot R_{к.н} (C_k + C_n)} \quad (4.13)$$

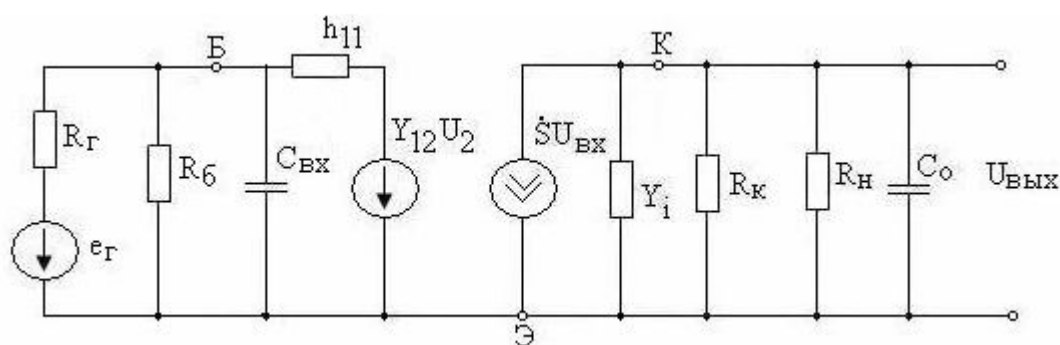


Рис.4.6. Эквивалентная схема каскада области высоких частот

Входная и выходная цепи представленной схемы также могут быть сведены к простой электрической схеме (рис.4.7,а), коэффициент передачи которой определяется соотношением

$$K(j\omega) = \frac{1}{j\omega C + \frac{1}{R}} = \frac{1}{1 + j\omega\tau} \quad (4.14)$$

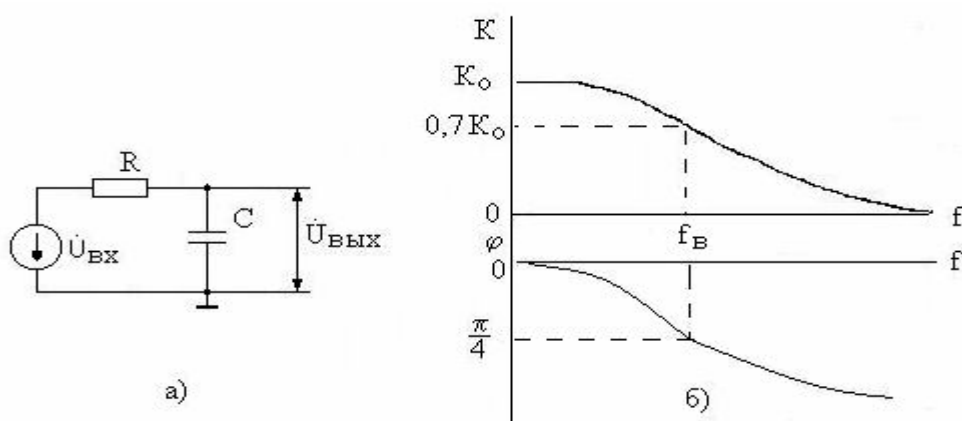


Рис.4.7. Работа каскада в области высоких частот

Модуль коэффициента усиления и вносимый фазовый сдвиг цепи определяются формулами  $K = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}}$  и  $\varphi = \text{arctg}\omega\tau$ , а значение высшей граничной частоты пропускания равно  $f_b = \frac{1}{2\pi\tau}$ .

Соответствующие амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики приведены на рис.4.7, б.

Из эквивалентной схемы (рис.4.6) для выходной цепи каскада находится коэффициент усиления в области высоких частот

$$K'_e = \frac{S}{Y_i + g_k + g_n + j\omega C_n} = \frac{S/(1 + j\omega\tau)}{g_i + g_k + g_n + j\omega C_k \cdot S \cdot r_o / (1 + j\omega\tau)}, \quad (4.15)$$

где  $\tau$  – постоянная времени транзистора.

Разделив числитель и знаменатель на сумму активных проводимостей, и пренебрегая ввиду малости внутренней активной проводимостью транзистора, находится значение коэффициента усиления

$$\dot{K}'_e = \frac{K_o}{1 + \tau + j\omega \cdot (C'_k + C_n) \cdot R_{KH}} = \frac{K_o}{1 + j\omega\tau_e}. \quad (4.16)$$

В этой формуле  $\tau_b = \tau + (C'_k + C_n) \cdot R_{KH}$  – постоянная времени каскада области высоких частот, где  $C'_k = C_k \cdot r_o \cdot S = S \cdot \tau_{oc}$  – приведенная емкость коллекторного перехода. Если в ней вынести за общую скобку приведенное сопротивление нагрузки

$$\tau_b = R_{KH} \cdot (\tau / R_{KH} + C'_k + C_n) = R_{KH} \cdot C_o. \quad (4.17)$$

то выражение в скобке, равное  $\tau / R_{KH} + C'_k + C_n = C_o$ , будет представлять приведенную емкость выходной цепи каскада.

Модуль коэффициента усиления, коэффициент частотных искажений и вносимый фазовый сдвиг в рассматриваемой области частот равны

$$K'_e = \frac{K_o}{\sqrt{1 + (\omega\tau_e)^2}}, \quad (4.18)$$

$$M'_e = \frac{K_o}{K'_e} = \sqrt{1 + (\omega\tau_e)^2}, \quad \varphi_b = - \text{arctg}(\omega\tau_b).$$

В общем виде коэффициент высокочастотных искажений  $M'_e = \sqrt{1 + (\omega\tau_e)^2}$

Из рассмотрения формулы коэффициента частотных искажений следует, что предельная высшая частота усиления при  $R_k=0$  ( $C_H=0$ ) определяется частотными свойствами транзистора

$$f_{\text{вперед}} = \frac{\sqrt{M_{\epsilon}^2 - 1}}{2\pi\tau_{\epsilon}} = \frac{\sqrt{M_{\epsilon}^2 - 1}}{2\pi\tau}. \quad (4.19)$$

Входная цепь каскада также вносит определенный уровень линейных искажений, причиной проявления которых является входная емкость каскада  $C_{\text{вх}} = C_{\text{бэ}} + C_k \cdot (1 + K_0)$ . Коэффициент частотных искажений и вносимый фазовый сдвиг входной цепи может быть найден также по формулам 4.18, в которых учитывается постоянная времени входной цепи, определяемая по соответствующей эквивалентной схеме  $\tau_{\text{ввх}} = C_{\text{вх}} \cdot (R_{\text{вх}} // R_r)$ .

Для одиночного каскада, а также для входного полный уровень вносимых частотных искажений определяется с учетом вносимых искажений входной и выходной цепей  $M_{\text{в}} = M_{\text{ввх}} \cdot M_{\text{ввых}}$ . Пренебрегая малым значением произведения постоянных времени  $\tau_{\text{ввх}} \cdot \tau_{\text{ввых}}$ , коэффициент частотных искажений одиночного каскада может быть рассчитан по формуле

$$M_{\epsilon} = \sqrt{1 + \omega^2_{\epsilon} (\tau_{\text{вх}}^2 + \tau_{\text{ввых}}^2)}. \quad (4.20)$$

При определении уровня искажений каскада промежуточного усиления принимается под сопротивлением нагрузки – входное сопротивление и емкость нагрузки – входная емкость последующего каскада.

На основании проведенного анализа можно получить общие выражения для расчета нормированной амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик

$$Y = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\omega\tau_{\epsilon} - \frac{1}{\omega\tau_H}\right)^2}}, \quad \varphi = \arctg\left(\omega\tau_{\epsilon} - \frac{1}{\omega\tau_H}\right). \quad (4.21)$$

## 4.2. Каскад с общим истоком

Принцип работы каскада с общим истоком (рис.4.8) аналогичен принципу работы каскада с общим эмиттером. Также снижение усиления при уменьшении частоты происходит из-за влияния разделительных конденсаторов, а при увеличении частоты – из-за влияния емкостей транзистора и нагрузки. Аналогично каскаду с ОЭ можно составить соответствующие эквивалентные схемы для каждой области частот, с помощью которых рассчитываются основные параметры каскада.

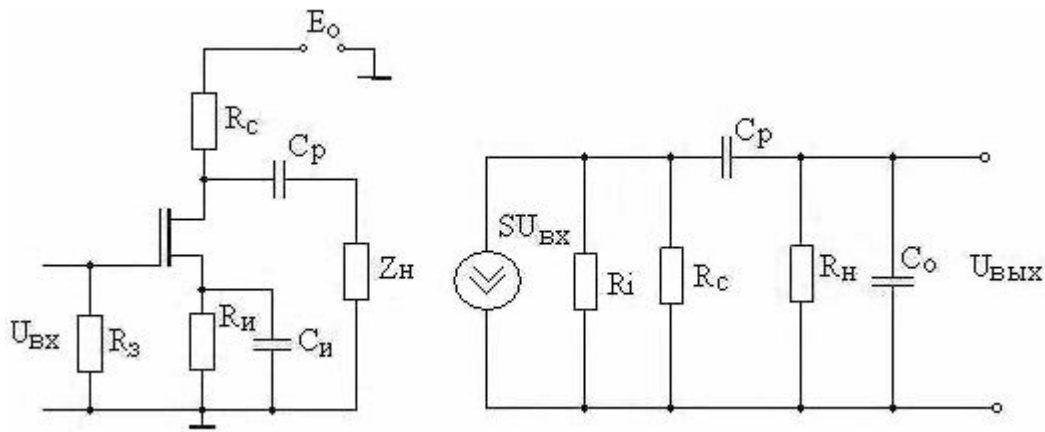


Рис.4.8. Принципиальная и эквивалентная схемы каскада с ОИ

В области средних частот коэффициент усиления определяется крутизной транзистора и сопротивлениями резисторов схемы

$$K_o = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{S}{g_i + g_c + g_n} \approx S \cdot \frac{R_c \cdot R_n}{R_c + R_n} = S \cdot R_{\text{сн}}, \quad (4.22)$$

входное сопротивление каскада – сопротивлением в цепи затвора  $R_{\text{вх}}=R_3$ ,  
 выходное сопротивление –  $R_{\text{вых}} = R_i \cdot R_c / (R_i + R_c) \approx R_c$ .

Так как в справочниках приводится значение крутизны транзистора  $S_n$  при максимальном токе стока, то для использования формулы (4.22) предварительно необходимо определить значение крутизны транзистора в рабочем режиме (тока стока в рабочей точке)

$$S = S_n \cdot \left(1 - \frac{U_{\text{зи}}}{U_{\text{отс}}}\right) = \frac{2I_{\text{сн}}}{U_{\text{отс}}} \cdot \left(1 - \frac{U_{\text{зи}}}{U_{\text{отс}}}\right). \quad (4.23)$$

В области низких частот уменьшение усиления определяется влиянием разделительного конденсатора и конденсатора в цепи истока. Поэтому расчет коэффициента частотных искажений  $M_n$  и фазового сдвига  $\varphi_n$  может произведен по формулам 4.8, 4.9, 4.12, в которых необходимо учитывать соответствующие значения постоянных времени области низких частот

$$\tau_n = C_p \cdot (R_c + R_n), \tau_{\text{нвх}} = C_{\text{рвх}} \cdot (R_i + R_3), \tau_{\text{и}} = C_{\text{э}} \cdot R_{\text{и}}. \quad (4.24)$$

В области высоких частот на коэффициент усиления оказывают влияние емкости выходной цепи каскада  $C_{\text{вых}}$  и нагрузки  $C_n$ , в связи с чем основные параметры каскада определяются по формулам 4.18, в которых принимается постоянная времени области высоких частот  $\tau_v = (C_{\text{вых}} + C_n) \cdot R_{\text{сн}} = C_o \cdot R_{\text{сн}}$ .

Одним из показателей, характеризующего эффективность как отдельного усилительного каскада, так и усилительного устройства в целом является добротность (площадь усиления схемы).

Величина добротности определяется соотношением

$$D_y = K_o \cdot \Delta f \approx K_o \cdot f_o. \quad (4.25)$$

Подставляя в данную формулу соотношение для номинального коэффициента усиления, например (4.22), и выражая из формулы (4.18) значение высшей частоты усиления, можно найти связь добротности и параметров схемы усилителя

$$D_y = S \cdot R'_c \cdot \frac{\sqrt{M^2_o - 1}}{2\pi \cdot R'_c \cdot C_o} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{S}{C_o}. \quad (4.26)$$

### 4.3. Каскад с общей базой

Усилительный каскад, в котором транзистор включен по схеме с общей базой, представлен на рис. 4.8.

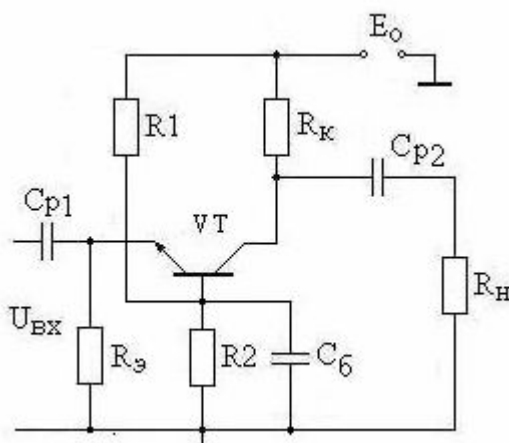


Рис.4.8. Каскад с общей базой

Нахождение параметров каскада с общей базой производится аналогично каскаду с ОЭ с учетом различий в значениях параметров схем включения транзисторов.

Входное сопротивление каскада определяется входным сопротивлением транзистора  $h_{11o} = r_3 + r'_6 \cdot (1 - h_{21o})$  и резистором в цепи эмиттера, а выходное - в основном сопротивлением резистора в цепи коллектора

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_3 \cdot h_{11o}}{R_3 + h_{11o}}, \quad R_{\text{вых}} \approx R_k. \quad (4.27)$$

Сравнение значений входных сопротивлений каскадов с общим эмиттером и общей базой показывает, что  $R_{\text{вхлэ}} > R_{\text{вхоб}}$ . При этом входное сопротивление транзистора в схеме с ОБ так же, как и в каскаде с ОЭ, зависит от режима работы.

Номинальный коэффициент усиления в области средних частот находится аналогично каскаду с общим эмиттером

$$K_o = \frac{\alpha \cdot R_{кн}}{h_{11б}} = S \cdot \frac{R_k \cdot R_n}{R_k + R_n}, \quad (4.28)$$

В области верхних частот усиление также уменьшается из-за снижения коэффициента передачи  $h_{21б} = \alpha$  и влияния емкостей коллекторного перехода  $C_k$  и нагрузки  $C_n$ . Так как каскад с ОБ по сравнению с каскадом с ОЭ имеет меньшее значение входной емкости ( $C_{вх} = C_{эб}$ ) и большую величину граничной частоты усиления транзистора ( $f_\alpha > f_\beta$ ), то он вносит меньшие частотные искажения в области высоких частот.

#### 4.4. Каскад с общим коллектором

В каскаде с общим коллектором (ОК) выходной цепью (рис.4.9, а), в которой находится сопротивление нагрузки, является эмиттер. Назначение элементов делителя  $R1$  и  $R2$ , разделительных конденсаторов  $C_{p1}$  и  $C_{p2}$  аналогично назначению этих элементов в схеме каскада с ОЭ.

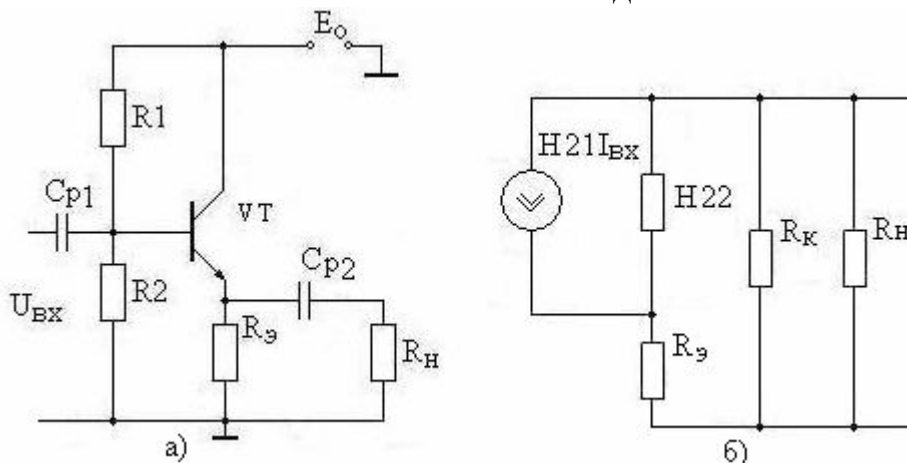


Рис.4.9. Каскад с общим коллектором

Особенностью каскада является наличие глубокой отрицательной обратной связи, поскольку управляющий сигнал равен разности входного и выходного (обратной связи) сигналов. Для приведенной схемы коэффициент передачи цепи обратной связи равен единице ( $U_{ос} = U_{вых}$ ).

Выходное напряжение находится в фазе со входным. Например, увеличение входного сигнала увеличивает ток коллектора и соответственно выходное напряжение. Поскольку в каскаде присутствует глубокая отрицательная обратная связь, каскад допускает большие амплитуды входного сигнала без перегрузки транзистора.

Используя свойства обратных связей, можно получить для этого каскада значения основных параметров.

Входное сопротивление каскада определяется параллельным включением сопротивления делителя по переменному току ( $R_6=R1/R2$ ) и сопротивления транзистора для рассматриваемой схемы включения

$$R_{\text{трок}} = R_{\text{тр}} \cdot (1 + \beta K) = h_{11} \cdot (1 + SR_{\text{эн}}) = h_{11} + h_{21} \cdot R_{\text{эн}}. \quad (4.29)$$

Коэффициент усиления в области средних частот равен

$$K_{\text{он}} = \frac{K}{1 + \beta K} = \frac{h_{21} \cdot R_{\text{эн}}}{h_{11} \cdot (1 + h_{21} \cdot R_{\text{эн}})} \approx 1, \quad (4.30)$$

где  $R_{\text{эн}} = R_3/R_H$  – сопротивление нагрузки каскада переменному току.

Выходное сопротивление каскада зависит от сопротивления источника управляющего сигнала

$$R_{\text{вых}} = \frac{h_{11} + R'_e}{1 + H_{21\beta}} // R_3, \quad (4.31)$$

где  $R'_e = R_r/R_6$  – эквивалентное сопротивление источника сигнала.

Действие отрицательной обратной связи распространяется и на частотные свойства каскада, что приводит к соответствующему уменьшению уровней вносимых частотных и фазовых искажений

$$K_{\text{эн}} = \frac{K_e}{1 + \beta K_e} = \frac{K_o / (1 + j\omega\tau_e)}{1 + K_o / (1 + j\omega\tau_e)} = \frac{K_{\text{он}}}{1 + j\omega\tau_{\text{эн}}}, \quad (4.32)$$

где:  $\tau_{\text{вп}} = \tau_e / (1 + K_o)$  – постоянная времени каскада с ОК.

В связи с тем, что в каскаде с ОК амплитуда выходного сигнала практически равна амплитуде входного ( $K_{\text{оп}} \approx 1$ ) и фаза выходного сигнала совпадает с фазой входного, каскад носит название эмиттерного повторителя. Эмиттерный повторитель и аналогично стоковый повторитель применяется в качестве входных и выходных каскадов для обеспечения большого входного и малого выходного сопротивлений усилителя. Повторители успешно используются, когда нагрузкой усилителя является кабель. При этом, если активное сопротивление нагрузки превосходит волновое сопротивление кабеля (нагрузка не согласована  $R_H \gg \rho$ ), то можно считать, что повторитель работает на емкость  $C_o = C_{\text{вых}} + C_H$ . Эквивалентная емкость нагрузки определяется длиной кабеля  $L$  (в см) и его волновым сопротивлением  $\rho$

$$C_H = 3.3 \cdot 10^3 \cdot L / \rho \quad [\text{пФ}]. \quad (4.33)$$

В случае согласованного кабеля ( $R_H = \rho$ ) можно полагать, что повторитель работает на активную нагрузку  $Y_H = S + 1/R_3 + 1/\rho$ .

## 4.5. Усиление импульсных сигналов

Качественная оценка работы усилительного каскада при усилении импульсного сигнала производится

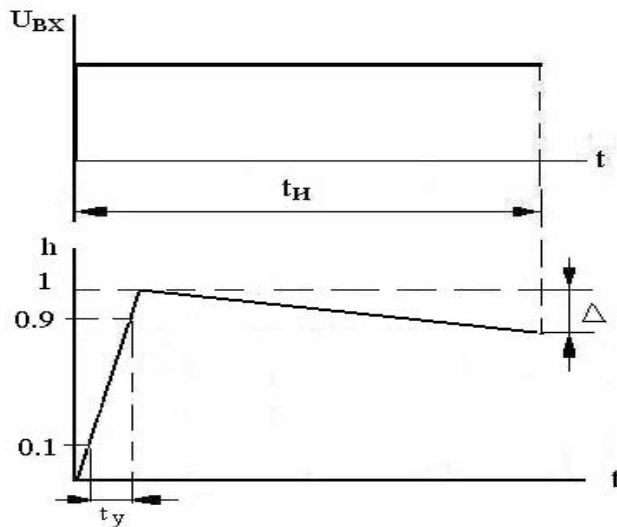


Рис. 4.10. Переходная характеристика

при помощи переходной характеристики (рис.4.10). При этом полагают, что входной сигнал представляет собой единичный скачок  $1(t)$ , ограниченный во времени длительностью  $t_{и}$ . Из рассмотрения эквивалентных схем каскадов с ОЭ или ОИ следует, что в момент подачи входного сигнала начинается заряд емкостей  $C_p$  и  $C_n$  ( $C_o$ ). В связи с тем, что на заряд емкости требуется определенное время, то вы-

ходное напряжение, равное напряжению на емкости нагрузки, будет

возрастать постепенно. Таким образом, время установления переднего фронта выходного импульса определяется временем заряда емкости нагрузки.

Так как емкость нагрузки значительно меньше емкости разделительного конденсатора ( $C_p \gg C_o$ ), то по мере действия входного сигнала конденсатор  $C_p$  будет продолжать заряжаться. По мере заряда разделительного конденсатора выходное напряжение будет уменьшаться ( $U_{\text{вых}} = U_{\text{кз}} - U_c$ ), что приведет к спаду вершины импульса.

**Импульс** – кратковременное изменение напряжения или тока.

**Длительность импульса** – продолжительность действия импульса во времени.

Выражение для переходной характеристики можно получить из уравнения амплитудно-частотной. Заменой " $j\omega$ " на оператор " $p$ " получается значение изображения

$K(p) = \frac{K_o}{1 + p\tau_s + 1/p\tau_n}$ , оригиналом которого является

$K(t) = K_o \cdot (e^{-\frac{t}{\tau_n}} - e^{-\frac{t}{\tau_s}})$ , что дает уравнение переходной характеристики

$$h(t) = \frac{K(t)}{K_o} = e^{-\frac{t}{\tau_n}} - e^{-\frac{t}{\tau_s}}. \quad (4.34)$$

По аналогии с АЧХ, учитывая соотношение  $\tau_b \ll \tau_n$ , переходная характеристика разбивается на два временных интервала: области малых и больших времен.



#### 4.5.1. Область малых времен

В этой области, которой соответствует эквивалентная схема (рис.4.6), принимается, что  $\tau_H \rightarrow \infty$ . В этом случае уравнение переходной характеристики будет иметь вид  $h_g(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_g}}$ . Поскольку по определению  $h_B(t_1) = 0.1$  и  $h_B(t_2) = 0.9$ , а  $t_y = t_2 - t_1$ , то, принимая в уравнении  $t = t_y$ , находится

$$t_y = \tau_B \text{Ln}0.9 - \tau_B \text{Ln}0.1 = \tau_B \text{Ln}9 = 2.2\tau_B. \quad (4.35)$$

Таким образом, чем меньше время установления, тем круче передний фронт усиливаемого импульса.

*Время установления – время, в течение которого происходит нарастание переднего фронта выходного импульса.*

Так как коэффициент высокочастотных искажений  $M_B$  и время установления определяются одной величиной  $\tau_B$ , то между ними существует однозначная связь при  $M_B = 1.41$

$$t_y = \frac{2.2\sqrt{M_B^2 - 1}}{2\pi F_g} = \frac{0.35}{F_g}. \quad (4.36)$$

#### 4.5.2. Область больших времен

Для области больших времен, которой соответствует эквивалентная схема рис.4.4, уравнение переходной характеристики будет иметь вид

$$h(t_u) = e^{-\frac{t}{\tau_H}} \approx 1 - \frac{t_u}{\tau_H}.$$

Как было отмечено выше, за время действия входного сигнала длительностью  $t_H$  выходное напряжение уменьшается по мере заряда разделительного конденсатора и к окончанию его заряда уровень снизится на величину спада

$$\Delta = h(t_0) - h(t_H) = t_H / \tau_H. \quad (4.37)$$

*Спад вершины – относительная величина, показывающая уровень уменьшения амплитуды выходного сигнала за время действия входного. (Может быть выражен и в процентах)*

Спад вершины импульса также связан с низшей частотой усиления

$$\Delta = \frac{t_u}{\tau_n} t_u \cdot 2\pi F_n \cdot \sqrt{M_n^2 - 1} = 2\pi F_n t_u \cdot \quad (4.38)$$

Таким образом, по заданным значениям времени установления и спада вершины импульса можно определить необходимый диапазон частот, обеспечивающий переходные искажения.

Для многокаскадных усилителей уровень переходных искажений определяется по формулам:

$$t_y = \sqrt{t_{y1}^2 + t_{y2}^2 + \dots + t_{yn}^2} \quad (4.39)$$

$$\Delta = \Delta_1 + \Delta_2 + \dots + \Delta_n$$

### 4.5.3. Работа повторителей в импульсном режиме

В момент начала действия входного сигнала в транзисторе образуется скачок тока  $\Delta I_k = S \cdot U_{вх}(t)$ . По мере заряда емкости нагрузки начинает проявляться действие ООС, что уменьшает уровень управляющего напряжения, которое и определяет конечное значение степени нарастания выходного напряжения. Таким образом, повторитель обладает меньшим временем установления, так как имеет меньшую постоянную времени  $\tau_{вп} = \tau_b / F$ .

## 4.6. Трансформаторные каскады

Трансформаторные каскады находят применение в качестве окончательных, когда необходимо получить выходное напряжение больше напряжения питания, а также в промежуточных при необходимости произвести согласование выходного сопротивления активного элемента с входным сопротивлением следующего каскада.

В трансформаторном каскаде (рис. 4.10, а) взамен резистора в выходной цепи активного элемента введен трансформатор. В связи с этим нагрузкой транзистора по постоянному току является активное сопротивление первичной обмотки трансформатора  $r_1$ , а по переменному току – приведенное сопротивление  $R'_k = r_1 + r'_2 + R'_n$ . Заданный режим работы ( $I_{ко}$ ,  $U_{ко}$ ) также определяется сопротивлениями делителя во входной цепи, термостабильность режима обеспечивается цепочкой  $R_3 C_3$ .

Эквивалентная схема каскада для переменного тока с сопротивлением нагрузки, приведенным к его первичной обмотке, приведена на рис. 4.10, б. В этой схеме  $r_1$  и  $r_2$  – активные сопротивления первичной и вторичной обмоток,  $L_1$  – индуктивность первичной обмотки,  $L'_{s2}$  – индуктивность рассеяния трансформатора,  $C'_o = C_n + C_{тр}$  – полная емкость каскада. Приведение произво-

дится с использованием коэффициента трансформации  $n=W_2/W_1$ , где  $W$ - число витков обмоток трансформатора.

Приведенные значения соответственно равны:

$$r'_2 = r_2/n^2, R'_H=R_H/n^2, L'_s= L_s/ n^2 . \quad (4.40)$$

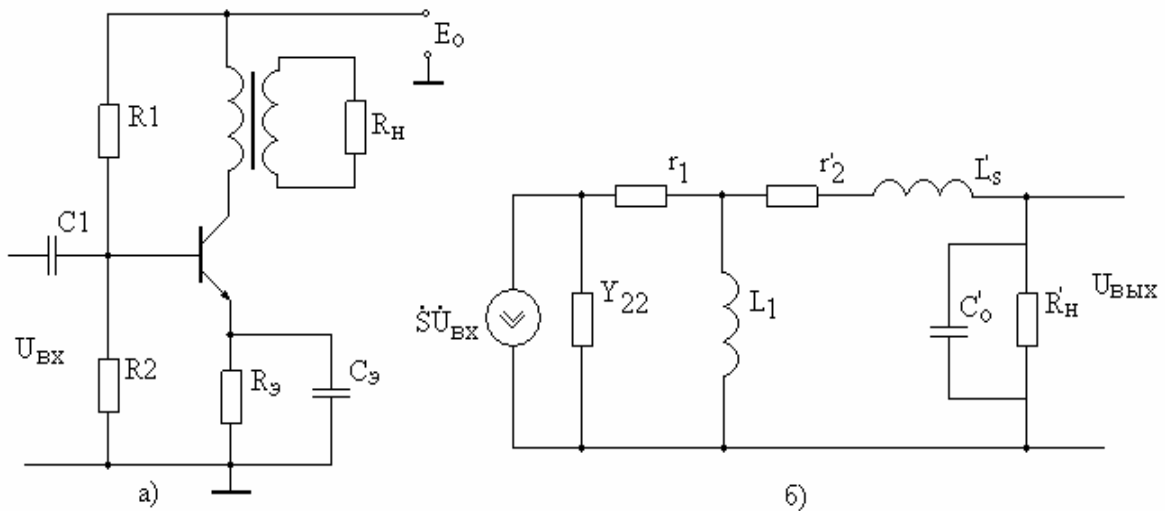


Рис.4.11. Схема трансформаторного каскада

Анализ эквивалентной схемы показывает, что уровень усиления каскада на различных частотах определяется индуктивностями и емкостью.

#### 4.6.1. Область средних частот

В области средних частот можно полагать, что влияние индуктивностей и емкости незначительно и поэтому коэффициент усиления определяется только активными сопротивлениями и коэффициентом трансформации

$$K_o = \frac{S \cdot n_{mp} \cdot R'_H}{r_1 + r'_2 + R'_H} . \quad (4.41)$$

Выходное сопротивление каскада с учетом внутреннего сопротивления транзистора и формул приведения равно

$$R_{\text{вых}}=(R_i+r_1+r'_2) \cdot n^2 \quad (4.42)$$

#### 4.6.2. Область низких частот

Поскольку  $L_1 \gg L_s$ , то снижение усиления на низких частотах определяется влиянием индуктивности  $L_1$ , у которой в этой области частот уменьшается сопротивление  $X_L = \omega L_1$ , что приводит к шунтированию выхода транзистора. Коэффициент частотных искажений определяется стандартной формулой (4.9), в которой постоянная времени области низких частот принимается равной  $\tau_H = L_1 \cdot [r_1 // (r'_2 + R'_H)]$ .

### 4.6.3. Область высоких частот

В области высоких частот работа каскада возможна в двух режимах. Первый режим, характерный для окончательных или для промежуточных каскадов, в которых транзистор, обладающей большой предельной частотой усиления, включен по схеме с общей базой, является режимом работы на активную нагрузку. В этом случае коэффициент усиления уменьшается ввиду роста сопротивления индуктивности рассеяния  $L_s$  и при расчете коэффициента частотных искажений  $M_g = \sqrt{1 + (\omega_g \tau_g)^2}$  постоянная времени области высоких частот каскада с ОИ равна  $\tau_b = L'_{s2} \cdot R'_k$  и каскада с ОЭ –  $\tau_b = \tau + L'_{s2} \cdot R'_k$ .

Второй режим, когда промежуточный каскад работает на каскад с общим эмиттером, является режимом работы на емкостную нагрузку. В определенном диапазоне частот, в котором проявятся резонансные явления колебательного контура, образованного индуктивностью  $L_s$  и емкостью  $C_o$  коэффициент усиления может возрасти. Значение частоты, на которой возможен резонанс, определяется по формуле

$$f_o = \frac{1}{2\pi \cdot n \sqrt{L_s C_n}}. \quad (4.43)$$

#### Вопросы для самопроверки

1. Начертить эквивалентную схему усилительного каскада с ОЭ и объяснить ее построение.
2. Какие параметры каскада с ОЭ определяют вид амплитудно-частотной характеристики в области низких частот?
3. Какие параметры каскада с ОЭ определяют вид амплитудно-частотной характеристики в области высоких частот?
4. Какие параметры биполярного транзистора влияют на ход амплитудно-частотной характеристики?
5. Начертить эквивалентную схему усилительного каскада с ОИ и объяснить ее построение.
6. Какие параметры каскада с ОИ определяют спад вершины импульса и его время установления?
7. Назвать основные отличия показателей каскадов с ОЭ и ОБ.
8. Какими достоинствами и недостатками обладает эмиттерный (стоковый) повторитель?
9. Какие параметры трансформаторного каскада определяют вид амплитудно-частотной характеристики в области высоких частот?
10. Какие параметры трансформаторного каскада определяют вид амплитудно-частотной характеристики в области низких частот?



## 5. Коррекция показателей

Одним из показателей усилителей, применяемым в основном для оценки широкополосных усилителей, является добротность усилителя, под которой понимается собой площадь, ограниченная амплитудно-частотной характеристикой

$$Q_y = \Pi_y = K_o \cdot \Delta F \approx K_o \cdot F_B. \quad (5.1)$$

Из приведенной формулы определения добротности следует, что ее увеличение возможно либо за счет повышения номинального коэффициента усиления  $K_o$ , либо путем расширения диапазона усиливаемых частот  $\Delta F$ .

*Добротность (площадь усиления) усилителя – есть площадь, ограниченная амплитудно-частотной характеристикой в заданном диапазоне частот.*

### 5.1. Методы повышения коэффициента усиления

Номинальный коэффициент усиления определяется крутизной  $S$  активного элемента и приведенным сопротивлением нагрузки  $R_{кн}$  в его выходной цепи  $K_o = S \cdot R_{кн}$ . Следовательно, повысить коэффициент усиления возможно за счет выбора транзистора с большим коэффициентом передачи  $h_{21}$  тока базы ( $S = h_{21}/h_{11}$ ), выбором режима работы транзистора, при котором крутизна имеет максимальное значение, или увеличив сопротивление в выходной цепи транзистора. Применение указанных способов не рационально так как:

- крутизна для высокочастотных транзисторов прямо пропорциональна току в рабочей точке  $S \approx I_{к0} / \varphi_T$ , из чего следует необходимость либо использования повышенного напряжения питания, либо малых сопротивлений в выходной цепи транзистора. Последнее приводит к уменьшению уровня усиления, поскольку в режиме холостого хода  $K_o = S \cdot R_k$ ;

- увеличение сопротивления в выходной цепи коллектора дает эффект повышения усиления. Однако, повышение сопротивления приводит к увеличению постоянной времени выходной цепи и соответственно к повышению коэффициента частотных искажений и уменьшению площади усиления, а также к уменьшению амплитуды выходного тока.

Одним из способов увеличения коэффициента передачи тока базы транзистора, а, следовательно, и крутизны является использование составных транзисторов (схем Дарлингтона). Составные транзисторы можно рассматривать как несколько каскадно соединенных транзисторов (рис.5.1), каждый из которых включен по своей схеме.

**Составной транзистор** – представляет собой соединение нескольких транзисторов, при котором эмиттер предыдущего транзистора связан с базой последующего, а коллекторы всех транзисторов объединены.

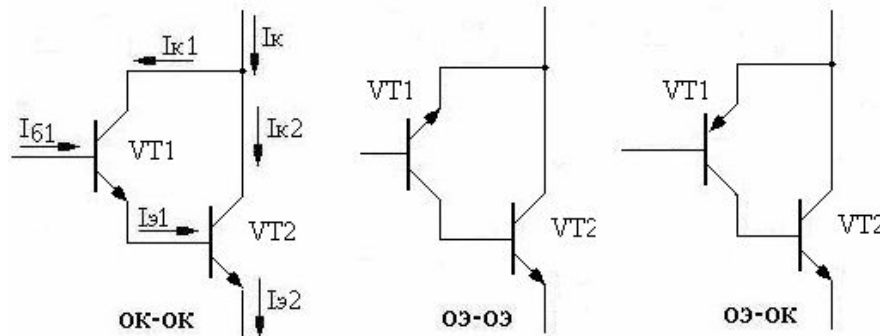


Рис.5.1. Основные схемы составных транзисторов

Общий коэффициент передачи составного транзистора можно определить из соотношений, справедливых для отдельного транзистора. Так, для схемы рис. 5.1,а общий выходной ток равен сумме коллекторных токов транзисторов  $I_k = I_{k1} + I_{k2}$ , ток коллектора первого транзистора  $I_{k1} = \beta_1 \cdot I_{б1}$ , ток коллектора второго транзистора с учетом равенства  $I_{б2} = I_{э1}$  составляет

$$I_{k2} = \beta_2 \cdot I_{б2} = \beta_2 \cdot I_{э1} = \beta_2 \cdot (\beta_1 + 1) \cdot I_{б1}, \quad (5.2)$$

откуда общий коэффициент передачи входного тока

$$\beta = I_k / I_{б1} = \beta_2 \cdot \beta_1 + \beta_1 + \beta_2. \quad (5.3)$$

Дополнительным преимуществом составных транзисторов является их повышенное входное сопротивление

$$R_{вх} \approx h_{111} + h_{211} \cdot h_{112}, \quad (5.4)$$

что повышает коэффициент передачи входной цепи и соответственно сквозной коэффициент усиления.

При подборе составных транзисторов необходимо второй транзистор выбирать более мощным, так как выходной ток первого является входным для второго.

Существенное повышение номинального коэффициента достигается использованием динамических нагрузок. Пример построения каскада с динамической нагрузкой приведен на рис.5.2, а, где непосредственно усилительным каскадом является часть схемы, собранная на транзисторе VT2, а дина-

мическое его сопротивление есть внутреннее сопротивление транзистора VT1. Поскольку динамическое сопротивление транзистора значительно больше статического (постоянному току в рабочей точке), то увеличивается коэффициент усиления, определяемый сопротивлением в выходной цепи переменному току.

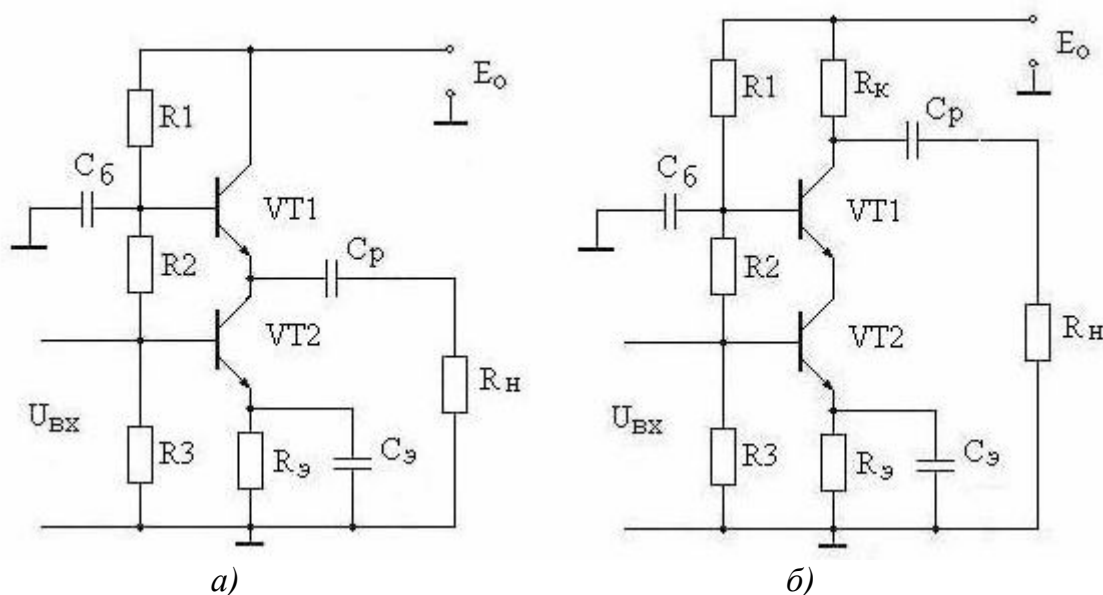


Рис.5.2. Схемы каскада с динамической нагрузкой и каскодного усилителя

Каскодная схема (рис.5.2, б) представляет собой усилительную схему, состоящую из отдельных каскадов с разными схемами включения. Базовая часть представляет собой каскад с общим эмиттером (исток), нагрузкой которого является входное сопротивление каскада с общей базой.

**Каскодный усилитель** — усилитель, совмещающий в одной схеме каскады с общим эмиттером (исток) и каскад с общей базой (затвором).

Для частей схемы коэффициенты усиления соответственно равны:

$$K_1 = \frac{\alpha \cdot R_k}{h_{11б}}, K_2 = \frac{B \cdot h_{11б}}{h_{11э}}.$$

Общий коэффициент усиления каскода равен

$$K = K_1 \cdot K_2 = \frac{\alpha \cdot B \cdot R_k}{h_{11э}} = \alpha \cdot S \cdot R_k. \quad (5.5)$$

Одним из способов увеличения сквозного коэффициента усиления может построение входных каскадов с повышенным входным сопротивлением.

## 5.2. Низкочастотная коррекция

Целью введения низкочастотной коррекции является уменьшение уровня частотных или переходных искажений, что соответствует уменьшению низшей частоты усиления или спада вершины импульса. Коррекция осуществляется цепочкой  $R_\phi C_\phi$  (рис. 5.3, а).

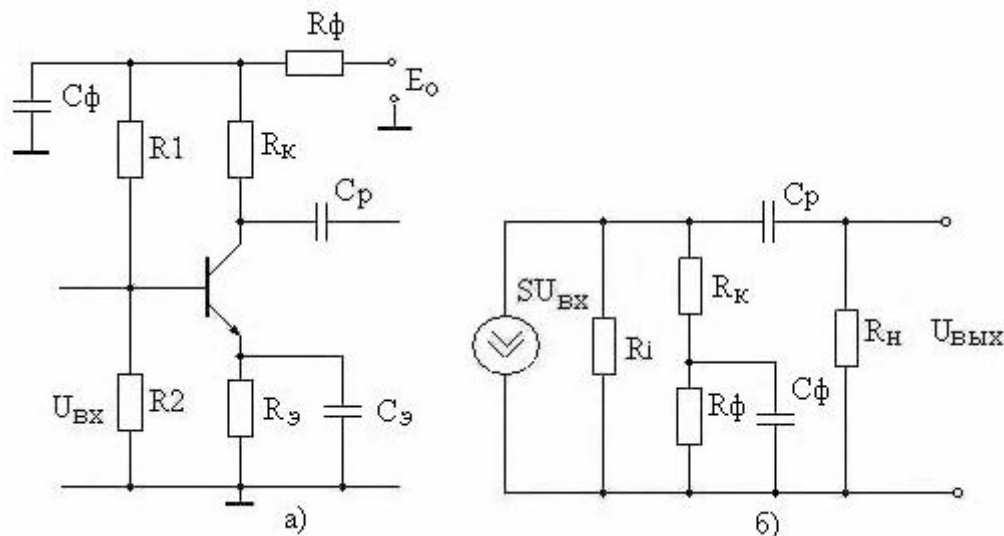


Рис.5.3. Принципиальная и эквивалентная схема с цепью низкочастотной коррекции

При рассмотрении работы усилительного каскада в области низких частот было выяснено, что основной причиной уменьшения усиления является увеличение сопротивления разделительного конденсатора и соответствующий рост на нем падения напряжения. Поэтому при стандартном значении коэффициента частотных искажений  $M_n = 3$  дБ низшая частота усиления равна (кривая 1 рис.5.4, б)

$$F_n = f_1 = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_n} = \frac{1}{2\pi \cdot C_p \cdot (R_k + R_n)} \quad (5.7)$$

При введении цепи коррекции нагрузкой транзистора становится сопротивление

$$Z_k = \frac{R_k}{1 + j\omega C_\phi R_\phi} = \frac{R_k}{1 + j\omega \tau_\phi} \quad (5.8)$$

которое на средних частотах равно  $Z_k = R_k$ , и при уменьшении частоты стремится к значению  $Z_k = R_k + R_\phi$  (рис. 5.4, а). В результате этого возрастает напряжение  $U_{кз}$ , что компенсирует рост падения напряжения на разделительном конденсаторе.

При отсутствии конденсатора фильтра ( $C_\phi = 0$ ) в цепи коллектора транзистора нагрузка будет иметь активный характер, и низшая частота усиления станет равной (кривая 2 рис.5.4, б)



$$F_n = f_2 = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_{n2}} = \frac{1}{2\pi \cdot C_p \cdot (R_k + R_\phi + R_n)}. \quad (5.9)$$

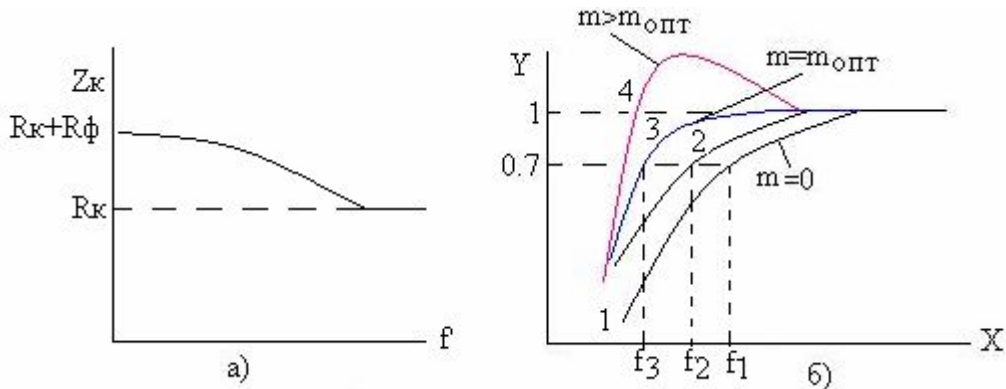


Рис.5.4. Характеристики, поясняющие работу низкочастотной коррекции

В общем случае коэффициент усиления в области низких частот определяется по формуле

$$K_{нк} = \frac{S \cdot Z_k \cdot R_n}{Z_k + R_n + 1/j\omega C_p}. \quad (5.10)$$

Далее находятся нормированный коэффициент усиления скорректированного усилителя и его модуль

$$Y_{нк} = \frac{(1 + a + jxm) \cdot jx}{1 + jx \cdot (1 + ab) + jxm - x^2}, \quad (5.11)$$

$$Y_{нк} = \sqrt{\frac{x^2 \cdot [1 + a]^2 + x^2 m^2}{1 + x^2 \cdot (1 + ab + m)^2 + x^2 m^2}}, \quad (5.12)$$

где:  $a = R_\phi/R_k$  – коэффициент пропорциональности;

$b = R_k/(R_k + R_n)$  – коэффициент распределения тока коллектора;

$m = R_\phi C_\phi / (R_k + R_n) C_p = \tau_\phi / \tau_n$  – коэффициент низкочастотной коррекции.

**Коэффициент коррекции** (низкочастотной, высокочастотной) показывает, на какую величину изменится постоянная времени (области низких или высоких частот) при введении цепи коррекции.

Эффективность коррекции определяется выбором цепи коррекции. Решая последнее уравнение классическим способом (нахождение производной  $dY/dX=0$ ) или методом Брауде (составление уравнения из коэффициентов при равных степенях нормированной частоты  $X$  числителя и знаменателя), находится оптимальное значение коэффициента коррекции

$$m_{opt} = \sqrt{a^2 - 2ab + 2a} - ab \approx \sqrt{a^2 - 2a}. \quad (5.13)$$

Последнее соотношение справедливо при  $R_H \gg R_K$ . При использовании оптимальной коррекции будет иметь место равномерная амплитудно-частотная характеристика (кривая 3 рис.5.4, б). Значение низшей частоты усиления в этом случае равно

$$F_{нк} = f_3 = \frac{1}{2\pi\tau_n \cdot (1+a)}. \quad (5.14)$$

Таким образом, выигрыш от введения коррекции составляет

$$B = f_1/f_3 = (1+a). \quad (5.15)$$

В случае превышения коэффициента коррекции оптимального значения уровень компенсации будет больше падения напряжения на разделительном конденсаторе, что приведет к увеличению коэффициента усиления (кривая 4 рис.5.4, б). Эффект перекоррекции используется во многокаскадных усилителях, чтобы цепи коррекции вводить не в каждом каскаде.

Применение низкочастотной коррекции позволяет уменьшить спад вершины импульса  $\Delta_k = \Delta - \Delta_\phi$ . Уровень уменьшения спада определяется по формуле

$$\Delta_\phi = a \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_u}{\tau_\phi}}\right) \approx a \cdot \frac{t_u}{\tau_\phi} = \frac{R_\phi}{R_k} \cdot \frac{t_u}{C_\phi R_\phi} = \frac{t_u}{\tau_k}. \quad (5.16)$$

### 5.3. Простая параллельная высокочастотная коррекция

Рассматриваемая высокочастотная коррекция осуществляется включением в выходную цепь активного элемента индуктивности  $L_k$  (рис. 5.5,а).

Свое название эта коррекция получила ввиду того, что индуктивность коррекции и полная емкость каскада  $C_o$  образуют параллельный колебательный контур (рис. 5.5,б), резонансная частота которого должна быть равной высшей частоте усиления  $F_B$ , что обеспечивает увеличение усиления  $K_B$ .

Помимо параллельной высокочастотной коррекции существует последовательная коррекция, когда корректирующая индуктивность включена последовательно с входной емкостью следующего каскада.

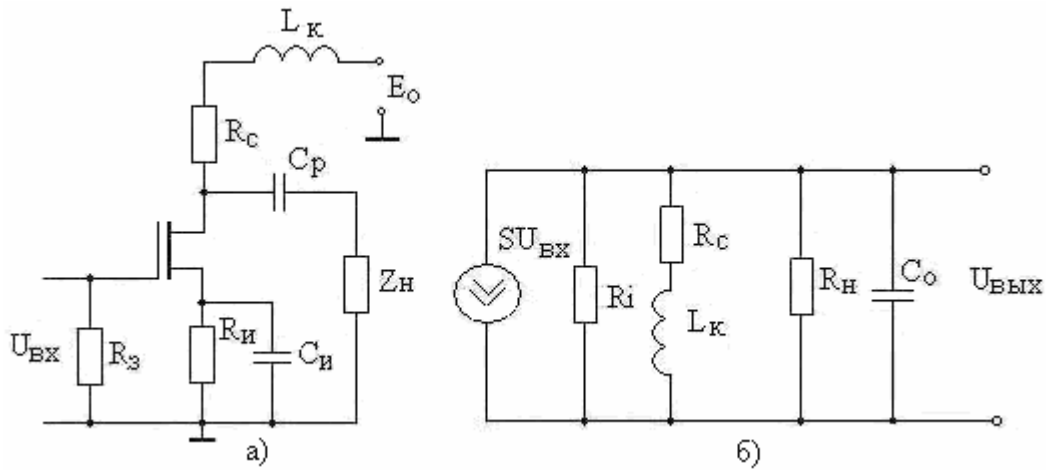


Рис.5.5. Усилительный каскад с цепью высокочастотной коррекции

Коэффициент усиления скорректированного каскада с общим истоком будет равен

$$K_s = \frac{S}{1/(R_c + j\omega L_k) + j\omega C_o} = \frac{S \cdot (R_c + j\omega L_k)}{1 + j\omega R_c C_o + (j\omega)^2 C_o L_k} = K_o \cdot \frac{1 + j\omega L_k / R_c}{1 + j\omega R_c C_o + (j\omega)^2 C_o L_k}.$$

Принимая обозначения:  $\tau_b = R_c \cdot C_o$  – постоянная времени области высоких частот,  $\tau_k = L_k / R_c$  – постоянная цепи коррекции,  $X = \omega \tau_b$  – нормированная частота и  $m = \tau_k / \tau_b = L_k / R_c^2 C_o$  – коэффициент высокочастотной коррекции, находится окончательное соотношение коэффициента усиления

$$K_{вк} = K_o \cdot \frac{1 + jXm}{1 + jX - X^2 m^2}. \quad (5.17)$$

Далее находятся значение нормированного усиления и его модуля

$$Y_{вк} = \sqrt{\frac{1 + X^2 m^2}{(1 - X^2 m^2)^2 + X^2}}. \quad (5.18)$$

Решая последнее уравнение методом Брауде, находится оптимальное значение коэффициента высокочастотной коррекции, при котором амплитудно-частотная характеристика будет иметь равномерный вид (рис. 5.6, а)

$$m^2 = 1 - 2m, m_{опт} = 0.414. \quad (5.19)$$

Эффективность введения коррекции при небольших значениях коэффициента коррекции может быть найдена по формуле

$$B = \frac{F_{\text{вк}}}{F_{\text{г}}} = \frac{\sqrt{2}}{1-m^2} \cdot \sqrt{m^2 + \sqrt{m^2 + (1-m_2)^2}}. \quad (5.20)$$

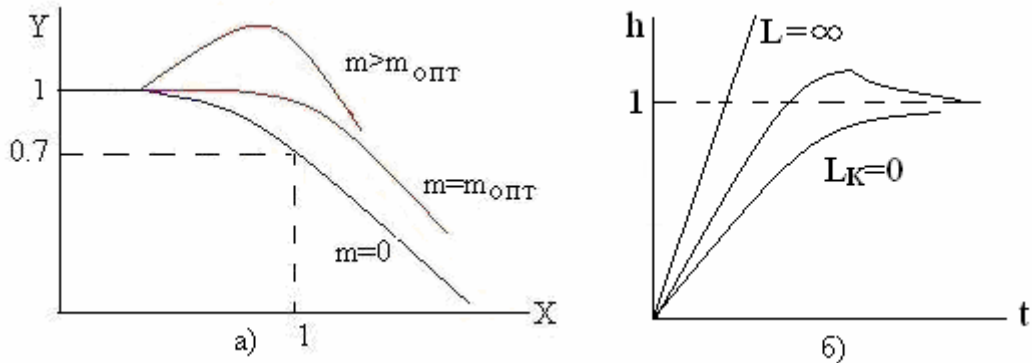


Рис.5.6. Характеристики каскада с высокочастотной коррекцией

В случае принятия коэффициента высокочастотной коррекции больше оптимального на высшей частоте будет иметь место подъем АЧХ.

Высокочастотная коррекция может быть использована для уменьшения времени установления усиленного импульсного сигнала. Введение корректирующей индуктивности увеличивает сопротивление в выходной цепи активного элемента  $Z_c = R_c + j\omega L_k$ , что приводит к росту тока заряда емкости  $C_0$  (при бесконечно большой индуктивности выходное напряжение будет стремиться к значению  $U_{\text{вых}} = S U_{\text{вх}} C_0$ ). Ход нарастания выходного сигнала при различных значениях индуктивности показан на рис. 5.6, б.

Оптимальная величина коэффициента высокочастотной коррекции для уменьшения времени установления может быть найдена из уравнения 5.14, в котором  $j\omega$  заменяется на оператор  $p$ .

$$Y(p) = \frac{1 + p\tau_g m}{1 + p\tau_g + p^2\tau_g^2 m} = \frac{1 + p\tau_g m}{(p - p_1) \cdot (p - p_2)}. \quad (5.21)$$

Приравнявая знаменатель полученного выражения нулю, получается характеристическое уравнение, корни которого равны

$$p_{1,2} = \frac{-\tau_g \pm \sqrt{\tau_g^2 - 4\tau_g m}}{2\tau_g^2 m} = \frac{-1 \pm \sqrt{1 - 4m}}{2\tau_g m}. \quad (5.22)$$

Из уравнения следует, что корни больше нуля могут быть только при выполнении условия  $1 - 4m > 0$ , что дает оптимальное значение  $m = 0.25$ .

В каскадах на биполярных транзисторах может быть несколько условий выбора цепи коррекции. При отсутствии реактивности нагрузки высокочастотная индуктивная коррекция вводится для коррекции искажений АЧХ вносимых транзистором. В этом случае коэффициент усиления равен

$$K_{\text{вк}} = S \cdot Z_{\kappa} = \frac{S \cdot (R_{\kappa} + j\omega L_{\kappa})}{1 + j\omega\tau} = K_o \cdot \frac{1 + j\omega\tau_{\kappa}}{1 + j\omega\tau}. \quad (5.23)$$

Из уравнения следует, что условием коррекции является  $\tau_{\kappa} = \tau_{\text{в}}$ .

В общем случае выбор цепи коррекции для каскада с общим эмиттером может производиться по условиям каскада с общим истоком при условии, что полная емкость каскада будет определена из соотношения

$$C_o = \tau/R_{\kappa} + C'_{\kappa} + C_{\text{н}}. \quad (5.24)$$

#### 5.4. Высокочастотная коррекция ООС "Z" – типа

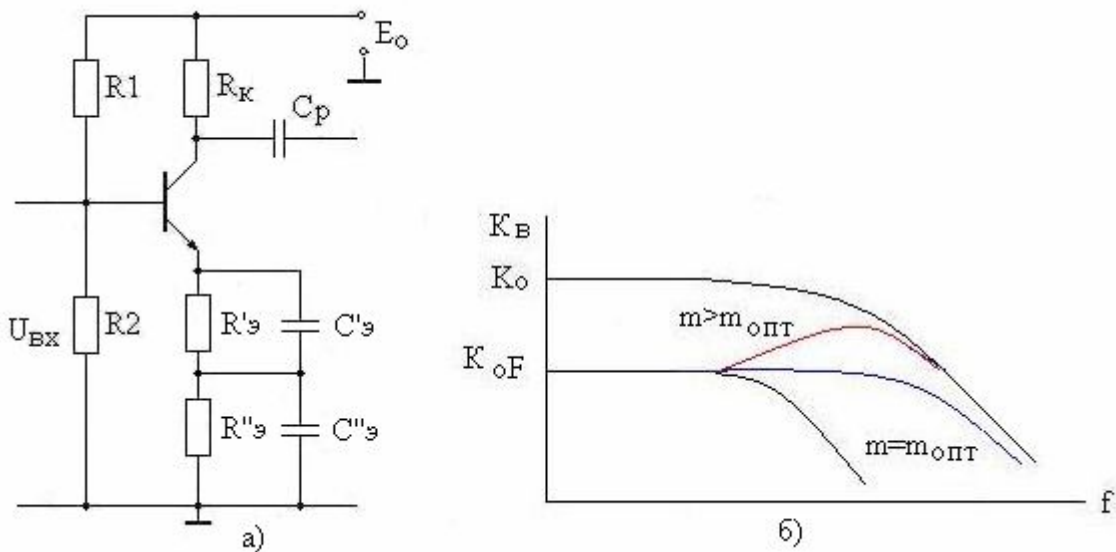


Рис.5.7. Усилительный каскад с цепью коррекции ООС Z-типа

Последовательная отрицательная обратная связь в каскаде осуществляется за счет введения сопротивления в цепь эмиттера (истока). Поскольку сопротивление в цепи эмиттера  $R_э = R'_э + R''_э$  вводится для обеспечения термостабилизации, то сопротивление, обеспечивающее ВЧ-коррекцию  $R'_э$ , является частью общего сопротивления. Поэтому сопротивление  $R''_э$  является дополнительным и  $R''_э = R_э \cdot R'_э$ .

Действие коррекции осуществляется следующим образом. Емкость цепи коррекции  $C'_э$  подбирается таким образом, чтобы в области средних частот сопротивление в цепи эмиттера составляло  $Z_э = R'_э / (1 + j\omega C'_э R'_э) \approx R'_э$ . Таким образом, в области средних частот действие обратной связи приводит к уменьшению коэффициента усиления (кривая при  $m=0$ , рис. 5.7,б). В области высоких частот в зависимости от величины коэффициента высокочастотной коррекции действие ООС ослабляется, что соответственно приводит к возрастанию коэффициента усиления (ход АЧХ стремится к виду характеристики каскада без обратной связи).

Определение параметров каскада производится с условием влияния отрицательной обратной связи

$$K_{\text{вк}} = \frac{K_{\text{в}}}{1 + \beta K_{\text{в}}} = \frac{K_o / (1 + j\omega\tau_{\text{в}})}{1 + Z_3 K_{\text{в}} / Z_n} = K_{oF} \cdot \frac{1 + j\omega\tau_3}{1 + j\omega\tau_{\text{в}} \cdot (1 + m/F) - \omega^2 \tau_{\text{в}}^2 m/F}, \quad (5.25)$$

где:  $F=1+SR_3$  – глубина обратной связи;

$m = \tau_3/\tau_{\text{в}}$  – коэффициент высокочастотных искажений;

$K_{oF} = K_o/F$  – коэффициент усиления с учетом влияния ООС.

Далее определяются нормированный коэффициент усиления и его модуль, последний из которого равен

$$Y_{\text{вк}} = \sqrt{\frac{1 + X^2 m^2}{1 - 2X^2 m/F + X^2(1 + m/F) + x4m^2/F^2}}. \quad (5.26)$$

Согласно методу Брауде составляется уравнение

$$m^2 = \left(1 + \frac{m}{F}\right)^2 - \frac{2m}{F} = 1 + \frac{m^2}{F^2},$$

из которого определяется оптимальное значение коэффициента коррекции

$$m_{\text{opt}} = F / (\sqrt{F^2 - 1}). \quad (5.27)$$

При отсутствии емкости в цепи коррекции отрицательная обратная связь имеет активный характер, вследствие чего коэффициент усиления в области высоких частот определяется соотношением

$$K_{\text{вк}F} = \frac{K_o}{1 + SR_3 + j\omega\tau_{\text{в}}} = \frac{K_{oF}}{1 + j\omega\tau_{\text{в}F}}. \quad (5.28)$$

Для определения оптимального коэффициента коррекции при работе каскада с импульсными сигналами на основании формулы 5.25 составляется характеристическое уравнение

$$p^2 \tau_{\text{в}}^2 \cdot \frac{m}{F} + p \tau_{\text{в}} \cdot \frac{1+m}{F} = 0,$$

решением которого является

$$m_{\text{opt}} = [F - \sqrt{F \cdot (F - 1)}]^2. \quad (5.29)$$

## Вопросы для самопроверки

1. Объяснить понятие добротности усилителя.
2. Привести схемы составных транзисторов.
3. Определить коэффициент передачи составного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером при коэффициентах передачи тока базы транзисторов  $B_1=60$  и  $B_2=80$ .
4. Объяснить понятие динамической нагрузки.
5. Объяснить принцип работы параллельной высокочастотной коррекции в широкополосных усилителях.
6. На какие свойства усилителя оказывает влияние величина коэффициента высокочастотной коррекции?
7. Объяснить принцип действия низкочастотной коррекции.
8. Объяснить влияние емкости конденсатора цепи низкочастотной коррекции на увеличение частотного диапазона.
9. Объяснить принцип работы высокочастотной коррекции за счет отрицательной обратной связи  $Z$ - типа.
10. Объяснить понятие эффективности цепи коррекции.
11. Объяснить понятие оптимальности значения коэффициента высокочастотной коррекции.
12. Привести эквивалентной схемы каскада с общим истоком с цепью параллельной высокочастотной коррекции.
13. Привести эквивалентной схемы каскада с общим эмиттером с цепью высокочастотной коррекции за счет ООС  $Z$ - типа.
14. Объяснить принцип использования метода Брауде.
15. Привести эквивалентной схемы каскада с общим истоком с цепью низкочастотной коррекции.
16. Привести амплитудно-частотные характеристики усилителя с эмиттерной высокочастотной коррекцией при различных значениях емкости корректирующего конденсатора.



## 6. Усилители мощности

Каскады усиления мощности предназначены для обеспечения в нагрузке заданной мощности сигнала при минимальных нелинейных и линейных искажениях сигнала и при наименьшем потреблении энергии от источника питания. Эти каскады применяются на выходе усилителя, поэтому они могут носить название выходных или оконечных.

В зависимости от места применения различаются апериодические и резонансные усилители мощности. Первые применяются для усиления звуковых и видеосигналов. Резонансные усилители мощности находят применение в передающих устройствах для усиления узкополосных радиочастотных колебаний.

Усилители мощности имеют ряд особенностей и соответственно дополнительные характеризующие их работу параметры. К ним относятся уровень отдаваемой в нагрузку мощности  $P_m = U \cdot I = \frac{U_m \cdot I_m}{2}$ , уровень потребляемой мощности  $P_o = E_o \cdot I_o$ , коэффициент полезного действия  $\eta = P_m / P_o$ .

Особенностями каскадов усиления мощности являются:

- работа выходных транзисторов в широком диапазоне токов и напряжений (режиме “большого” сигнала) с использованием нелинейной области ВАХ, так как уровень отдаваемой мощности активным элементом зависит от степени его использования. В пределе ток коллектора транзистора может достигать тока насыщения, а напряжение между электродами -  $U_{ост}$ ;

- в целях повышения степени использования и экономичности преимущественное использование режимов работы классов "В" и "АВ".

В общем случае любой из ранее рассмотренных каскадов также способен отдавать в нагрузку определенную мощность. Однако, коэффициент полезного действия у этих каскадов достаточно низок. Например, у каскада с общим эмиттером (рис.4.1) с непосредственным включением сопротивления нагрузки в цепь коллектора в предельном случае ( $U_{км} = 0.5E_o$ ,  $I_{км} = I_{ко}$ ) КПД будет всего составлять  $\eta = \frac{0.5E_o \cdot I_{км}}{2E \cdot I_{ко}} \cdot 100 = 25\%$ . В стандартном каскаде с емкостной связью с нагрузкой при реальных значениях амплитуд тока и напряжения КПД будет менее 12%.

Экономичность усилителя мощности зависит от степени использования источника питания, которая оценивается значениями питающего напряжения  $E_o$ , потребляемого усилителем тока  $I_o$  и коэффициентами использования источника питания по напряжению  $\xi$  и току  $\psi$

$$\xi = \frac{U_{км}}{E_o}, \quad \psi = \frac{I_{км}}{I_o}. \quad (6.1)$$



С учетом коэффициентов  $\xi$  и  $\psi$  отдаваемая каскадом мощность и его коэффициент полезного действия равны

$$P_m = 0.5U_{km} \cdot I_{km} = 0.5\xi \cdot \psi \cdot E_o \cdot I_o, \quad (6.2)$$

$$\eta = P_m / P_o = 0.5\xi \cdot \psi. \quad (6.3)$$

Разница между потребляемой каскадом мощности и отдаваемой теряется на элементах схемы каскада, большая часть этой мощности идет на нагрев активного элемента

$$P_k = P_o - P_m = P_m \cdot (P_o/P_m - 1) = P_m \cdot (2/\xi \cdot \psi - 1). \quad (6.4)$$

Выходные каскады могут выполняться по одноконтурной или двухконтурной схемам, в которых могут быть использованы все три схемы включения транзисторов. Связь усилителя мощности с нагрузкой может быть гальванической, трансформаторной или емкостной.

## 6.1. Бестрансформаторные каскады

### 6.1.1. Каскад на транзисторах одинаковой структуры

В настоящее время распространение получили бестрансформаторные каскады, которые имеют ряд преимуществ перед трансформаторными, основными из которых являются меньшие габариты и вес, а также меньший уровень вносимых искажений. Бестрансформаторные каскады выполняются по двухконтурным схемам, работающим в режиме классов В" или "АВ", и могут быть построены на транзисторах одного вида проводимости или на комплементарных транзисторах (разного типа проводимости). На рис.6.1 приведена упрощенная базовая схема бестрансформаторного каскада, выполненная на транзисторах одного типа проводимости.

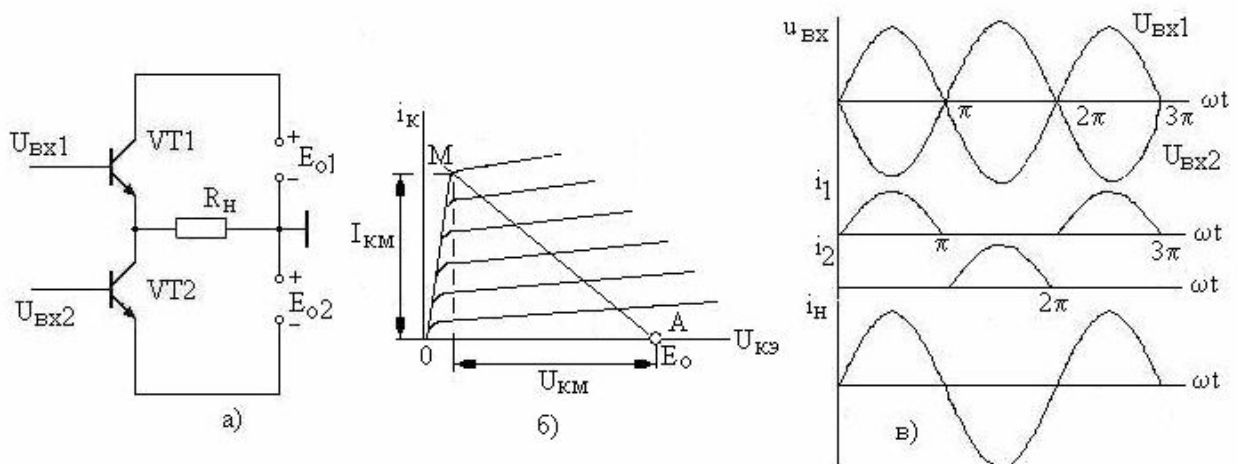


Рис.6.1. Схема бестрансформаторного каскада

Анализ работы двухтактного проводится с использованием выходных характеристик транзистора для одной половины схемы (одного плеча). Питание каскада производится от двух источников питания, вследствие чего сопротивление нагрузки подключается между транзисторами и общей точкой источников.

Особенностью двухтактного каскада является поочередность работы каждого транзистора, для чего на входы каждого транзистора подаются одинаковые по амплитуде и отличающиеся по фазе на  $180^\circ$  входные сигналы  $U_{вх1}$  и  $U_{вх2}$ . В результате этого каждый транзистор работает только в течение половины периода действия входного сигнала. При использовании транзисторов обратной проводимости (n-p-n-типа) под действием входного сигнала через транзисторы ток протекает, когда на базах действуют сигналы положительной полярности (рис.6.1,в).

Энергетические параметры каскада определяются также для одного транзистора (одного плеча) за половину периода усиливаемого сигнала.

В этом случае мощность, отдаваемая транзисторами равна

$$P_m = 0.5 U_{км} \cdot I_{км}. \quad (6.5)$$

Поскольку в процессе работы через каждое плечо протекает пульсирующий ток (рис.6.1, в), то его среднее значение равно

$$I_o = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi I_{км} \cdot \sin \omega t d\omega t = \frac{I_{км}}{\pi}. \quad (6.6)$$

Потребляемая каскадом мощность от источника питания

$$P_o = 2 \cdot E_o \cdot I_o, \quad (6.7)$$

Коэффициент полезного действия каскада

$$\eta = \frac{P_m}{P_o} = \frac{U_{км}}{2 \cdot E_o} \cdot \frac{I_{км}}{I_o} = \frac{\pi}{4} \cdot \xi. \quad (6.8)$$

В пределе, когда  $U_{ост}=0$ , коэффициенты использования источника питания  $\xi = \psi = 1$  и коэффициент полезного действия  $\eta = 78\%$ .

Мощность, рассеиваемая на коллекторе одного транзистора, равна разности потребляемой и отдаваемой мощностей

$$P_k = \frac{1}{2} \cdot (P_o - P_m) = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{км}}{R_k} \cdot \frac{E_o}{\pi} - \frac{U_{км}^2}{4R_k} = \frac{U_{км}^2}{R_k} \cdot \left( \frac{\xi}{2\pi} - \frac{\xi^2}{4} \right). \quad (6.9)$$

В связи с тем, что величина потребляемой мощности зависит от уровня входного сигнала

$$P_o = 2 \cdot E_o \cdot I_o = 2E_o \cdot \frac{I_{km}}{\pi} = 2E_o \cdot \frac{U_{km}}{\pi R_n} = 2E_o \cdot \frac{K \cdot U_{вх}}{\pi R_n},$$

то от него будет также зависеть мощность рассеяния на транзисторе. Определение максимальной рассеиваемой мощности производится решением полученной функции (6.9) на экстремум. Для этого находится производная  $dP_k/d\xi$  и приравнивается нулю

$$\frac{dP}{d\xi} = \frac{1}{2\pi} - \frac{\xi}{2} = 0, \quad (6.10)$$

откуда находится критическое значение коэффициента использования источника питания по напряжению  $\xi_{\max} = 2/\pi$ , при котором каскад потребляет от источника питания максимальную мощность. Подставляя полученное значение коэффициента  $\xi$  в (6.9), находится максимальная рассеиваемая мощность на выходном электроде активного элемента

$$P_{k\max} = \frac{E_o^2}{R_n} \cdot \left( \frac{1}{\pi} - \frac{1}{\pi^2} \right) = \frac{E_o^2}{\pi^2 R_n}. \quad (6.11)$$

Из последней формулы, используя соотношение

$$P_m = \frac{U_{km}^2}{2R_n} = \frac{E_o^2 \cdot \xi^2}{2R_n},$$

находится условие выбора транзистора по мощности

$$P_{кдоп} \geq 0.25P_m. \quad (6.12)$$

Рассмотренный каскад имеет существенные недостатки, связанные с разными схемами включения транзисторов. Транзистор VT1 включен по схеме с общим коллектором, а транзистор VT2 – по схеме с общим эмиттером. Известно, что схемы включения транзисторов отличаются по уровням коэффициентов передачи входного ток  $h_{21}$ , а также значениям входного и выходного сопротивлений. Эти различия определяют разные уровни усиления полуволн входного сигнала, что приводит к дополнительным нелинейным искажениям. Также недостатками схемы являются необходимость применения двух источников симметричного питания и специального предварительного каскада, формирующего два противофазных управляющих сигнала.

Работа двухтактного каскада в режиме класса "B" характеризуется значительными нелинейными искажениями синусоидального сигнала, что подтверждается сопоставлением входного и выходного сигналов (рис.6.2,а). Это вызвано тем, что при малых уровнях входного сигнала транзисторы остаются закрытыми из-за сдвига входных характеристик, а также наличием нелинейных участков в их начале. Поэтому пока уровень входного сигнала не превышает напряжения между базой и эмиттером порядка 0.3-07 В в зависимости от типа транзистора, ток коллектора отсутствует. При увеличении входного сигнала более напряжения отсечки происходит нарастание тока рабочего транзистора.

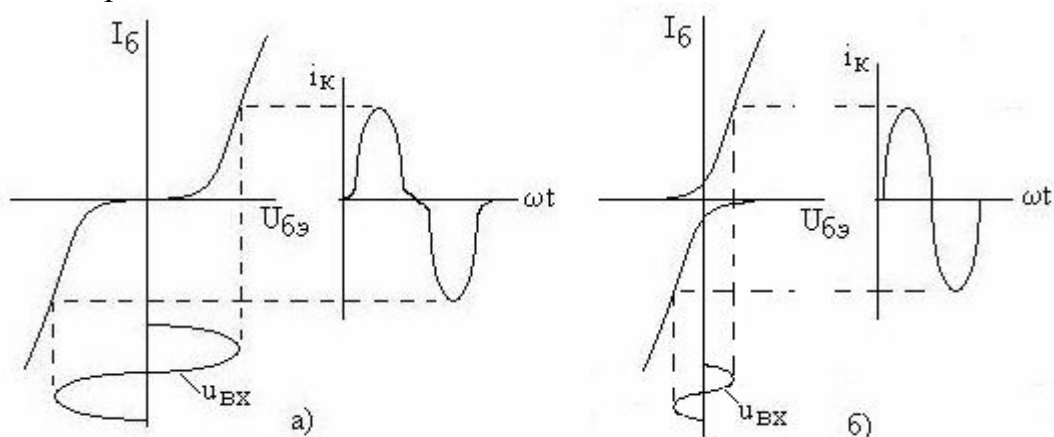


Рис. 6.2. Нелинейные искажения

Уменьшение данных нелинейных искажений производится переводом транзистора в режим работы класса "AB", для чего на базы транзисторов подается небольшое смещение, соответствующее началу линейного участка их вольтамперной характеристики, чем самым исключается использование участка входной характеристики до напряжения отсечки. В этом случае входной сигнал воздействует на уменьшение базового тока одного транзистора и увеличения другого, в связи с чем, результирующая входная характеристика как бы сдвигается и суммарная кривая выходного тока повторяет форму входного сигнала (рис. 6.2, б).

Режим класса "AB" менее экономичен, поскольку потребляемый ток возрастает на величину тока в рабочей точке "A" (рис.6.3,б), который составляет порядка  $(0.05 \div 0.1)I_{кМ}$ .

С учетом тока покоя общий потребляемый ток равен

$$I_0 = 2 \cdot (I_{к0} + I_{кМ} / \pi). \quad (6.13)$$

Увеличение потребляемого тока и некоторое уменьшение коэффициентов использования источников питания  $\xi$  и  $\psi$  приводит к изменению условия выбора транзисторов по мощности

$$P_{кдоп} \geq (0.4 \div 0.6)P_M. \quad (6.14)$$

### 6.1.2. Каскад с разделительным конденсатором

В следующей схеме (рис.6.3, а) используется один источник питания, поэтому нагрузка подключена к каскаду через разделительный конденсатор. В статическом режиме напряжение коллектор – эмиттер каждого транзистора равно  $U_{кэ} = 0.5E_o$ . При этом в течение времени, когда закрыт транзистор VT1, конденсатор выполняет функцию источника питания, подзаряжаясь в период работы транзистора VT1 от источника питания.

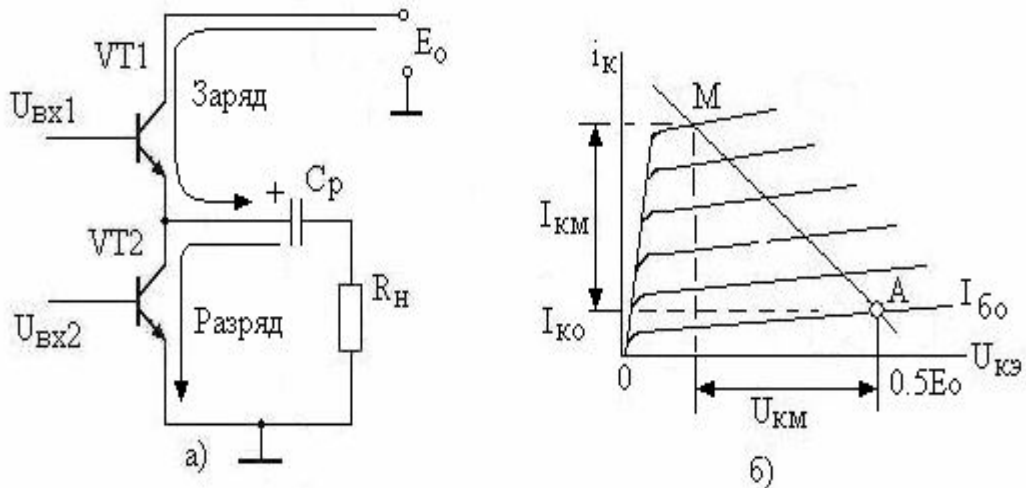


Рис.6.3. Схема бестрансформаторного каскада с одним источником питания

Определение емкости разделительного конденсатора производится с соблюдением двух условий. Первым условием является обеспечение заданных частотных искажений

$$C_p \geq \frac{1}{2\pi F_n R_n \sqrt{M_n^2 - 1}}. \quad (6.15)$$

Вторым условием выбора является обеспечение небольшого уровня разряда конденсатора  $\Delta E_o$  в период работы второго транзистора

$$C_p \geq \frac{I_{км}}{2\pi F_n \Delta E_o}. \quad (6.16)$$

Для данной схемы значения отдаваемой  $P_m$  и потребляемой  $P_o$  мощностей соответственно равны

$$P_m = \frac{U_{км}^2}{2R_n} = \frac{E_o^2 \xi^2}{8R_n} \quad \text{и} \quad P_o = 2 \cdot 0.5E_o \cdot I_o = \frac{E_o^2 \xi}{2\pi R_n}. \quad (6.17)$$

### 6.1.3. Каскады на комплементарных транзисторах

Основное применение среди бестрансформаторных каскадов имеют каскады на комплементарных и составных квазикомплементарных транзисторах (рис 6.4).

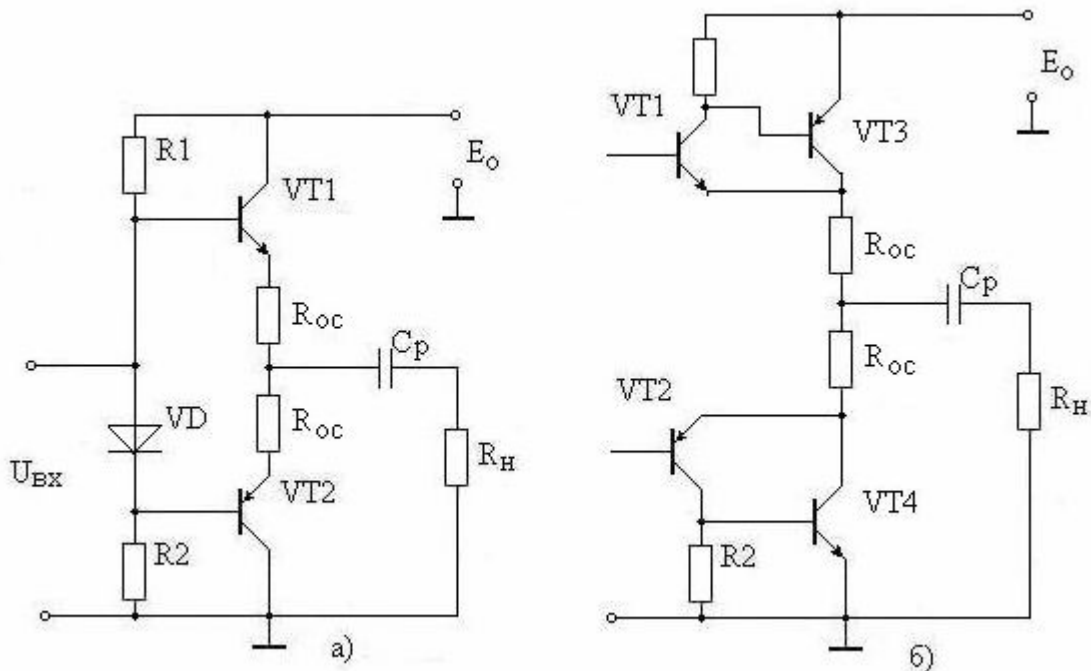


Рис.6.4. Схемы каскадов на транзисторах разного типа проводимости

Каскад на комплементарных транзисторах представляет собой обычный двухтактный каскад с использованием транзисторов разного типа проводимости  $p-n-p$  и  $n-p-n$ , что дает возможность управления работой каскадом одним входным сигналом. В каскад дополнительно введены элемент термокомпенсации (диод  $VD$ ) и цепи местных обратных связей, уравнивающие токи транзисторов. Транзисторы каскада могут быть включены как по схеме с общим эмиттером, так и по схеме с общим коллектором. Последняя схема включения предпочтительнее, так как она обладает повышенным входным сопротивлением.

**Комплементарные транзисторы – транзисторы противоположных проводимостей  $p-n-p$  и  $n-p-n$  типов.**

При воздействии положительной полуволны входного сигнала открыт транзистор  $VT1$ , а при отрицательной –  $VT2$ . С целью достижения более значительных коэффициентов усиления по току выходные транзисторы часто принимаются составными. В тех случаях, когда сложно подобрать комплементарные транзисторы достаточно большой мощности, в выходной цепи применяются транзисторы одинаковой структуры (рис.6.4,б), а предварительные разной проводимости. Такие каскады носят название каскадов на квазикомплементарных транзисторах.

## 6.2. Трансформаторные каскады

Трансформаторные каскады используются в основном в тех случаях, когда требуемое выходное напряжение превышает напряжение источника питания или имеются сложности выбора транзистора с высоким уровнем допустимого напряжения  $U_{кдоп}$ .

Однотактный усилитель (рис.6.5, а) содержит транзистор с трансформатором в коллекторной цепи, резисторы задания смещения на базе  $R_1$  и  $R_2$ , цепочку термостабилизации  $R_3, C_3$ . Статический режим работы определяется активным сопротивлением первичной обмотки трансформатора и сопротивлением резистора в цепи эмиттера  $R_3$ , в силу чего линия нагрузки каскада (прямая MN) по постоянному току проводится из точки N (соответствующей  $E_0$ ) почти вертикально.

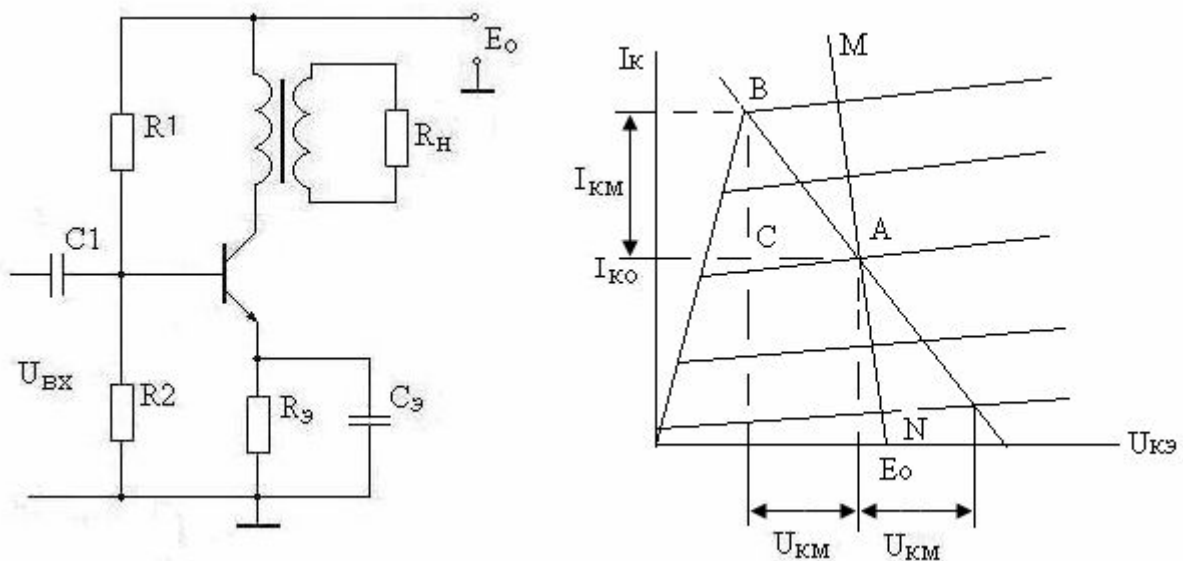


Рис. 6.5. Однотактный трансформаторный каскад усиления мощности

По переменному току транзистор нагружен на приведенное сопротивление, зависящее от коэффициента трансформации

$$R'_k = \frac{U_{km}}{I_{km}} = r_1 + (r_2 + R_n) / n^2. \quad (6.18)$$

В этом случае отдаваемая мощность равна  $P_m = 0.5 U_{km} \cdot I_{km}$ , что соответствует площади треугольника ABC.

При известных сопротивлениях  $R'_k$ ,  $R_n$ , принятом значении К.П.Д. коэффициент трансформации можно определить по формуле

$$n_{mp} = \sqrt{\frac{R_n}{R'_k \cdot \eta_{mp}}}. \quad (6.19)$$

Работа каскада происходит следующим образом. Под воздействием входного сигнала происходит пропорциональное изменение тока коллектора относительно тока в рабочей точке  $I_{к0}$ . Это изменение выходного тока, протекая по первичной обмотке трансформатора, создает в ней переменное напряжение и индуцирует во вторичной обмотке ток  $I_n$ , который создает выходное напряжение.

В этом случае отдаваемая каскадом мощность равна

$$P_m = \frac{U_{км} \cdot I_{км}}{2} = \frac{P_n}{\eta_{тр}}, \quad (6.20)$$

где  $\eta_{тр}$  - коэффициент полезного действия трансформатора.

Значения потребляемой мощности каскадом от источника питания и коэффициент полезного действия выходной цепи равны

$$P_o = E_o \cdot I_{к0} \quad (6.21)$$

$$\eta = \frac{P_m}{P_o} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{км}}{E_o} \cdot \frac{I_{км}}{I_{к0}} = \frac{1}{2} \cdot \xi \cdot \phi. \quad (6.22)$$

Так как в идеальном случае коэффициенты использования питания могут быть приняты равными единице  $\xi = \psi = 1$ , то предельный К.П.Д.  $\eta = 50\%$ .

Разность мощностей потребляемой и отдаваемой идет главным образом на нагрев транзистора

$$P_k = P_o - P_m = P_m \cdot \left(\frac{1}{\eta} - 1\right). \quad (6.23)$$

Из последней формулы следует, что при отсутствии управляющего сигнала вся потребляемая мощность идет на нагрев транзистора. Поэтому условием выбора транзистора для однотактного каскада является

$$P_k > (3 \pm 4) \cdot P_m. \quad (6.24)$$

При расчете однотактного каскада необходимо иметь в виду, что максимальное напряжение между коллектором и эмиттером может составлять

$$U_{кэ} = E_o + U_{км} = E_o \cdot (1 + \xi) \approx 2 \cdot E_o. \quad (6.25)$$

Поэтому с учетом запаса транзисторы выбираются на напряжение

$$U_{кэдоп} \geq 2.5 E_o. \quad (6.26)$$



Двухтактный каскад имеет большее распространение, так как обладает более высокой экономичностью и большим уровнем коэффициента полезного действия. Повышение экономичности достигается использованием режимов классов "В" или "АВ". Принципиальная схема каскада показана на рис. 6.6, а поясняющие работу каскада в режиме класса диаграммы – на рис.6.1.

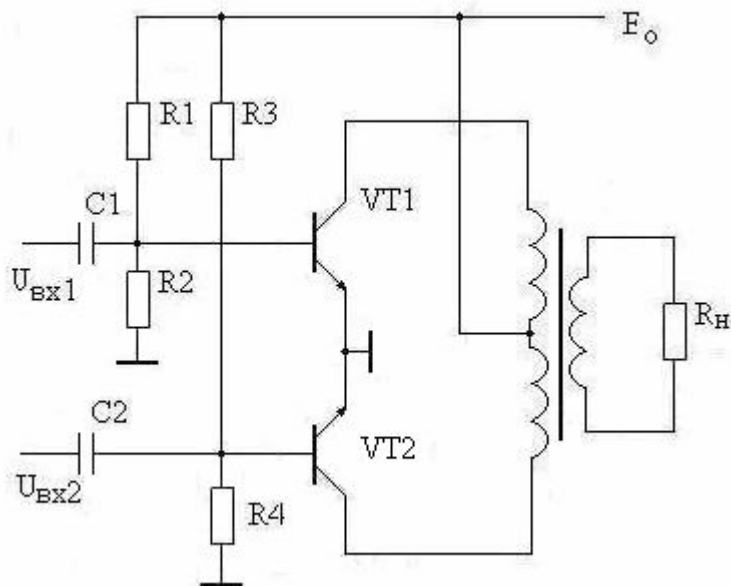


Рис. 6.6. Схема двухтактного трансформаторного каскада

Каскад содержит два транзистора, начальный режим которых задается резисторами R1-R4. В случае использования режима класса "В" резисторы R1 и R3 из схемы исключаются. В отсутствие входного сигнала напряжения на базах обоих транзисторов относительно эмиттеров равны нулю и токи коллекторов также равны нулю. Каждый транзистор схемы работает только в течение половины периода действия входного сигнала, для чего на базы транзисторов подаются одинаковые по амплитуде и отличающиеся по фазе на  $180^\circ$  входные сигналы  $U_{вх1}$   $U_{вх2}$ .

Благодаря магнитной связи между обмотками трансформатора во вторичной обмотке проходит синусоидальный ток.

Энергетические параметры каскада рассчитываются для одного транзистора (одного плеча) за половину периода усиливаемого сигнала. Значения параметров аналогичны параметрам бестрансформаторного каскада с учетом потерь мощности в трансформаторе  $P_m = P_n / \eta_{тр}$ .

Выбор транзисторов для схемы производится по допустимой мощности рассеяния на коллекторе и частотным свойствам по тем же условиям, что и для бестрансформаторного каскада. Отличным условием является условие выбора транзистора по максимальному напряжению между электродами, которое  $U_{кэмакс} = E_0 + U_{км}$ .

Достоинствами двухтактного каскада кроме повышенной экономичности является минимальное потребление мощности от источника питания при отсутствии управляющего сигнала.

### 6.3. Фазоинверсные каскады

Фазоинверсные каскады предназначены для получения двух выходных сигналов, равных по амплитуде и противоположных по фазе, необходимых для обеспечения работы двухтактных каскадов усиления мощности (рис.6.1, рис. 6.3, и 6.6). В качестве такого каскада могут использоваться однотактный трансформаторный каскад, каскады с разделенной нагрузкой, с транзисторами разной проводимости и с эмиттерной связью.

#### 6.3.1. Трансформаторный каскад

Трансформаторный инверсный каскад строится по схеме однотактного усилителя мощности (рис.6.7, а). Вторичная обмотка согласующего трансформатора, включенного в выходную цепь активного элемента, состоит из двух полуобмоток, каждая из которых подключается к одному из входов выходного каскада. Равенство амплитуд выходного напряжения достигается выбором одинакового числа витков в частях вторичной обмотки трансформатора. Фазы каждого выходного сигнала относительно средней точки противоположны ( $\varphi_1 = \varphi_2 + \pi$ ).

#### 6.3.2. Каскад с разделенной нагрузкой

В рассматриваемом каскаде (рис. 6.7,б.) первый выходной ( $U_{\text{вых1}}$ ) сигнал, противоположный по фазе входному, снимается с коллектора, а второй ( $U_{\text{вых2}}$ ), совпадающий по фазе с входным – с эмиттера. Для обеспечения равенства обоих выходных сигналов по амплитуде сопротивления резисторов в цепях коллектора  $R_K$  и эмиттера  $R_Э$  принимаются равными.

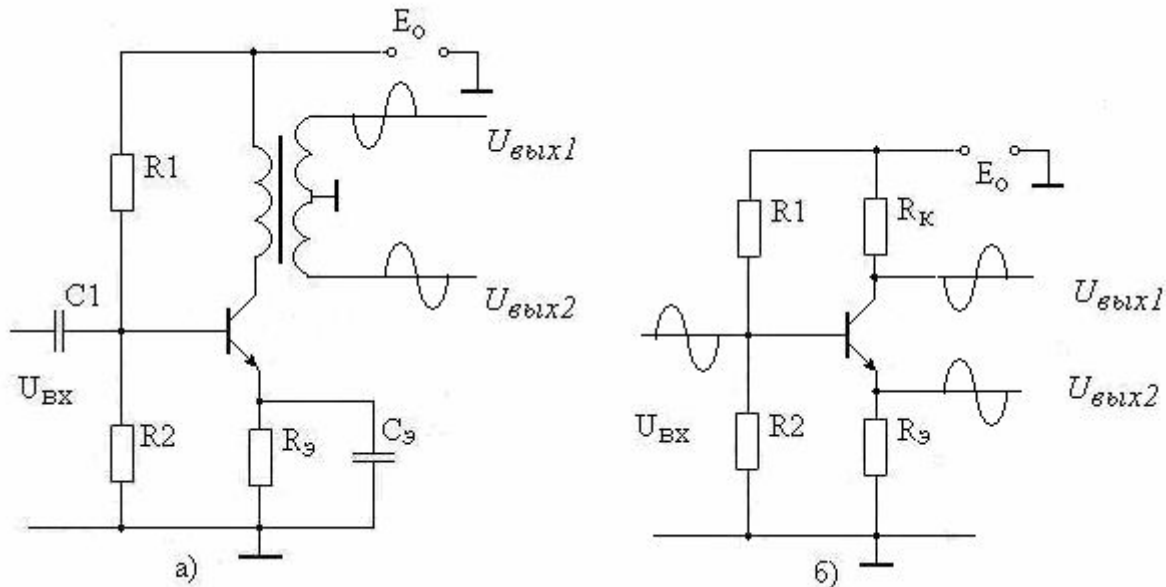


Рис.6.7. Фазоинверсные каскады

Максимальный неискаженный выходной сигнал в схеме составляет  $U_{\text{км1}} = U_{\text{вых1}} + U_{\text{вых2}} < 0.3 E_0$ . Как видно из схемы каскада, в нем действует отрицательная обратная связь, повышающая входное сопротивление. В тоже время выходные сопротивления каждого выхода отличаются по величине, что приводит к несимметричности выходных сигналов.

### 6.3.3. Каскад с транзисторами различной проводимости

В рассматриваемой схеме (рис.6.8, а) осуществляется последовательное питание транзисторов. Часть каскада, образуемая транзистором VT1, представляет собой схему с общим эмиттером, а другая на транзисторе VT2 – схему с общей базой. Сопротивления в цепях коллекторов транзисторов выбираются из условия  $R3=R5=(2\pm 5) \cdot R_{н}$ . Ток транзисторов в рабочей точке должен быть не менее

$$I_{к0} > U_{вых1}/R_{вх0к} + U_{вых1}/R3. \quad (6.27)$$

Достоинствами схемы являются симметрия выходных параметров.

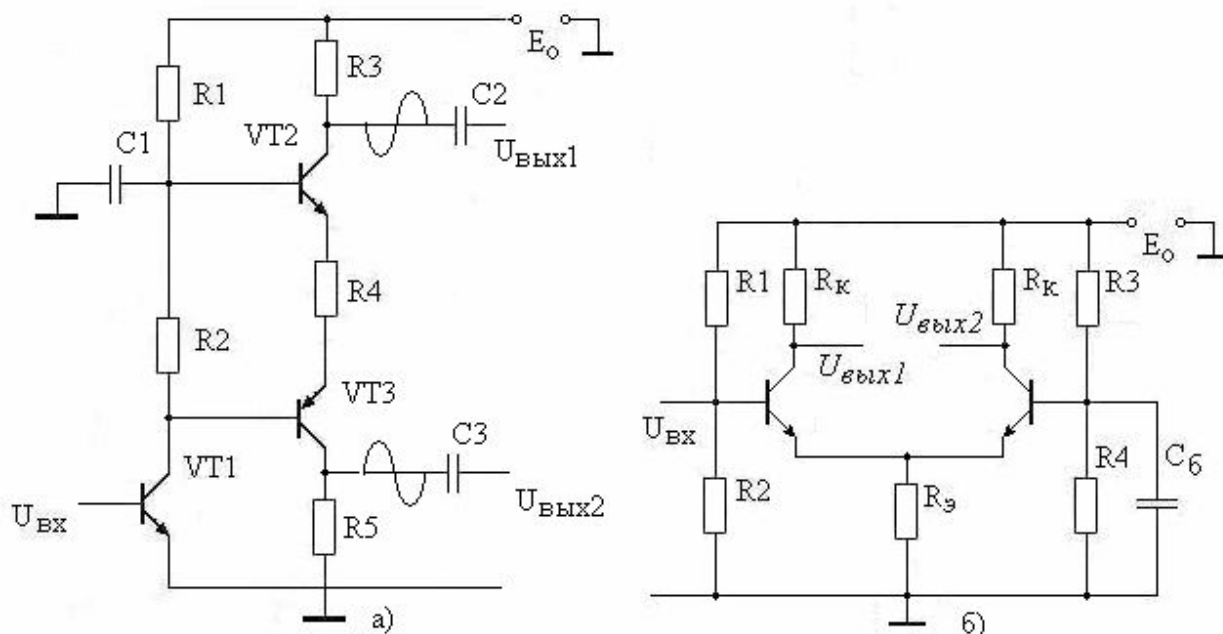


Рис.6.8. Фазоинверсные каскады

### 6.3.4. Каскад с эмиттерной связью

Каскад с эмиттерной связью (рис.6.8, б) состоит из двух плеч, первое из которых представляет собой каскад с общим эмиттером, а второе – каскад с общей базой. Такое включение обеспечивает противоположность фаз выходных сигналов  $U_{вых1}$  и  $U_{вых2}$ . Для получения выходных сигналов, равных по амплитуде, для обеих частей выбирается транзисторы одного типа с равными параметрами, сопротивления в цепях коллектора выбираются также одинаковыми. Управление работой второго плеча производится сигналом, формируемым током первого транзистора на резисторе в цепи эмиттера  $R_9$ .

Ток коллектора каждого транзистора в режиме покоя без учета входного сопротивления окончного каскада должен составлять значение

$$I_{к0} = I_{кmin} + I_{вх0к} + U_{вых} / R_к . \quad (6.28)$$

## 6.4. Методы улучшения показателей

### 6.4.1. Составные каскады

Составные усилители мощности (рис.6.9) содержат несколько параллельно работающих выходных каскадов, подключенных к общей нагрузке. Разбиение усиливаемого сигнала может производиться как по уровню, так и по длительности (времени).

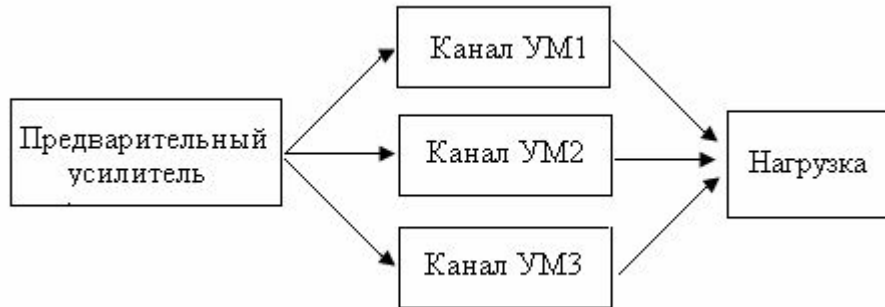


Рис.6.9. Структурная схема составного усилителя

В первом случае (класс "BC") каждый каскад работает с определенным уровнем входного сигнала. Режимы работы каналов выбираются так, что при малом уровне входного сигнала работает первый канал усилителя, при превышении первого порогового значения включается второй канал, затем при достижении очередного порога – третий. Таким образом, первый канал работает в режиме класса "B", а остальные – в ключевом. Режим работы, использующий разделение усиливаемого сигнала по длительности носит название режима класса "BF".

### 6.4.3. Использование положительной обратной связи

Введение ПОС (рис.6.10, а) осуществляется подключением резистора R1 к сопротивлению нагрузки, которое подключается в цепь питания усилителя. Из схемы видно, что выходные транзисторы включены по схеме с общим коллектором, в результате чего их коэффициент усиления меньше единицы. Это требует, чтобы управляющее напряжение было больше выходного, которое составляет в пределе  $0.5E_0$ . Предварительный каскад в обычном режиме такого уровня обеспечить не может, но по цепи ПОС часть переменного выходного напряжения с нагрузки поступает на базы выходных транзисторов, вызывая повышение уровня управляющего напряжения.

### 6.4.4. Мостовые схемы

Повышение эффективности в мостовой схеме (рис.6.10, б) выходного каскада достигается использованием двух двухтактных выходных каскадов, имеющих общую нагрузку, за счет увеличения амплитуды выходного напряжения. Одновременно применение данной схемы позволяет исключить разделительные конденсаторы в выходной цепи, что снижает уровень вносимых низкочастотных искажений.

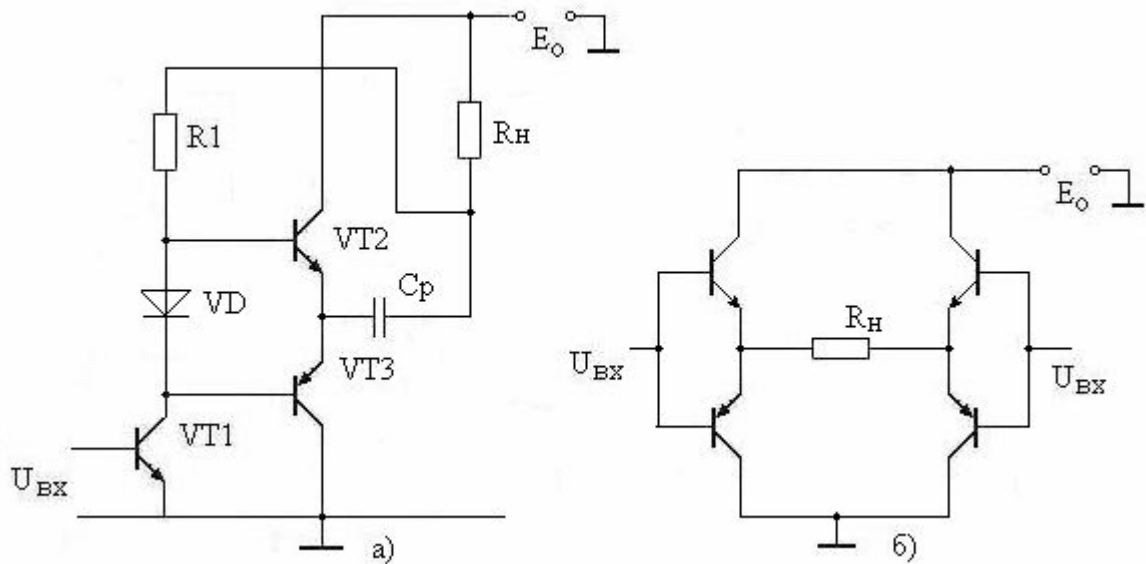


Рис.6.10. Разновидности выходных каскадов

### 6.4.5. Использование режима класса "D"

Существенной особенностью усилителей класса "D" является использование ключевого режима работы транзисторов выходного каскада. Принцип работы усилителя в режиме класса "D" основан на первоначальном преобразовании входного аналогового сигнала в дискретный, а затем после усиления выделения с помощью фильтра основной гармоники усиливаемого сигнала.

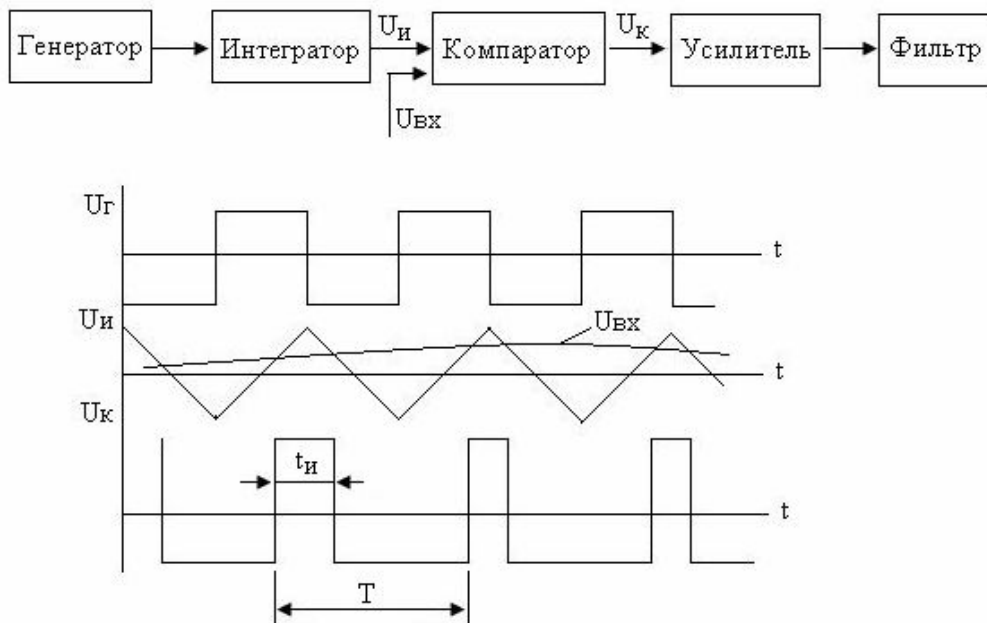


Рис.6.11. Структурная схема усилителя класса "D"

Усилитель, в котором реализуется режим работы класса "D", содержит (рис. 6.11) генератор прямоугольных (тактовых) импульсов, интегратор, преобразующий первые в треугольные импульсы, компаратор, сравнивающий интегрированный импульс с входным сигналом. Частота тактовых им-

пульсов выбирается большей частоты усиливаемого сигнала. Компаратор формирует импульс, скважность ( $q = T/t_{и}$ ) которого пропорциональна амплитуде входного аналогового сигнала. Далее сформированный импульс усиливается до необходимой величины усилителем импульсов и поступает на фильтр низких частот, который выделяет аналоговый сигнал, поступающий в нагрузку.

Такой принцип преобразования аналогового сигнала в последовательность прямоугольных импульсов получил название широтно-импульсной модуляции (ШИМ). В зависимости количества различаемых уровней импульсов два ( $U_{\max}^+$  и  $U_{\max}^-$ ) или три ( $U_{\max}^+$ ,  $U_{\max}^-$  и 0) различаются режим класса "AD" или режим класса "BD".

Номинальная выходная мощность, выделяемая усилителем на сопротивлении нагрузки, может быть рассчитана по формуле

$$P_{н} = \frac{(0.9E_o - U_{нас})^2}{8 \cdot (R_{н} + R_l)}, \quad (6.29)$$

где  $R_l$  - сопротивление индуктивностей схемы.

#### **6.4.6. Использование режима класса "E"**

Из решения формулы 6.17 относительно уровня входного сигнала следует, что выходная мощность пропорциональна квадрату входного напряжения, а потребляемая мощность изменяется линейно. Поэтому одним из способов увеличения КПД усилителя мощности стал метод, основанный на питании усилителя напряжением, пропорциональным уровню входного сигнала. Такой режим работы получил название режима класса "E".

#### **6.4.7. Защита выходных каскадов**

Одним из недостатков бестрансформаторных выходных каскадов является необходимость защиты транзисторов от перегрузок или возможного короткого замыкания на нагрузке.

При коротком замыкании ток через транзистор будет определяться напряжением между электродами, равном  $0.5E_o$  и внутренним сопротивлением самого транзистора. Поэтому на коллекторе будет выделяться превышающая допустимую мощность, что приведет к пробою коллекторного перехода и соответственно выходу из строя.

Наиболее распространенными способами защиты выходных транзисторов от перегрузки и короткого замыкания являются введение предохранителей, отключающих напряжение питания при превышении выходного тока определенной величины, введение во входные цепи ограничивающих амплитуду входного сигнала цепей, а также введение дополнительных элементов, запирающих транзисторы при коротком замыкании нагрузки.

На рис. 6.12 приведена одна из типовых схем защиты от перегрузки, выполненная на диодах VD1-VD4. При повышении входного сигнала повы-

шается выходное напряжение, которое попирает диоды, вследствие чего управляющий сигнал на базах транзисторов уменьшится.

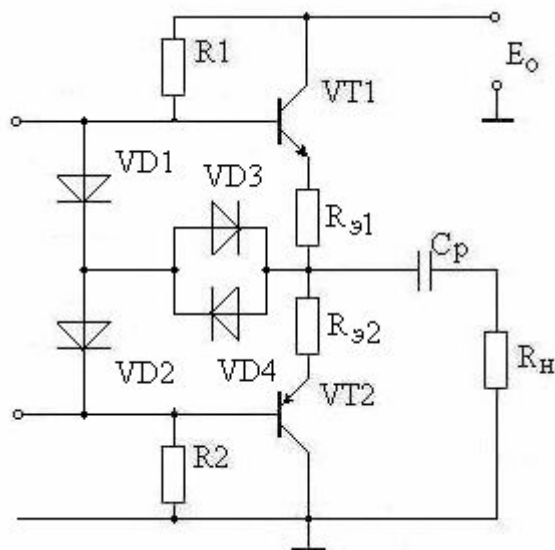


Рис.6.11. Схема диодной защиты от перегрузки

### Вопросы для самопроверки

1. Чем вызвана необходимость построения специальных выходных каскадов усиления мощности?
2. Пояснить принцип построения и работы двухтактного каскада.
3. Привести энергетические показатели усилителя мощности, работающего в режиме класса "В".
4. Показать зависимости энергетических показателей выходных каскадов от уровня входного сигнала.
5. Чем вызвано использование в усилителях мощности вместо режима класса "В" режим "АВ"?
6. Привести условия выбора разделительного конденсатора в выходном бестрансформаторном каскаде.
7. Каковы особенности трансформаторных усилителей мощности?
8. При каком уровне входного сигнала двухтактные каскады потребляют от источника питания максимальную мощность?
9. Чем определяется сопротивление в цепи коллектора трансформаторного каскада по переменному току?
10. Пояснить схемы построения фазоинверсных каскадов.
11. Пояснить работу усилителя в режиме класса "D".
12. Привести методы повышения экономичности выходных каскадов.



## 7. Усилители постоянного тока

### 7.1. Построение усилителей постоянного тока

К усилителям постоянного тока (УПТ) относятся усилители, диапазон рабочих частот которых в области низких частот начинается практически от нуля. Для обеспечения такой частотной характеристики в УПТ используется гальваническая (непосредственная) связь между каскадами и источника сигнала со входом усилителя.

Использование непосредственной связи в УПТ привело к необходимости решения ряда возникших проблем. Первой из них стала необходимость согласования уровней потенциалов выходных цепей предыдущих каскадов с допустимыми уровнями потенциалов входных цепей следующих. Это обусловлено тем, что на выходных электродах, как правило, присутствуют более высокие потенциалы, чем требуется на входных. Так, например напряжение коллектор-эмиттер составляет от нескольких вольт до десятков, а напряжение база-эмиттер – доли вольта. Согласование уровней потенциалов может быть произведено введением в цепь межкаскадной связи вспомогательного источника, компенсирующего лишнее напряжение  $U_{бэ2}=U_{к1} - E$ , введением в эту цепь гасящего резистора  $R$ , на котором погасится падение напряжения и  $U_{бэ2}=U_{к1} - I_{б2} \cdot R$ , введением вспомогательного делителя напряжения. Более часто согласование уровней потенциалов производится введением в цепи эмиттеров последующих каскадов резисторов, чтобы  $U_{бэ2}=U_{к1} - I_{э2} \cdot R_э$ . При этом учитывается, что за счет резисторов в цепи эмиттеров появляется отрицательная обратная связь, понижающая коэффициент усиления.

Второй проблемой стала необходимость компенсации постоянного напряжения режима покоя на выходе усилителя. И третьей проблемой является уменьшение так называемого дрейфа нуля, под которым понимается самопроизвольное изменение выходного сигнала. Основными причинами такого изменения являются влияние температуры на режимы работы каскадов, колебания напряжения питания, изменение параметров элементов схемы в процессе эксплуатации (старение параметров), а также влияние внешних полей. Оценка дрейфа производится изменением выходного напряжения  $\Delta U_{др}$  в течение заданного промежутка времени при отсутствии входного управляющего сигнала. Дрейф нуля ограничивает чувствительность усилителя, поскольку он может превышать уровень полезного управляющего сигнала. Для оценки влияния дрейфа на чувствительность усилителя используется понятие приведенного дрейфа нуля

$$U_{др} = \frac{\Delta U_{вых}}{K_o} \quad (7.1)$$

**Дрейф нуля** – наличие выходного сигнала при отсутствии входного.



**Приведенный дрейф** – эквивалентное значение входного сигнала, приводящее к фактическому уровню выходного дрейфа.

Третьей проблемой для УПТ является необходимость компенсации постоянной составляющей выходного сигнала. На рис.7.1 приведена схема УПТ прямого усиления, в которой в первом каскаде резистор  $R_3$  введен для термостабилизации режима работы, во втором используется стабилитрон VD для выравнивания потенциалов. Выходное напряжение снимается с диагонали специально построенного моста, который введен для устранения постоянной составляющей в выходном сигнале.

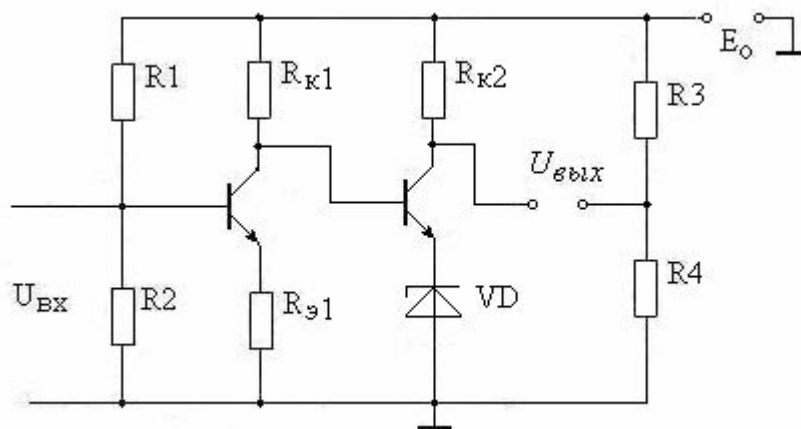


Рис. 7.1. Усилитель постоянного тока

Коэффициент усиления первого каскада рассчитывается как для каскада с ОЭ, охваченного местной обратной связью, а второго – как для обычного каскада с ОЭ при условии, что  $R_n \gg R3//R4$ .

В целях уменьшения дрейфа нуля для питания усилителей постоянного тока применяются стабилизируемые источники питания, во входных каскадах используются малошумящие транзисторы, а сами схемы в основном строятся в виде мостовых – дифференциальных каскадов.

## 7.2. Дифференциальные каскады

Дифференциальный каскад (рис.7.2) представляет собой балансную схему – мост, два плеча которого образованы транзисторами с одинаковыми параметрами, два других – резисторами в цепях коллекторов  $R_{к1}$  и  $R_{к2}$  с равными сопротивлениями. Схема может предусматривать дополнительные элементы для выравнивания токов, протекающих через транзисторы.

При отсутствии входного сигнала потенциалы на коллекторах одинаковы и напряжение между коллекторами равно нулю. Для уменьшения дрейфа

нуля, а также термостабилизации режима работы введен резистор  $R_3$ , образующий местную отрицательную обратную связь по постоянному току.

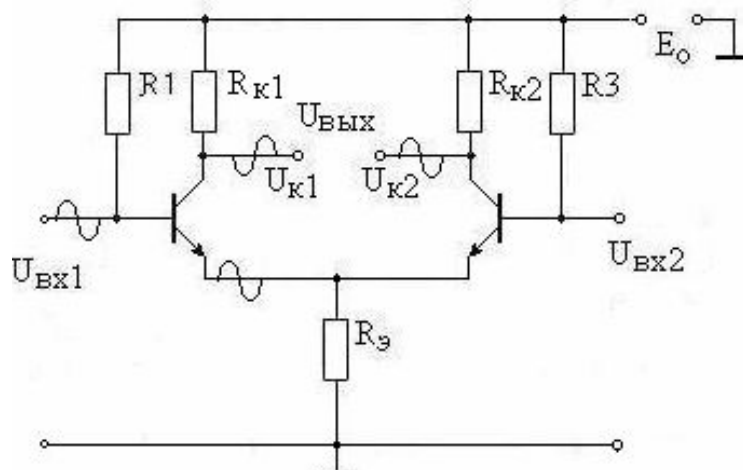


Рис. 7.2. Дифференциальный каскад

Входной сигнал в данном каскаде может подаваться на базу любого транзистора  $U_{вх1} = U_{б1}$  или  $U_{вх1} = U_{б2}$ , от двух источников  $U_{вх1}$  и  $U_{вх2}$  на обе базы  $U_{вх} = U_{вх1} - U_{вх2}$  (дифференциальное включение), от одного источника на обе базы одновременно  $U_{вх} = U_{б1} = U_{б2}$ . Последний случай подачи входного сигнала носит название синфазного включения, которое равносильно действию дестабилизирующих факторов, приводящих к дрейфу нуля.

Выходной сигнал может сниматься с коллектора любого транзистора ( $U_{вых} = U_{к1} = U_{к2}$ ) или между коллекторами ( $U_{вых} = U_{к1} - U_{к2}$ ).

Если входной сигнал подается на базу первого транзистора и снимается с его коллектора, то выходное напряжение будет отличаться по фазе от входного. Данное включение каскада носит название инвертирующего. Если выходное напряжение будет сниматься с коллектора второго транзистора, то фазы выходного и входного сигналов будут совпадать, и такое включение каскада носит название неинвертирующего. Это определено тем, что второе плечо включено по схеме с общей базой, а такое включение характеризуется совпадением фаз выходного и входного сигналов.

При поступлении дифференциального входного  $U_{вх} = U_{вх1} - U_{вх2}$  между базами транзисторов появляется разность потенциалов, которая приведет к увеличению тока базы транзистора VT1 и уменьшению тока базы транзистора VT2. Соответственно ток его коллектора транзистора VT1 ( $I_{к1} = I_{к0} + \Delta I_K$ ), ток коллектора транзистора VT2 уменьшится ( $I_{к2} = I_{к0} - \Delta I_K$ ), что приведет к изменению потенциалов коллекторов  $U_{к1} = U_{к0} - \Delta I_K R_K$  и  $U_{к2} = U_{к0} + \Delta I_K R_K$  и появится дифференциальный выходной сигнал  $U_{вых} = U_{к1} - U_{к2} = 2\Delta I_K R_K$ . Аналогичные процессы будут протекать при подаче входного сигнала на любую базу. При этом только необходимо иметь в виду, что управлять работой второго транзистора будет напряжение  $U_3 = \Delta I_K R_3$ . Наличие в цепях эмиттеров резистора  $R_3$  не приводит к появлению отрицательной обратной связи,

так как изменение токов эмиттеров транзисторов происходит с разными знаками и суммарный ток эмиттера равен нулю.

Подача синфазного сигнала при полной симметрии плеч каскада приводит к одновременному изменению токов и потенциалов обоих транзисторов, в результате чего  $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\kappa 1} - U_{\kappa 2} = 0$ . Однако из-за различия параметров транзисторов изменение токов транзисторов и соответственно потенциалов коллекторов будут неодинаковы, что приведет к определенному значению выходного синфазного напряжения (дрейфу нуля). Уменьшение уровня синфазного выходного напряжения обеспечивается действием ООС, возникающей на резисторе  $R_3$ , так как при синфазном входном сигнале изменения токов транзисторов происходят с одинаковыми знаками.

Каждое включение характеризуется своим значением коэффициента усиления. Принимая следующие первоначальные условия

$$\begin{aligned}
 U_{\text{вх}} &= U_{\sigma 1} + U_3, \\
 I_{\kappa 1} &= h_{21} \cdot U_{\sigma 1} / h_{11} = S \cdot U_{\sigma 1}, \\
 I_{\kappa 2} &= h_{21} \cdot U_3 / h_{11} = S \cdot U_3, \\
 U_3 &= (I_{\kappa 1} + I_{\kappa 2}) \cdot R_3 = \frac{S \cdot R_3}{1 + SR_3} \cdot U_{\sigma 1}, \\
 U_{\kappa 1} &= I_{\kappa 1} \cdot R_{\kappa} \quad \text{и} \quad U_{\kappa 2} = I_{\kappa 2} \cdot R_{\kappa}, \\
 U_{\sigma 1} &= \frac{1 + 2SR_3}{1 + SR_3},
 \end{aligned} \tag{7.2}$$

находятся значения всех коэффициентов усиления.

Инвертирующий коэффициент усиления

$$K_u = \frac{U_{\kappa 1}}{U_{\text{вх}}} = -SR_{\kappa} \cdot \frac{1 + SR_3}{1 + 2SR_3}. \tag{7.3}$$

Неинвертирующий коэффициент усиления

$$K_n = \frac{U_{\kappa 2}}{U_{\text{вх}}} = SR_{\kappa} \cdot \frac{SR_3}{1 + 2SR_3}. \tag{7.4}$$

Дифференциальный коэффициент усиления

$$K_{\partial} = \frac{U_{\kappa 2} - U_{\kappa 1}}{U_{\text{вх}}} = K_u + K_n = S \cdot R_{\kappa}. \tag{7.5}$$

## Синфазный коэффициент усиления

$$K_{сф} = K_n - K_u = \frac{S \cdot R_k}{1 + 2SR_3}. \quad (7.6)$$

Наличие конечного значения синфазного коэффициента усиления говорит о том, что каскад усиливает сигнал дрейфа (синфазный сигнал). Поэтому эффективность работы каскада по уменьшению приведенного дрейфа нуля оценивается специальным коэффициентом, называемый коэффициентом подавления синфазного сигнала, который показывает, во сколько раз коэффициент усиления дифференциального входного сигнала, приложенного между входами каскада, больше коэффициента усиления синфазных сигналов, действующих между каждым входом и общей шиной (землей)

$$q = \frac{K_o}{K_{сф}} = 1 + 2S \cdot R_3. \quad (7.7)$$

Из последнего соотношения видно, что величина коэффициента подавления главным образом зависит от сопротивления резистора  $R_3$ . Однако увеличение сопротивления этого резистора требует увеличения напряжения питания или изменения режима работы транзисторов, так как должно выполняться соотношение  $U_{к0} + I_{к0} \cdot R_k + 2I_{э0} \cdot R_3 = E_o$ .

Для значительного увеличения коэффициента подавления синфазного сигнала применяются различные способы. Простейшим способом является питание каскада от двух источников питания, что позволяет увеличить сопротивление резистора в цепи эмиттера до значения  $R_3 = E_{o2} / 2I_{к0}$ . В этом случае напряжение питания  $E_{o1}$  распределяется только на транзистор и сопротивление в цепи коллектора  $R_k$ , в результате чего потенциалы эмиттеров равны нулю.

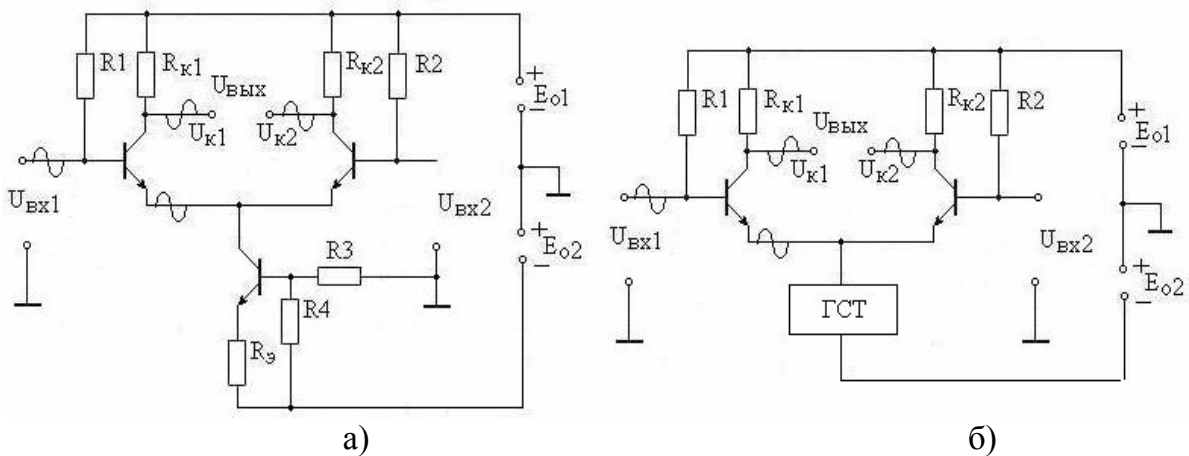


Рис. 7.3. Дифференциальные каскады с повышенным коэффициентом подавления синфазного сигнала

Более значительное увеличение сопротивления в цепи эмиттера достигается заменой статического резистора динамическим сопротивлением (рис. 7.3,а). В этой схеме роль сопротивления в цепи эмиттера выполняет динамическое сопротивление дополнительного транзистора VT3.

В современных высококачественных дифференциальных каскадах роль сопротивления в цепи эмиттера выполняют различные схемы генераторов стабильного тока (ГСТ), обладающих свойством поддержания тока нагрузки на заданном уровне и поэтому обладающими высоким динамическим внутренним сопротивлением (рис. 7.3, б).

На рис.7.4 приведены основные схемы генераторов стабильного тока, нашедшие применение в интегральной электронике.

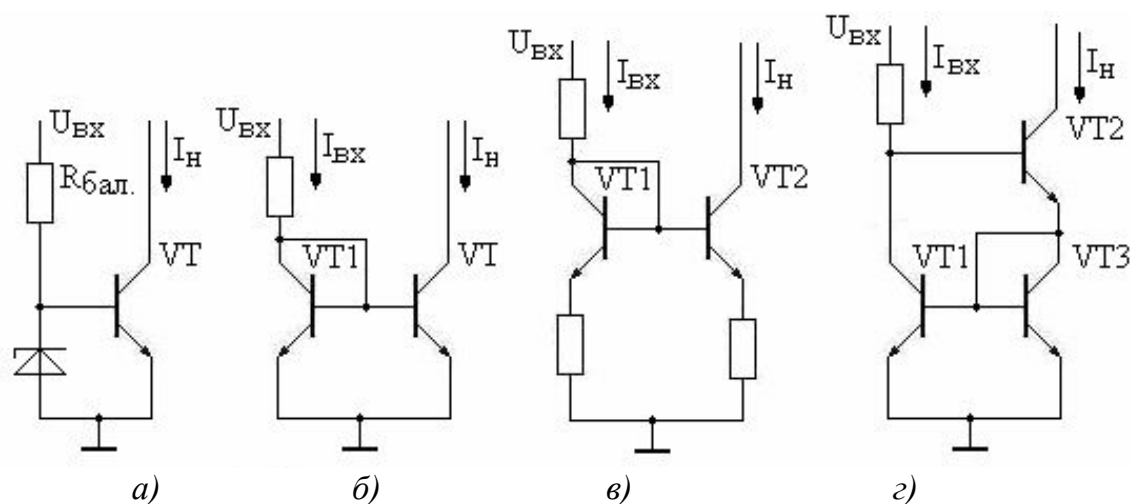


Рис. 7.4. Схемы генераторов стабильного тока

Принцип работы схемы на рис. 7.4, а заключается в стабилизации напряжения базы транзистора с помощью параметрического стабилизатора, состоящего из стабилитрона и последовательно включенного с ним балластного резистора. Постоянство напряжения на базе обеспечивает стабильность коллекторного тока и соответственно ток нагрузки, т.к.  $I_H = (U_{CT} - U_{бэ})/R$ .

Для схемы рис.7.4, б при использовании транзисторов с одинаковыми параметрами справедливы соотношения

$$\begin{aligned}
 I_{б1} = I_{б2} = I_б \text{ и } I_{к1} = I_{к2} &= B \cdot I_б \\
 I_{вх} = I_{к1} + 2I_б \text{ и } I_H &= B \cdot I_б, \\
 I_H &= B \cdot I_{вх} / (B+2) \cong I_{вх}.
 \end{aligned}
 \tag{7.8}$$

Таким образом, выходной ток схемы почти повторяет входной, почему эта схема и называется токовым зеркалом. Еще большая стабильность достигается введением в цепи эмиттеров резисторов (рис.7.4, в).

В схеме рис.7, з по сравнению с первой схемой вместо стабилитрона используется прямо смещенный  $p-n$  переход транзистора VT2 в диодном включении. Динамическое выходное сопротивление такого ГСТ  $R_{\text{дин}} = B \cdot r_{кэ}$ .

Входное сопротивление каскада по дифференциальному сигналу определяется входным сопротивлением транзистора  $h_{11э}$ , включенного по схеме с общим эмиттером, с учетом сопротивлений цепи смещения, а входное сопротивление по синфазному сигналу определяется также входным сопротивлением  $h_{11э}$  с учетом действия отрицательной обратной связи

$$R_{\text{вх,сф}} = h_{11э} \cdot (1 + 2SR_э). \quad (7.9)$$

Выходные сопротивления каскада в дифференциальном и синфазном включении соответственно равны:

$$R_{\text{выхдф}} = R_{к}, \quad R_{\text{выксф}} = \frac{1}{h_{22} \cdot (1 + 2SR_э)}. \quad (7.10)$$

### Вопросы для самопроверки

1. Какой усилитель относится к усилителю постоянного тока?
2. Какие возникают сложности в реализации УПТ?
3. Объяснить понятие дрейфа нуля и причины его возникновения.
4. Пояснить методы уменьшения дрейфа нуля.
5. Объяснить особенности построения дифференциального каскада.
6. Привести способы подачи входного сигнала в дифференциальном каскаде и способы снятия выходного.
7. Привести основные параметры дифференциального каскада.
8. Объяснить методы подавления синфазного сигнала в дифференциальных каскадах.



## 8. Операционные усилители

Операционным усилителем (ОУ) называется усилитель постоянного тока с большим собственным коэффициентом усиления, имеющий дифференциальный вход и несимметричный выход. Один из его входов является инвертирующим, поскольку при подаче на него входного сигнала выходной совпадает с входным по фазе, а второй – неинвертирующим (выходной сигнал имеет противоположную фазу входному).

Свое название операционные усилители получили из-за того, что первоначально применялись для выполнения математических операций над электрическими сигналами.

**Операционный усилитель** — многокаскадный усилитель постоянного тока с большими коэффициентом усиления и входным сопротивлением, дифференциальным входом и несимметричным выходом с малым выходным сопротивлением, предназначенный для работы в устройствах с глубокой отрицательной обратной связью.

Операционный усилитель, выполненный в виде интегральной микросхемы, в общем случае состоит из трех блоков (рис.8.1): дифференциального входного каскада (ДФК), блока каскадов промежуточных усиления (ПУ) и окончного каскада (ОК).

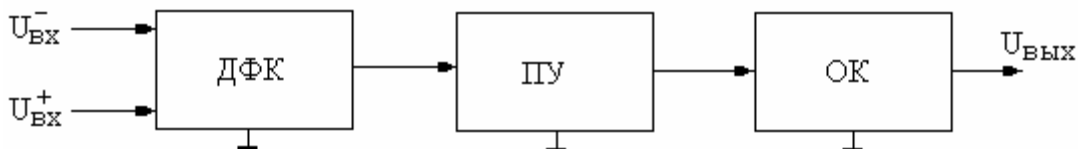


Рис.8.1. Блок-схема операционного усилителя

Дифференциальный каскад обеспечивает возможность подачи входных сигналов по дифференциальному принципу, подавление синфазного сигнала, некоторое усиление входного сигнала и высокое входное сопротивление. В зависимости от используемого входа (инвертирующего или не инвертирующего) обеспечивается возможность получить выходной сигнал в фазе с входным сигналом или сдвинутым на  $180^\circ$ . Промежуточные каскады обеспечивают основное усиление по напряжению. В качестве промежуточных каскадов используют дифференциальные или однополюсные каскады. Оконечный каскад предназначен для согласования ОУ с нагрузкой, для чего он обеспечивает малое выходное сопротивление и необходимую мощность. Выполняются окончные каскады по схеме бестрансформаторного усилителя мощности или эмиттерного повторителя.

Варианты обозначения операционных усилителей на принципиальных схемах представлены на рис. 8.2.

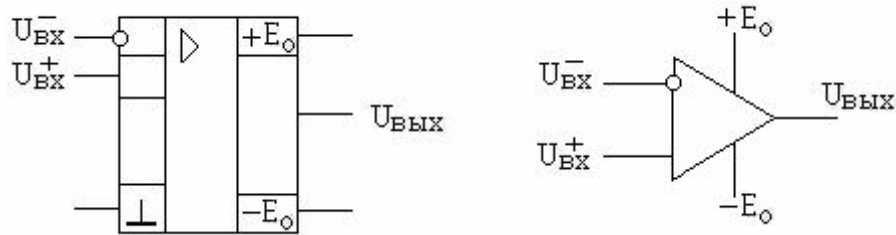


Рис. 8.2. Условные графические обозначения ОУ

Любой ОУ, как правило, имеет шесть выводов: два входных (инвертирующий  $U_{\text{ВХ}}^-$  и неинвертирующий  $U_{\text{ВХ}}^+$ ), два вывода для подключения источников питания  $\pm E_0$  и один выходной вывод  $U_{\text{ВЫХ}}$ , а также вывод для подсоединения к общей шине (земле). Кроме основных имеются дополнительные выводы, к которым подключаются цепи балансировки входного каскада по постоянному току, цепи коррекции АЧХ.

### 8.1. Параметры, характеристики, эквивалентная схема ОУ

Операционный усилитель характеризуется усилительными, энергетическими, частотными и погрешностными параметрами, основными из которых являются:

- входные и выходные, к которым относятся входное и выходное сопротивления, входные токи (токи смещения, сдвига)  $I_{\text{ВХ}}^-$  и  $I_{\text{ВХ}}^+$  входного дифференциального каскада, а также разность входных токов  $\Delta I_{\text{ВХ}} = I_{\text{ВХ}}^- - I_{\text{ВХ}}^+$  (ток сдвига). Входные сопротивления в зависимости от способа подключения входного сигнала подразделяются на дифференциальное  $R_{\text{ВХдф}}$  и синфазное  $R_{\text{ВХсф}}$ . Входное дифференциальное сопротивление – это полное входное сопротивление со стороны любого входа при заземленном другом входе. Синфазное входное сопротивление характеризует изменение среднего входного тока при приложении к входам синфазного напряжения;

- к усилительным относятся: максимальное значение выходного напряжения  $U_{\text{max}}^\pm$ , дифференциальный коэффициент усиления  $K_{\text{д}}$ , нагрузочная способность (максимальный выходной ток). Выходной ток определяется токами нагрузки и цепи обратной связи  $I_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{ос}} + I_{\text{Н}} \approx I_{\text{Н}}$ . Сопротивление нагрузки  $R_{\text{Н}}$  должно быть таким, чтобы величина выходного тока  $I_{\text{ВЫХ}}$  не превышала допустимого значения для данного ОУ:

- энергетические – напряжение питания  $\pm E_0$ , потребляемый ток  $I_0$ ;
- частотные – предельная частота усиления  $F_t$ , на которой собственный коэффициент усиления равен единице, скорость нарастания выходного сигнала ( $V = dU_{\text{ВЫХ}} / dt$ ). Скорость нарастания - это максимальная скорость изменения выходного сигнала при подаче на вход сигнала прямоугольной формы.



Показатель ограничивает частоту синусоидального сигнала, на которой возможно получение на выходе ОУ неискаженного колебания требуемой амплитуды  $V=2\pi F \cdot U_{\text{мввых}}$ ;

- статические погрешности – это параметры, учитывающие отклонение выходного напряжения при отсутствии входного.

Основными характеристиками (рис.8.3), оценивающими работу ОУ, являются передаточная (амплитудная) и амплитудно-частотная (АЧХ).

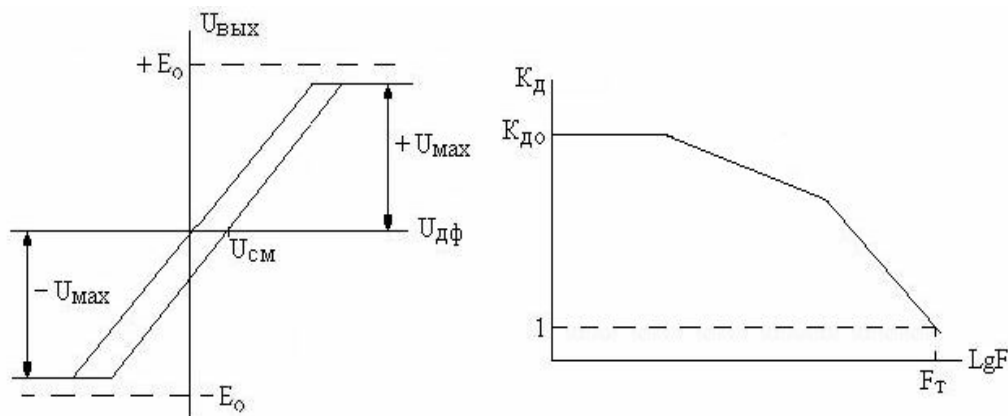


Рис.8.3. Характеристики операционного усилителя

Передаточная характеристика представляет собой зависимость выходного напряжения от знака и уровня дифференциального входного напряжения. Реальная характеристика из-за наличия напряжения смещения  $U_{\text{см}}$  имеет некоторый сдвиг. Амплитудно-частотная характеристика ОУ соответствует АЧХ усилителя постоянного тока.

На рис. 8.4 представлена эквивалентная схема операционного усилителя.

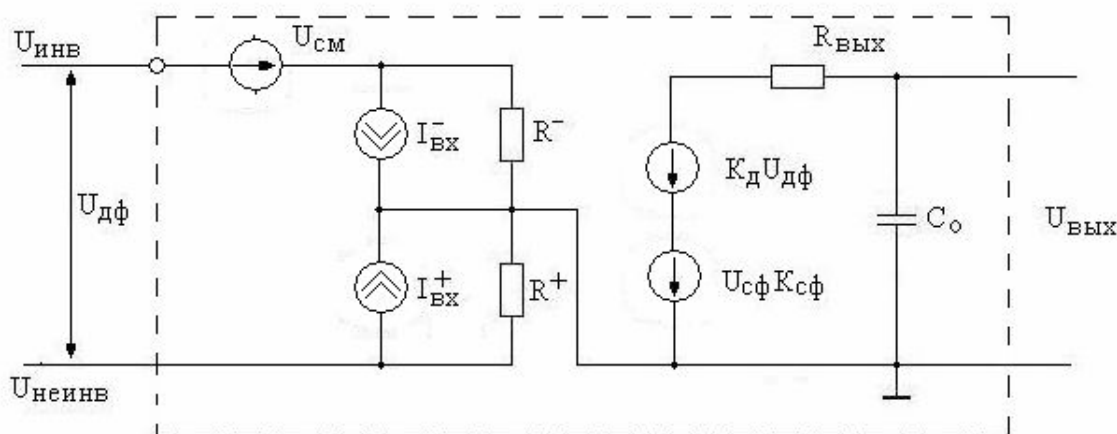


Рис.8.4. Эквивалентная схема операционного усилителя

Элементы, введенные в эквивалентную схему, учитывают наличие входных токов смещения, представленных источниками тока  $I_{\text{вх}}^-$  и  $I_{\text{вх}}^+$  со своими сопротивлениями, усиление дифференциального и синфазного сигналов – источниками  $K_{\text{д}}U_{\text{дф}}$  и  $K_{\text{сф}}U_{\text{сф}}$  тока, внутреннее сопротивление  $R_{\text{вых}}$  и приведенную емкость  $C_{\text{о}}$ .

## 8.2. Схемы включения ОУ

Операционные усилители обладают высоким собственным коэффициентом усиления, а поэтому для обеспечения их работы в линейном режиме используются с внешние отрицательные обратные связи. В линейном режиме амплитуда выходного напряжения должна быть меньше напряжения насыщения  $\pm U_{\max}$ .

В целях упрощения рассмотрения принципа работы типовых схем, выполненных на базе операционных усилителей, вводится понятие идеального ОУ, для которых принимается:

- бесконечно большой дифференциальный коэффициент усиления, не зависящий от частоты сигнала;
- бесконечно большие входные сопротивления и близкое к нулю выходное сопротивление;
- отсутствие дрейфа нуля и смещения выходного напряжения;
- бесконечно большое значение коэффициента подавления синфазного сигнала.

Из-за наличия двух входов управляющий сигнал также, как и в обычном дифференциальном каскаде, может подаваться несколькими способами, в связи с чем различаются соответствующие схемы включения ОУ, обладающие своими значениями параметров.

### 8.2.1. Инвертирующее включение ОУ

Схема инвертирующего включения показана на рис.8.4, в которой входной сигнал подается на инвертирующий вход ОУ при заземленном неинвертирующем. Сопротивление отрицательной обратной связи  $R_{oc}$ , включенное с выхода усилителя на инвертирующий вход, образует цепь параллельной обратной связи по напряжению.

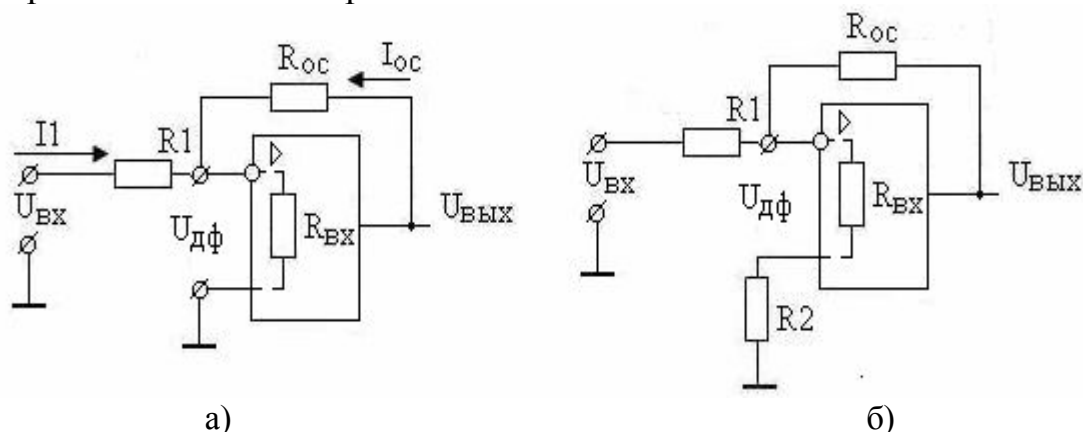


Рис. 8.5. Инвертирующее включение ОУ

Принимая ОУ идеальным с параметрами  $R_{вх} \rightarrow \infty$ ,  $R_{вых} \rightarrow 0$ ,  $K_d \rightarrow \infty$  можно полагать, что его входные цепи из-за бесконечно большого входного сопротивления не потребляют ток от источника сигнала ( $I_{вх}^+ = I_{вх}^- = 0$ ). Это допущение позволяет считать равным нулю ( $U_{дф} = 0$ ) дифференциальное входное напряжение (напряжение между инвертирующим и неинвертирующим вхо-

дами). В этом случае потенциал инвертирующего входа также равен нулю, что позволяет считать инвертирующий вход виртуально заземленным.

В результате такого допущения можно считать, что входное напряжение целиком приложено к резистору  $R_1$ , а выходное - к резистору цепи обратной связи  $R_{oc}$ . Поэтому через резистор  $R_1$  протекает ток  $I_1 = U_{вх}/R_1$ , через резистор обратной связи -  $I_{oc} = U_{вых}/R_{oc}$ .

***Инвертирующий усилитель** — усилитель, изменяющий фазу гармонического сигнала на  $180^\circ$  или полярность импульсного сигнала на противоположную.*

Из схемы следует равенство токов  $I_1 = I_{oc}$ , что дает значение напряжения на выходе ОУ

$$U_{вых} = -U_{вх} \cdot \frac{R_{oc}}{R_1} = -U_{вх} \cdot K_u \quad (8.1)$$

и соответственно коэффициент усиления схемы равен

$$K_u = -\frac{R_{oc}}{R_1}. \quad (8.2)$$

Знак минус показывает изменение фазы усиливаемого сигнала.

В схеме на реальном операционном усилителе, имеющего конечное значение входного сопротивления, коэффициент усиления зависит от коэффициента передачи входной цепи  $K_{вх}$  и входного дифференциального сопротивления  $R_{дф}$  самого ОУ. С учетом названных параметров, используя свойства усилителя, охваченного обратной связью, инвертирующий коэффициент усиления будет равен

$$K_u = -\frac{K_{вх} \cdot K_{об}}{1 + K_{об} \cdot \beta} = -\frac{K_{вх}}{\frac{1}{K_{об}} + \beta}, \quad (8.3)$$

где коэффициенты передачи входной цепи и обратной связи

$$K_{вх} = \frac{(R_{oc} \cdot R_{дф}) / (R_{oc} + R_{дф})}{R_1 + (R_{oc} \cdot R_{дф}) / (R_{oc} + R_{дф})},$$

$$\beta = \frac{(R_1 \cdot R_{дф}) / (R_1 + R_{дф})}{R_{oc} + (R_1 \cdot R_{дф}) / (R_1 + R_{дф})}.$$

Результирующее значение инвертирующего коэффициента усиления

$$K_u = -\frac{R_{oc}}{R1} \cdot \frac{K_{\partial}}{1 + K_{\partial} + \frac{R_{oc}}{R1} + \frac{R_{oc}}{R_{\partial\phi}}} \quad (8.4)$$

Принимая в этих формулах собственный коэффициент усиления ОУ  $K_{\partial} \rightarrow \infty$  и  $R_{\partial\phi} \rightarrow \infty$ , получим уже найденное ранее значение  $K_u = -\frac{1}{\beta} = -\frac{R_{oc}}{R1}$ .

Входное сопротивление схемы инвертирующего усилителя

$$R_{вх} = R1 + \frac{R_{oc} \cdot R_{\partial\phi}}{R_{oc} + R_{\partial\phi}} \approx R1. \quad (8.5)$$

### 8.2.2. Неинвертирующее включение ОУ

При данном включении операционного усилителя входной сигнал подается на неинвертирующий вход, а сигнал обратной связи через делитель R1 и R<sub>oc</sub> на инвертирующий (рис. 8.5, а).

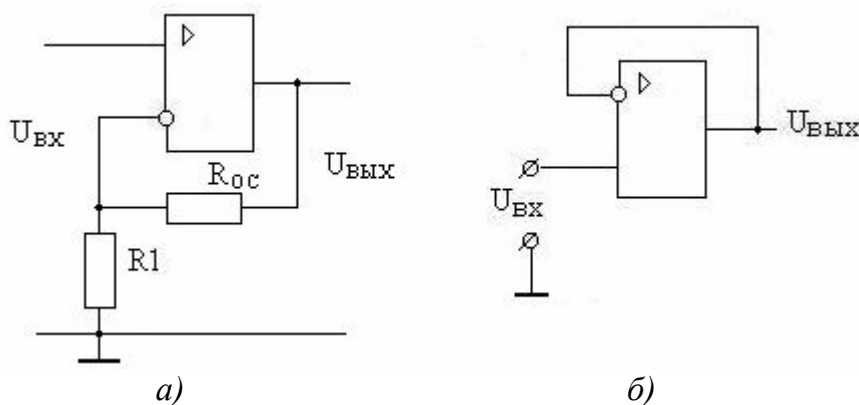


Рис.8.5. Неинвертирующее включение ОУ

**Неинвертирующий усилитель** — усилитель, сохраняющий (повторяющий) фазу гармонического сигнала или полярность импульсного сигнала входного сигнала.

В неинвертирующем включении ОУ коэффициент передачи входной цепи в основном определяется дифференциальным входным сопротивлением операционного усилителя

$$K_{ax} = \frac{R_{\partial\phi}}{R_{\partial\phi} + (R1 \cdot R_{oc}) / (R1 + R_{oc})} \quad (8.6)$$

Коэффициент передачи данной схемы  $K_n$  с учетом влияния ООС равен

$$K_u = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВЫХ} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_{OC}}} = 1 + \frac{R_{OC}}{R_1}. \quad (8.7)$$

Отдельным вариантом неинвертирующего включения является схема, которая получается из основной исключением резисторов цепи обратной связи (рис.8.5, б). Так как в этом случае усилитель охвачен 100% -й ООС и коэффициент передачи цепи обратной связи  $\beta$  равен единице, то и общий коэффициент усиления равен единице. Данная схема носит названия повторитель, буферный усилитель, изолирующий усилитель.

### 8.2.3. Дифференциальное включение ОУ

Дифференциальное включение ОУ (рис.8.6) используется для усиления разности напряжений  $U_{ВХ.диф.}=(U_{ВХ2}-U_{ВХ1})$ , действующих между инвертирующим и неинвертирующим входами усилителя. Схема характеризуется комбинацией инвертирующего и неинвертирующего включений ОУ, что позволяет ее работу оценивать с помощью ранее сделанных выводов.

*Дифференциальный усилитель — усилитель, выходное напряжение которого равно усиленной разнице между неинвертирующим и инвертирующим входами.*

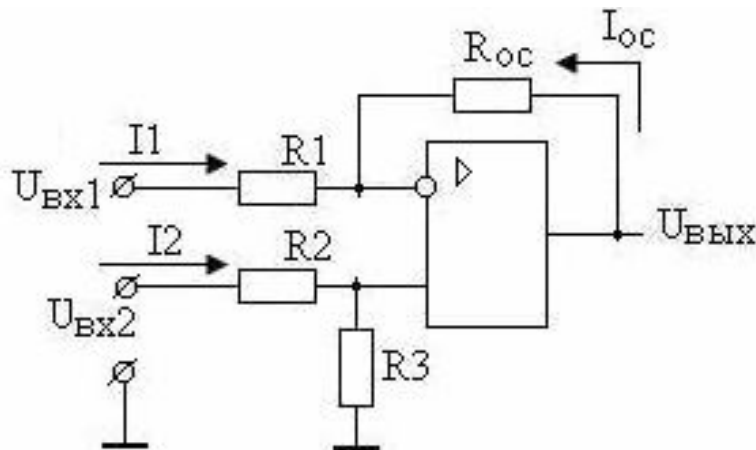


Рис.8.6. Дифференциальное включение

Действительно, при  $U_{ВХ2}=0$  схема будет работать по отношению к  $U_{ВХ1}$  как инвертирующий усилитель и его выходное напряжение согласно (8.2)  $U_{ВЫХ1} = -R_{OC} \cdot U_{ВХ1} / R1$ . При  $U_{ВХ1}=0$  схема представляет неинвертирующий усилитель, на входе которого для выравнивания коэффициентов усиления схем включения ОУ включен делитель напряжения R2 и R3 с коэффициентом деления  $R3/(R2+R3)$ . В этом случае выходное напряжение равно

$$U_{\text{вых}2} = \frac{R3}{R2 + R3} \cdot \left(1 + \frac{R_{oc}}{R1}\right). \quad (8.8)$$

При воздействии обеих входных сигналов и обеспечении равенства  $R_{oc} \cdot R2 = R1 \cdot R3$  выходное напряжение схемы равно

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}2} - U_{\text{вых}1} = K_{\text{н}} \cdot U_{\text{вх}2} - K_{\text{и}} \cdot U_{\text{вх}1} = (U_{\text{вх}2} - U_{\text{вх}1}) \cdot R_{oc} / R1. \quad (8.9)$$

### 8.3. Статические погрешности ОУ

Выходное напряжение операционного усилителя при отсутствии входного всегда отлично от нуля на величину постоянной составляющей  $U_0$ , которая является так называемой статической погрешностью. Она снижает максимальную амплитуду выходного напряжения и соответственно, приведенная ко входу, ограничивает чувствительность реализуемого усилителя. Также статическая погрешность может привести к появлению нелинейных искажений выходного сигнала (рис.8.7) за счет отсечки его одной полуволны. В общем случае статическая погрешность определяется собственными параметрами ОУ и используемыми внешними элементами.

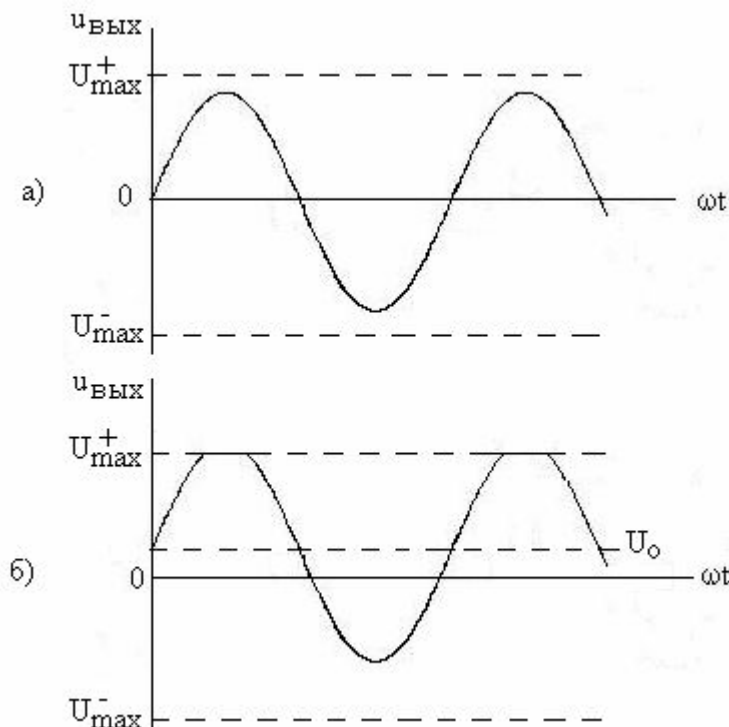


Рис.8.7. Влияние статической погрешности

Основными параметрами операционного усилителя, характеризующими его статические погрешности, являются напряжение смещения  $U_{\text{см}}$ , конечные значения входных токов, температурный дрейф напряжения смещения  $dU_{\text{см}}/dt$  и разности входных токов  $d(\Delta I_{\text{вх}})/dt$ , коэффициент усиления синфаз-

ного сигнала, нестабильность коэффициента усиления при изменении напряжения источника питания.

Напряжение смещения (сдвига)  $U_{см}$  – есть выходное напряжение ОУ при нулевом входном сигнале, отнесенное ко входу.

Наличие  $U_{см}$  приводит к появлению напряжения на выходе ОУ, равного

$$U_{o1} = U_{см} \cdot \left( \frac{R_{oc}}{R1} + 1 \right). \quad (8.10)$$

Уменьшение влияние этой погрешности возможно выбором операционного усилителя с меньшим значением напряжения смещения, использованием внешней компенсации этого напряжения.

Наличие входного тока приводит к появлению дополнительного выходного напряжения, равного

$$U_{o2} = \Gamma_{вх} \cdot R_{oc}. \quad (8.11)$$

Введение в неинвертирующую цепь резистора (рис.8.5,б) с сопротивлением равным  $R2 = R1 // R_{oc}$  создает на нем за счет протекания тока  $\Gamma_{вх}^+$  падение напряжения, компенсирующее эту составляющую до значения

$$U_{o2} = \Delta I_{вх} \cdot R_{oc}. \quad (8.12)$$

Определенную долю статической погрешности вносит усиление синфазной составляющей или конечное значение коэффициента подавления синфазного сигнала  $q$

$$U_{o3} = K \cdot \frac{U_{сф}}{q}. \quad (8.14)$$

Использование нестабилизированного источника питания определяет свою погрешность, определяемую выражением

$$U_{o4} = \delta \cdot K_o \cdot K_E, \quad (8.15)$$

где  $\delta$  - относительная нестабильность источника питания,

$K_E$  – коэффициент влияния нестабильности источника питания.

Таким образом, общая статическая погрешность определяется суммой всех составляющих

$$U_o = U_{o1} + U_{o2} + U_{o3} + U_{o4} + U_{o5}. \quad (8.16)$$

## 8.4. Функциональные схемы на базе ОУ

Построение конкретных устройств на базе операционных усилителей, выполняющих те или иные функции, осуществляется с использованием различных комбинаций пассивных элементов (резисторов и конденсаторов) во входных цепях и цепях внешних обратных связей.

### 8.4.1. Сумматор напряжений

Для выполнения операции алгебраического сложения нескольких электрических сигналов достаточно дополнить инвертирующее или неинвертирующее включение ОУ дополнительными входами (рис. 8.7).

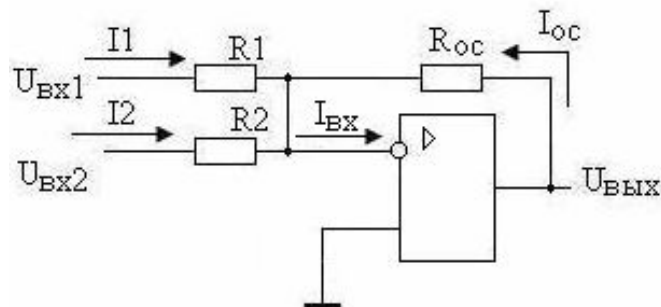


Рис.8.7. Сумматор

В рассматриваемой схеме  $I_{ВХ} = I_1 + I_2 = I_{OC}$ . Значения каждого тока определяется уровнем соответствующего входного напряжения и сопротивлений резисторов во входных цепях  $I_1 = U_{ВХ1}/R_1$ ,  $I_2 = U_{ВХ1}/R_2$ . И тогда в общем случае для "n" входных сигналов можно записать

$$U_{ВЫХ} = -\left( U_{ВХ1} \cdot \frac{R_{OC}}{R_1} + U_{ВХ2} \cdot \frac{R_{OC}}{R_2} + \dots + U_{ВХn} \cdot \frac{R_{OC}}{R_n} \right). \quad (8.17)$$

Отношение сопротивления в цепи обратной связи к сопротивлениям соответствующих входов можно считать весовыми коэффициентами. В частном случае при  $R_{OC} = R_1 = R_2 = \dots = R_n$  получается сумматор напряжений

$$U_{ВЫХ} = - (U_{ВХ1} + U_{ВХ2} + \dots + U_{ВХn}). \quad (8.18)$$

Одновременно со сложением нескольких сигналов можно производить и сравнение их с некоторым сигналом, для чего необходимо дифференциальное включение ОУ (рис.8.7, б). Выходное напряжение данной схемы с учетом (8.7 и 8.8) и при выполнении условия баланса сопротивлений равно

$$U_{ВЫХ} = \frac{R_{OC}}{R_3} \cdot U_{ВХ3} - U_{ВХ1} \cdot \frac{R_{OC}}{R_1} - U_{ВХ2} \cdot \frac{R_{OC}}{R_2}. \quad (8.19)$$



### 8.4.2. Дифференциатор

Дифференцирующей называется схема, производящей математическую операцию дифференцирования (выходное напряжение равно производной входного) или формирования остроконечных импульсов запуска. Дифференцирование может производиться RC или LC цепями, а также с помощью операционного усилителя (рис.8.8, б). Дифференцирование гармонических сигналов производится при условии  $R \ll 1/\omega C$ , а импульсных – при  $RC \ll t_{ин}$ .

*Дифференцирующий усилитель — усилитель, сигнал на выходе которого пропорционален производной входного сигнала.*

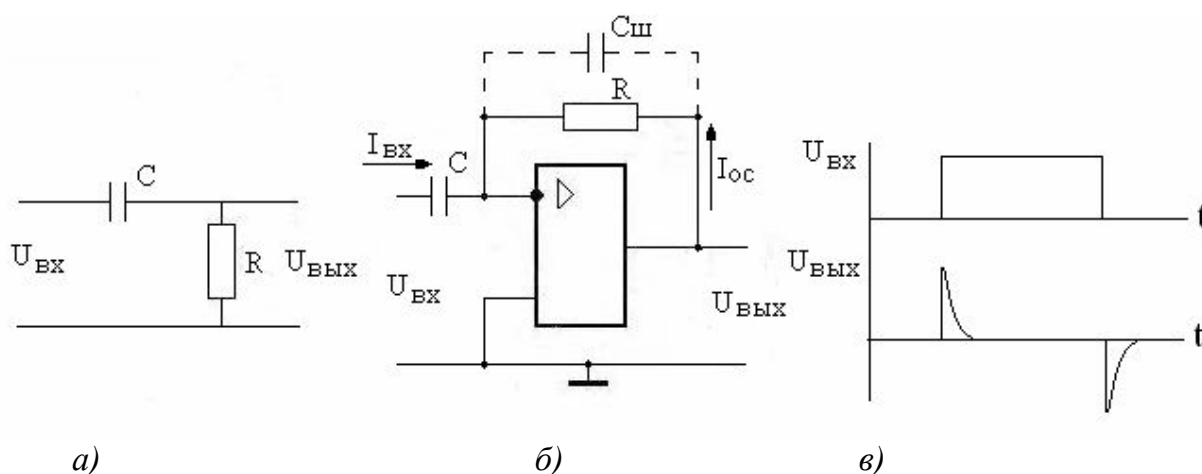


Рис.8.8. Схема дифференцирования

Работа RC цепи (рис.8.8, а) происходит следующим образом. До воздействия входного сигнала напряжения на резисторе и емкости равны нулю. В момент подачи входного сигнала (рис. 8.8, в) напряжение на выходе изменяется скачком до  $U_m$  и начинает уменьшаться до нуля ввиду заряда конденсатора. Время заряда приблизительно равно  $t=(3\div 5)RC$ . По окончании действия входного импульса конденсатор ставший источником напряжения разряжается от  $U_m$  до 0. При этом из-за изменения направления тока знак выходного напряжения изменяется на противоположный. Для рассмотренной RC цепи можно записать соотношение

$$U = i \cdot R = RC \cdot \frac{du_c}{dt} = RC \cdot \frac{d(u_{ex} - u_{вых})}{dt} \approx RC \frac{du_{ex}}{dt}. \quad (8.20)$$

В схеме на операционном усилителе, принимая его параметры идеальными ( $K_{дф} \rightarrow \infty$  и  $R_{дф} \rightarrow \infty$ ), можно считать, что входной ток равен току обратной связи  $I_{ВХ} = I_{ОС}$ , и соответственно  $i_{ВХ} = C \cdot \frac{dU_c}{dt} = C \cdot \frac{dU_{ex}}{dt}$  и  $i_{ОС} = \frac{U_{вых}}{R}$ .

Тогда из последних соотношений получим

$$U_{\text{ВЫХ}} = RC \frac{dU_{\text{вх}}}{dt}. \quad (8.21)$$

С целью устранения явления самовозбуждения дифференциатора резистор в цепи обратной связи шунтируется конденсатором  $C_{\text{ш}}$ , емкость которого должна быть меньше емкости рабочего конденсатора  $C$ .

### 8.4.3. Интегратор

К интегрирующим относятся схемы, у которых выходное напряжение пропорционально интегралу входного сигнала во времени. Применяются для получения линейно-изменяющихся напряжений. Как и дифференцирующие строятся на основе RC, LC цепей или операционных усилителей.

*Интегрирующий усилитель — усилитель, сигнал на выходе которого пропорционален интегралу от входного сигнала.*

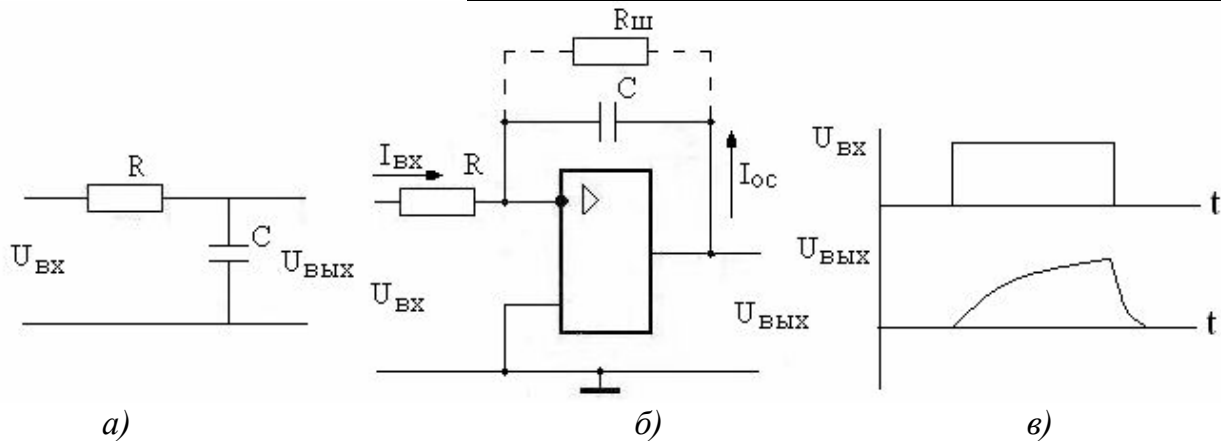


Рис.8.9. Схема интегрирования

В интегрирующей цепи (рис. 8.9, а) при поступлении входного импульса напряжение на конденсаторе, являющимся выходным, возрастает по экспоненте, а по окончании действия – также по экспоненте уменьшается. Для выполнения операции интегрирования на основе ОУ в цепь обратной связи устанавливается конденсатор  $C_{\text{ос}}$  (рис. 8.9, б). В этом случае для идеального ОУ справедливы соотношения

$$i_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}}/R = i_{\text{ос}} = i_c, \quad U_{\text{вх}} = U_c = \frac{1}{C} \int i_c(t) dt. \quad (8.22)$$

$$U_{\text{вх}} = -\frac{1}{RC} \int U_{\text{вх}} dt.$$

Время интегрирования принимается равным длительности импульса входного сигнала или при периодическом входном сигнале - периоду следова-

ния входного сигнала. Выходное напряжение не зависит от коэффициента усиления ОУ, а определяется постоянной времени  $\tau = R \cdot C$  и характером входного сигнала. Например, при подаче на вход прямоугольного импульса (рис. 8.9, в.) выходной сигнал будет иметь вид линейно-изменяющегося напряжения  $U_{\text{вых}}(t) = -\frac{Um}{\tau} \cdot t$ .

Наличие у реального ОУ конечного значения напряжения смещения вызывает на выходе схемы появление дополнительного напряжения

$$U_{\text{дон}} = -\frac{1}{RC} \int U_{\text{см}} dt.$$

В целях исключения погрешности интегрирования конденсатор шунтируется резистором  $R_{\text{ш}}$ , через который происходит разряд конденсатора.

#### 8.4.4. Логарифмирующие и антилогарифмирующие устройства

В логарифмирующих и экспоненциальных устройствах для получения требуемой функциональной характеристики используются свойства смещенного в прямом направлении р – n – перехода диода или биполярного транзистора. Для выполнения операций логарифмирования нелинейный элемент устанавливается в цепи обратной связи ОУ (рис.8.10), а для обратной операции – такой же элемент во входную цепь (рис.8.11).

*Логарифмический усилитель — усилитель, выходной сигнал которого приблизительно пропорционален логарифму входного сигнала.*

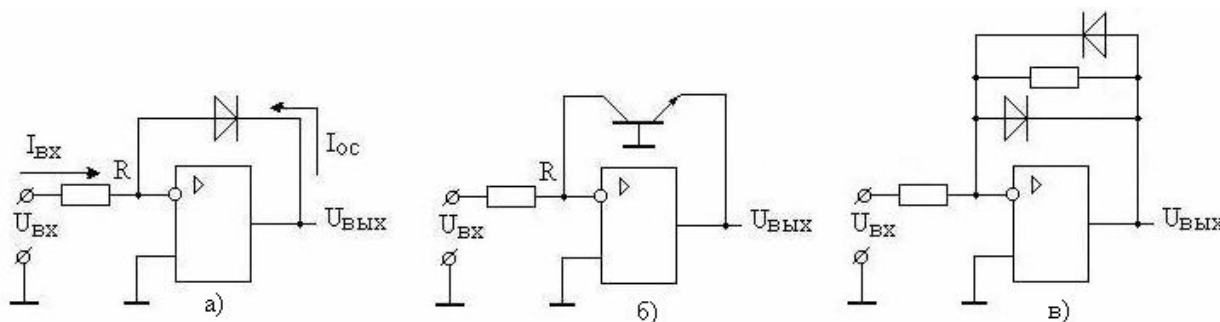


Рис. 8.10. Логарифмирующие устройства

Преобразуя известные выражения для тока полупроводникового диода  $I_a \approx I_o \cdot (e^{\frac{U_{ак}}{\varphi_k}} - 1)$  и тока коллектора транзистора  $I_k = I_{эо} \cdot (e^{\frac{U_{бэ}}{\varphi_k}} - 1)$  относительно напряжений, получим соотношения  $U_{ак} = \varphi_k \cdot \ln \frac{I_a}{I_s}$  и  $U_{бэ} = \varphi_k \cdot \ln \frac{I_k}{I_{эо}}$ .

Приняв для логарифмирующего устройства выходные напряжения соответственно равными  $U_{\text{вых}} = U_{ак}$  (рис.8.10, а) и  $U_{\text{вых}} = U_{бэ}$  (рис.8.10, б), находится

$$U_{\text{вых}} = \varphi_k \cdot [\ln U_{\text{вх}} - \ln(R \cdot I_o)] \approx \varphi_k \cdot \ln U_{\text{вх}}. \quad (8.23)$$

Поскольку у диодов вольтамперная характеристика несколько отличается от логарифмической, то для повышения точности преобразования диоды заменяются транзисторами.

При построении логарифмирующего усилителя необходимо учитывать, что полярность входного напряжения должна соответствовать включению диода и транзистора.

Выходное напряжение антилогарифмирующей схемы (рис.8.11) определяется выражением

$$U_{\text{вых}} = -I_{\text{ко}} \operatorname{Re}^{\frac{U_{\text{вх}}}{\varphi_k}}. \quad (8.24)$$

Для защиты транзистора от высокого входного сигнала в схему вводится ограничительный диод.

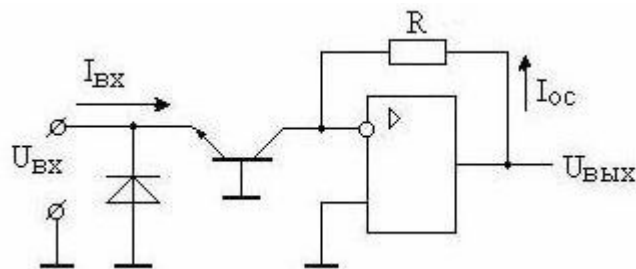


Рис.8.11. Антилогарифмирующее устройство

Для усиления сигналов, имеющих значительный динамический диапазон, может быть использована схема сжатия сигнала по логарифмическому закону (компрессирование), представляющая собой схему двухстороннего логарифмирования (рис.8.10, в). Дополнительный резистор в цепи обратной связи обеспечивает усиление операционным усилителем слабых сигналов, меньших порога срабатывания диодов.

#### 8.4.5. Схемы умножения емкости и преобразования сопротивления

Входная проводимость четырехполюсника (рис.8.12, а) в системе "Y" параметров определяется соотношением

$$Y = Y_{11} + Y_{12} \cdot K = j\omega C + j\omega CK = j\omega C \cdot (1+K), \quad (8.25)$$

откуда входная емкость схемы равна  $C_{\text{вх}} = C \cdot (1+K)$ .

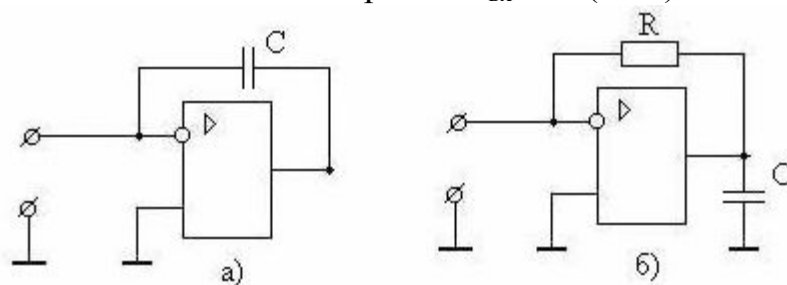


Рис.8.12. Схемы умножения емкости и преобразования сопротивления

Входная проводимость операционного усилителя (рис.8.12, б) при наличии обратной связи равна

$$Y_{\text{вх}} = Y_{11} + \frac{Y_{21} \cdot Y_{12}}{Y_{22} + Y_n} \approx \frac{Y_{21} \cdot Y_{12}}{Y_n}.$$

Принимая  $Y_n = j\omega C_n$  и  $Y_{21} \cdot Y_{12} = A$ , можно записать формулу для входного сопротивления схемы

$$Z_{\text{вх}} = \frac{j\omega C_n}{A} = j\omega L, \quad (8.26)$$

из которой видно, что входное сопротивление имеет индуктивный характер.

#### 8.4.6. Усилитель переменного тока

Операционные усилители также как и одиночные каскады на дискретных элементах (транзисторах, электронных лампах) могут использоваться в качестве каскадов предварительного усиления. Пример схемы усилителя переменного напряжения приведен на рис.8.13.

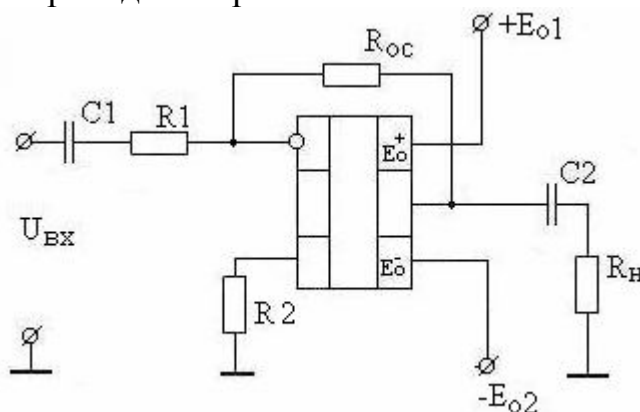


Рис. 8.13. Усилитель переменного тока

В данной схеме использовано инвертирующее включение операционного усилителя, поэтому уровень усиления определяется соотношением сопротивлений  $R1$  и  $R_{oc}$ .

Для обеспечения необходимого коэффициента усиления  $K_o$  каскада в заданном диапазоне частот операционный усилитель должен обладать соответствующей предельной частотой усиления

$$F_t \geq \frac{K_o \cdot F_{\text{св}}}{\sqrt{M_{\text{св}}^2 - 1}}. \quad (8.27)$$

Уровень выходного сигнала зависит от скорости нарастания выходного сигнала операционного усилителя и высшей частоты усиления

$$U_{\max} = \frac{V}{2\pi F \epsilon} \geq U_{\text{тввы}} \quad (8.28)$$

и от величины статической погрешности

$$U_{\text{тввы}} \leq U_{\max} - U_{\text{одоп.}} \quad (8.29)$$

Максимальное сопротивление в цепи отрицательной обратной связи выбирается в пределах  $R_{\text{осmin}} \geq R_{\text{нmin}}$ ,  $R_{\text{осmax}} < 0.1R_{\text{вхдф}}$ , а также в зависимости от значения статической погрешности

$$R_{\text{ос}} = \frac{U_o - U_{\text{см}} \cdot (K_o - 1)}{\Delta I_{\text{ex}}} \quad (8.30)$$

В большинстве случаев для работы операционного усилителя требуется двухполярный источник питания. В усилителях переменного напряжения, как правило, используется только один источник питания положительной или отрицательной полярности. В этом случае для усиления двухполярного сигнала необходимо перевести рабочую точку на середину амплитудной характеристики (рис.8.14).

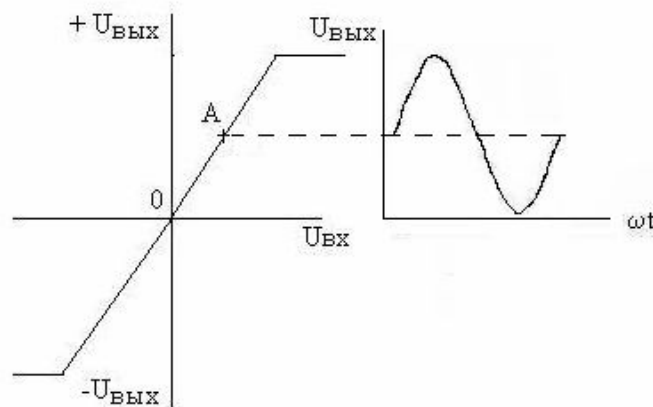


Рис. 8.14. Установка рабочей точки ОУ

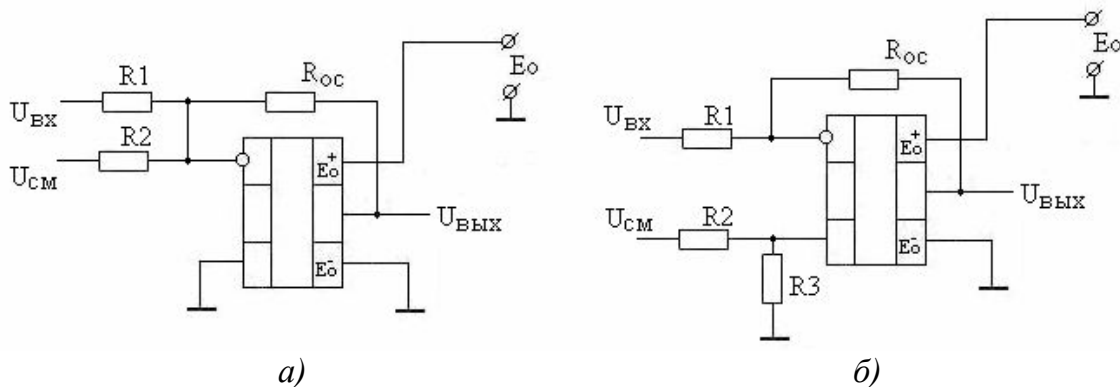


Рис. 8.15. Схемы задания рабочей точки ОУ

Перевод рабочей точки осуществляется подачей на один из входов ОУ внешнего смещения  $U_{см}$ .

С учетом схемы включения ОУ значение постоянной составляющей выходного напряжения в рабочей точке равно

$$U_o = -\frac{R_{oc}}{R2} \cdot U_{см}, \quad U_o = U_{см} \cdot \frac{R3}{R2 + R3} \cdot (K_o + 1). \quad (8.31)$$

Наиболее распространенной схемой усилителя переменного тока считается схема, приведенная на рис. 8.16, в которой статический режим задается общим источником питания через делитель напряжения  $R2, R3$  во входной цепи неинвертирующего входа.

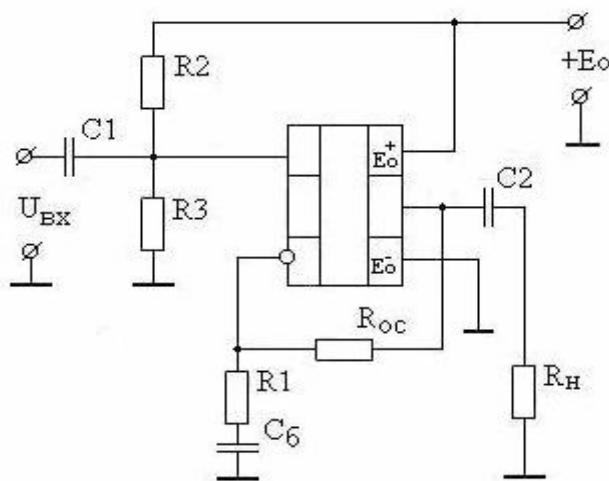


Рис.8.16. Усилитель переменного тока

Коэффициент усиления усилителя определяется схемой включения ОУ, уровень вносимых низкочастотных искажений определяется, как и для схем на транзисторах с учетом соответствующих постоянных времени входной и выходной цепей. Высшая частота усиления без учета емкости нагрузки определяется коэффициентом усиления схемы  $F_v = F_T / K_o$ .

Поскольку операционный усилитель имеет определенную нагрузочную способность, оцениваемую значением максимального выходного тока

$$I_{max} = \frac{U_{max}}{R_{нmin}}, \quad (8.32)$$

то необходимо, чтобы сопротивление нагрузки каскада было больше  $R_{нmin}$ . Для повышения нагрузочной способности выходная цепь ОУ дополняется схемой на дискретных мощных транзисторах (рис.8.17).

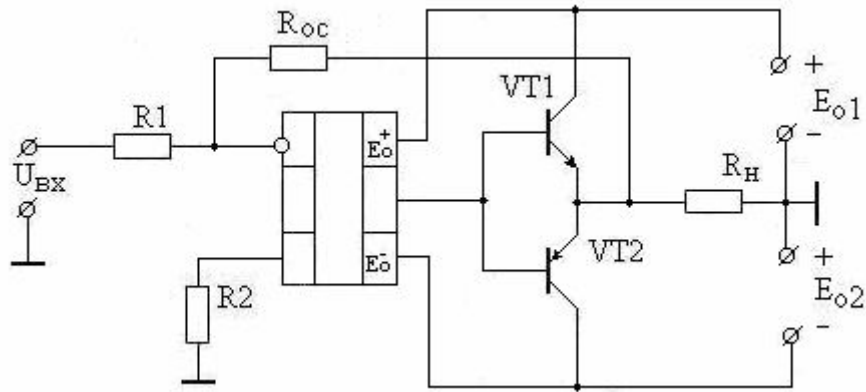


Рис. 8.17. Усилитель мощности

Подключение резистора обратной связи к нагрузке обеспечивает коэффициент усиления по напряжению  $K_o = - R_{oc}/R1$ . Необходимый ток нагрузки определяется усилительными параметрами транзистора  $I_H = (h_{21} + 1) \cdot I_{выхоу}$ . Таким образом, операционный усилитель может использоваться в качестве усилителя мощности.

#### 8.4.6. Компаратор

Компараторы представляют собой схемы, предназначенные для формирования импульсного выходного сигнала при сравнении по уровню измеряемого входного и опорного ( $U_{оп}$ ) сигналов.

Для обеспечения эффекта сравнения очень малых сигналов схема должна иметь очень большой коэффициент усиления, поэтому компараторы выполняются на базе операционных усилителей.

Принцип действия компаратора основан на том, что ввиду очень высокого коэффициента усиления операционного усилителя его амплитудная характеристика близка к релейной. При наличии разницы между входным и опорным сигналами  $U_{дф} = U_{оп} - U_{вх}$ , в зависимости от знака опорного напряжения выходное напряжение достигает максимального значения  $U_{вых} = K_{дф} \cdot U_{дф}$ .

Простейшая схема компаратора, представляющего собой прямое дифференциальное включение операционного усилителя, и временные диаграммы представлены на рис. 8.18.

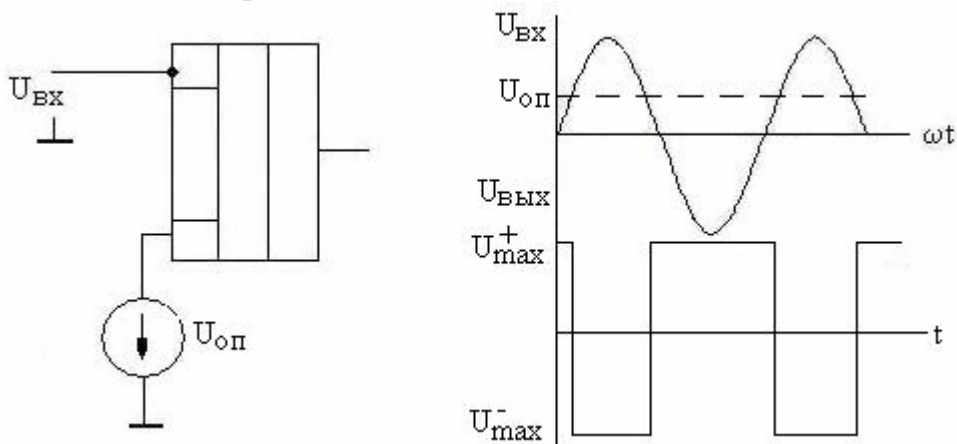


Рис.8.18. Схема компаратора и временные диаграммы



В приведенной схеме к инвертирующему входу приложено входное напряжение, которое сравнивается с опорным. Вследствие высокого дифференциального коэффициента усиления при  $U_{дф} = U_{вх} - U_{оп} > 0$  выходное напряжение достигает максимального значения  $U_{ВЫХ} = U_{max}$  и меняет знак при изменении полярности  $U_{ВХ}$ . Недостатком данной схемы компаратора является неустойчивость состояния, вследствие чего возможны ложные срабатывания при воздействии помех или влияния статических погрешностей.

Базовой схемой компаратора является схема с положительной обратной связью (рис.8.19).

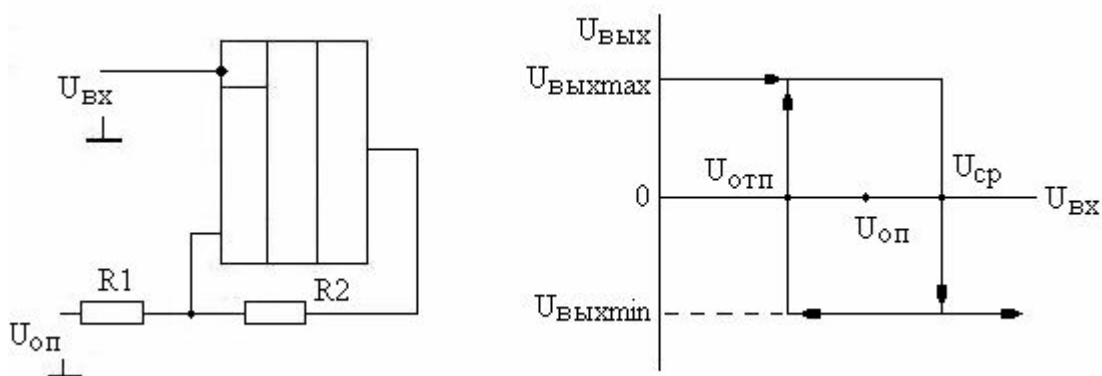


Рис.8.19. Схема компаратора и его передаточная характеристика

Наличие положительной обратной связи с  $\beta K = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot K > 1$  приводит к неустойчивому состоянию ОУ на линейном участке амплитудной характеристики, вследствие чего возникает регенеративный процесс и выходное напряжение скачкообразно изменяется от одного предельного значения к другому: если  $U_{вх} > U_{оп}$ ,  $U_{ввыхmax} = U_{max}^+$ , а если  $U_{вх} < U_{оп}$ ,  $U_{ввыхmin} = U_{max}^-$ .

Переключение компаратора из одного в другое происходит при достижении входного напряжения уровня срабатывания  $U_{сп}$ , а возвращение в исходное – при достижении уровня отпускания  $U_{отп}$

$$U_{сп} = U_{оп} + \frac{U_{max}^+ - U_{оп}}{R_1 + R_2} \cdot R_1 \quad (8.33)$$

$$U_{отп} = U_{оп} + \frac{U_{max}^- + U_{оп}}{R_1 + R_2} \cdot R_1$$

Разница напряжений отпускания и срабатывания носит название гистерезиса. Ширина гистерезиса для рассматриваемой схемы равна

$$U_г = U_{сп} - U_{отп} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot (U_{max}^- + U_{max}^+). \quad (8.34)$$

Из формул 8.33 и 8.34 следует, что изменение величины опорного напряжения  $U_{оп}$  позволяет регулировать пороги переключения при сохранении ширины гистерезиса.

Основным параметром компаратора является время переключения – время с момента сравнения до момента, когда выходное напряжение достигнет максимального значения противоположного уровня.

### Вопросы для самопроверки

1. Дать определение операционного усилителя.
2. Привести основные параметры операционного усилителя.
3. Сравнить схемы включения операционных усилителей.
4. При каком включении операционный усилитель имеет большее входное сопротивление?
5. Привести перечень статических погрешностей ОУ.
6. Привести методы уменьшения статических погрешностей ОУ.
7. Почему операционные усилители применяются с внешней отрицательной обратной связью?
8. Объяснить работу функциональных схем на основе ОУ.
9. Объяснить методы задания режима работы ОУ.
10. Сравнить схемы построения усилителей переменного тока на основе операционных усилителей.
11. Привести и объяснить работу схем умножения и деления двух входных сигналов на основе ОУ.
12. Объяснить принцип работы компаратора.



## 9. Избирательные усилители

Избирательными усилителями называются усилители, предназначенные для выделения определенного диапазона частот. Такие усилители, работающие в диапазоне радиочастот, носят название резонансных, а в ультразвуковом – активными фильтрами. В зависимости от полосы пропускания различаются фильтры низких частот, высоких частот, полосовые и заграждающие (режекторные).

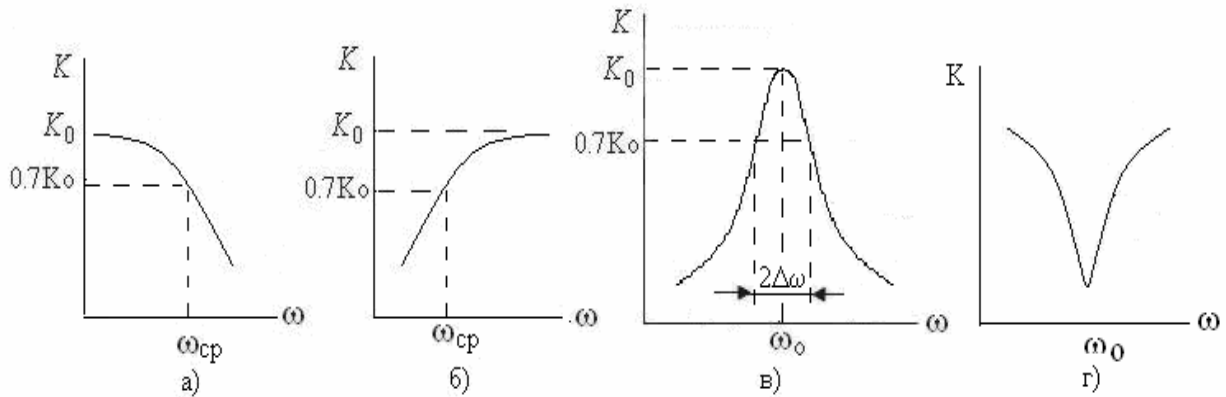


Рис.9.1. Амплитудно-частотные характеристики

К фильтрам низких частот (рис.9.1, а) относятся фильтры, пропускающие сигналы от постоянного напряжения до некоторой высшей частоты, называемой частотой среза фильтра.

Фильтры высоких частот (рис.9.1, б) пропускают сигналы, начиная с частоты среза.

Полосовые фильтры (рис.9.1, в) пропускают сигналы в узком диапазоне частот от  $\omega_n$  до  $\omega_b$ .

Заграждающие фильтры (рис.9.1, г) имеют характеристику, противоположную полосовым, и пропускают сигналы с частотой ниже  $\omega_n$  и выше  $\omega_b$ .

Основными параметрами фильтров являются:

- частота нижнего  $\omega_n$  или верхнего среза  $\omega_b$  для фильтров низких и высоких частот;
- резонансная (круговая) частота и полоса пропускания  $2\Delta\omega$  для полосовых и заграждающих фильтров;
- добротность  $Q = Q_{RC} \cdot K_0 = \omega_0 / 2\Delta\omega$ ;

*Добротность колебательной системы - есть отношение энергии, запасённой в колебательной системе, к энергии, теряемой системой за один период колебания. Величина добротности характеризует также и избирательность колебательной системы. При большей добротности уже полоса частот.*

- уровень номинального усиления  $K_0$ ;
- коэффициент затухания – величина обратно пропорциональная коэффициенту усиления  $d = 1/K_0$ .

По принципам построения избирательные усилители подразделяются на усилители с частотно-зависимой нагрузкой, которые предназначены для работы с частотами выше десятков килогерц, с частотно-зависимыми входными цепями и обратными связями.

### 9.1. Резонансные усилители

Избирательные усилители, работающие на частотах свыше десятков килогерц, строятся введением в цепь нагрузки транзистора параллельного колебательного LC-контура (рис.9.2). Связь каскада с нагрузкой может осуществляться через разделительный конденсатор  $C_p$  или трансформатор, первичная обмотка которого используется в качестве индуктивности контура.

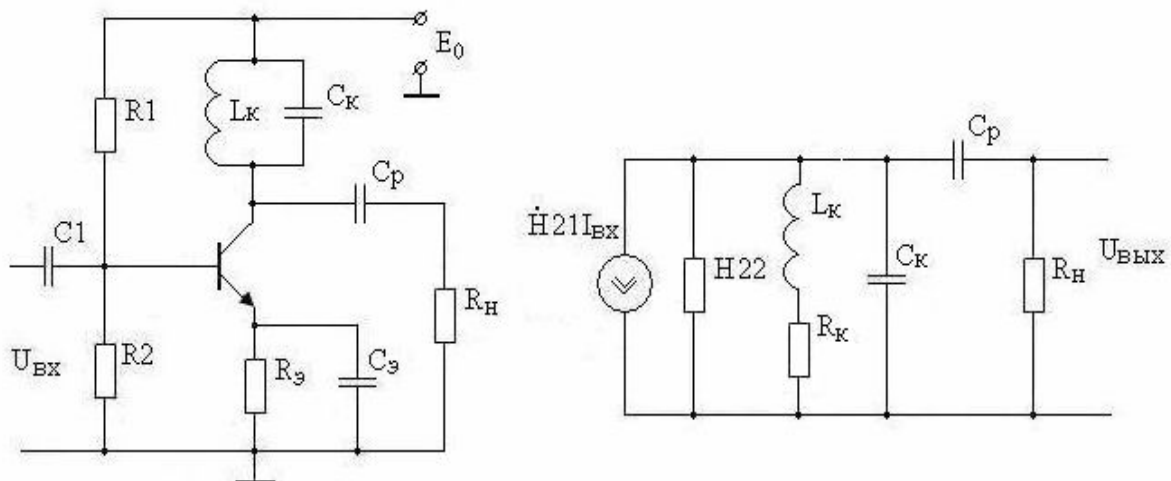


Рис.9.2. Принципиальная и эквивалентная схемы избирательного усилителя

Принцип работы рассматриваемой схемы основан на использовании свойств колебательного контура, содержащего индуктивность  $L_k$ , емкость  $C_k$  и активное сопротивление потерь  $R_k$ . В целом свойства колебательного контура характеризуются частотой резонанса  $\omega_0$ , характеристическим сопротивлением  $\rho$  и добротностью  $Q$ , определяемые соотношениями

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_k}}, \quad \rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C},$$

$$Q = \frac{f_0}{2\Delta f} = \frac{2\pi L}{R_k} = 2\pi C R_k = \frac{\rho}{R_k}.$$

(9.1)

Характер изменения уровня усиления от частоты соответствует характеру изменения полного сопротивления контура

$$Z_{\kappa} = \rho \cdot Q / \sqrt{1 + (Q \cdot \frac{2\Delta\omega}{\omega_0})^2}. \quad (9.2)$$

Из формулы определения полного сопротивления контура (9.2.) следует, что на резонансной частоте сопротивление максимально и соответственно коэффициент усиления каскада  $K_0 = S \cdot R_{\kappa}$  также максимален. При отклонении частоты влево или вправо от резонансной сопротивление контура  $R_{\kappa}$  уменьшается из-за увеличения шунтирующего действия его индуктивности или емкости, что и приводит к уменьшению коэффициента усиления каскада. Так как на границе полосы пропускания  $Z_{\kappa}/R_{\kappa} = 0.707$ , то с учетом формулы (9.2) полоса пропускания определяется как

$$2\Delta\omega = \omega_0/Q, \quad (9.3)$$

откуда следует зависимость значения полосы пропускания от добротности контура. В общем случае на добротность контура оказывает влияние сопротивление нагрузки, которое включено параллельно сопротивлению потерь контура  $R_{\kappa}$ .

## 9.2. Усилители с RC- цепями

Избирательные усилители, предназначенные для работы в области частот до нескольких десятков килогерц, обычно строятся с использованием частотно-избирательных RC-фильтров.

Как правило, фильтры низких (ФНЧ) и высоких (ФВЧ) частот реализуются включением во входную цепь соответствующих пассивных фильтров.

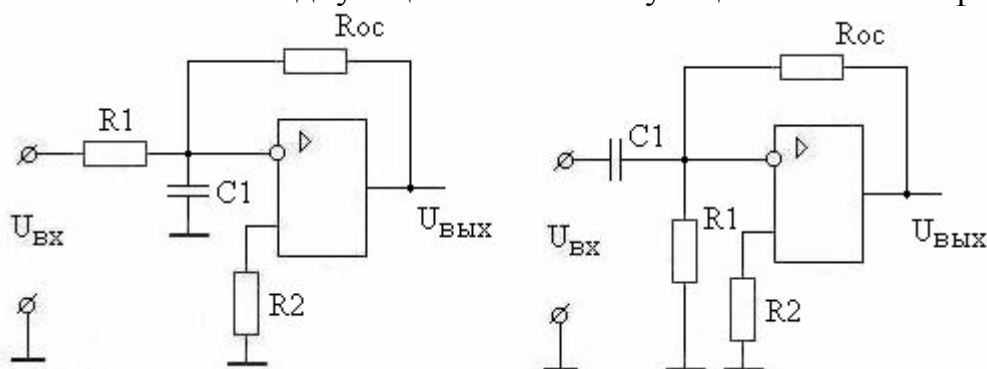


Рис.9.3. Фильтры низких и высоких частот

Значения верхней  $f_{\text{в}}$  и нижней  $f_{\text{н}}$  частот среза для приведенных видов фильтров можно найти из формул определения модуля коэффициентов передачи пассивной RC цепи с учетом значения постоянной времени  $\tau=RC$ . Для

ФНЧ модуль коэффициента передачи равен  $K_n = \sqrt{1 + (\omega\tau)^2}$ , откуда  $f_B = \frac{1}{2\pi\tau}$ .

Для ФНЧ -  $K_n = \frac{\omega\tau}{\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}}$ , откуда частота среза  $f_H = \frac{1}{2\pi\tau}$ .

Непосредственно избирательные схемы - полосовые активные фильтры могут быть построены с использованием во входной цепи ФНЧ и ФВЧ или заграждающего фильтра. В большинстве случаев полосовые фильтры строятся с использованием отрицательной частотно-зависимой обратной связи.

Как следует из формулы (4.7) отрицательная обратная связь уменьшает коэффициент усиления. При использовании частотно-зависимой обратной связи ее действие проявляется в определенном диапазоне частот. Поэтому на частотах отличных от резонансной общий коэффициент усиления уменьшается. На резонансной частоте влияние ООС незначительно, поэтому усиление достигает практически своего номинального значения.

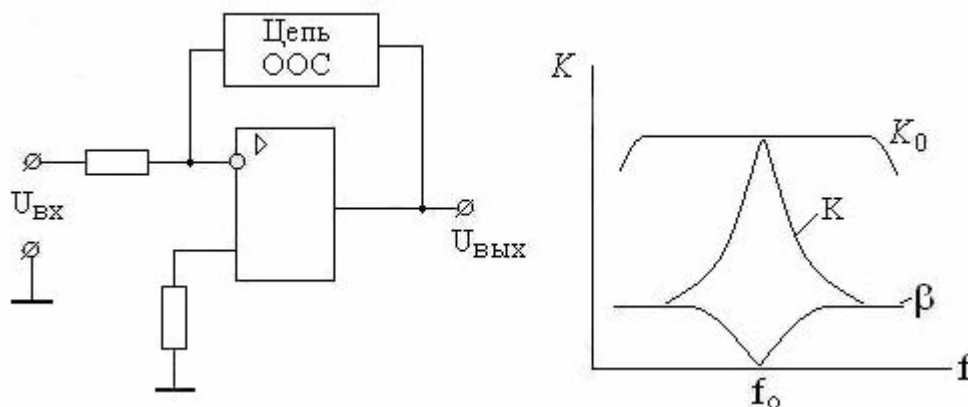


Рис.9.4. Избирательный усилитель с использованием ООС

Наиболее распространенными избирательными усилителями являются схемы с применением в цепи обратной связи моста Вина (рис.9.5) и двойного Т-образного моста (рис. 9.6).

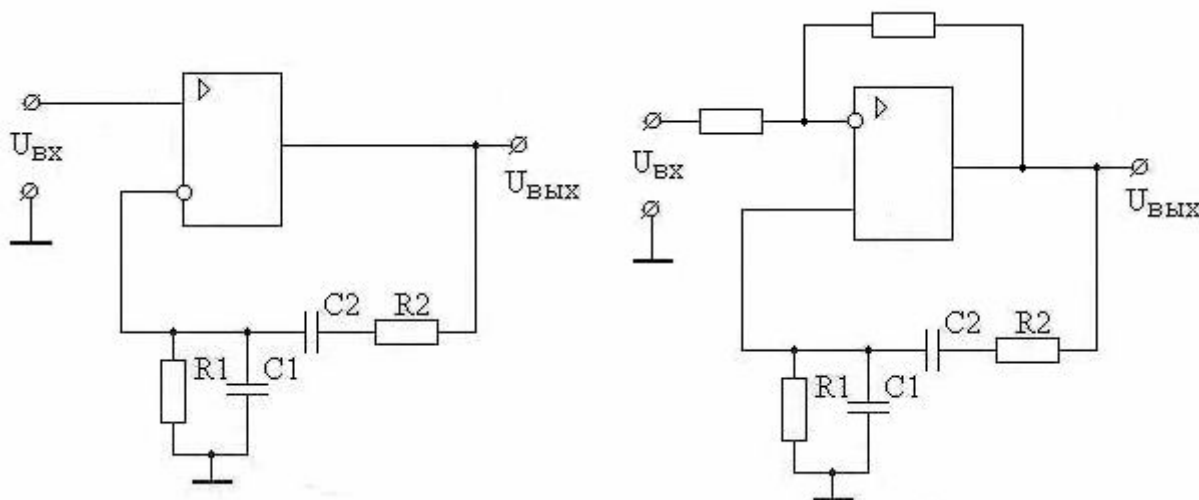


Рис.9.5. Избирательные усилители с мостом Вина

Усилитель с мостом Вина может быть выполнен с отрицательной обратной связью, когда сигнал обратной связи подается на неинвертирующий вход, так и с положительной, при которой мост подключается к неинвертирующему входу. В последнем случае ООС устраняет самовозбуждение ОУ.

Значение квазирезонансной частоты для схемы с мостом Вина равно

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R1R2C1C2}} = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (9.4)$$

Полосовой фильтр, выполненный на основе двойного Т-образного моста, обладающего хорошими заграждающими свойствами, состоит из двух Т-образных цепочек: первая – из резисторов R1 и R2 и конденсатора C3, вторая – из конденсаторов C1 и C2 и резистора R3.

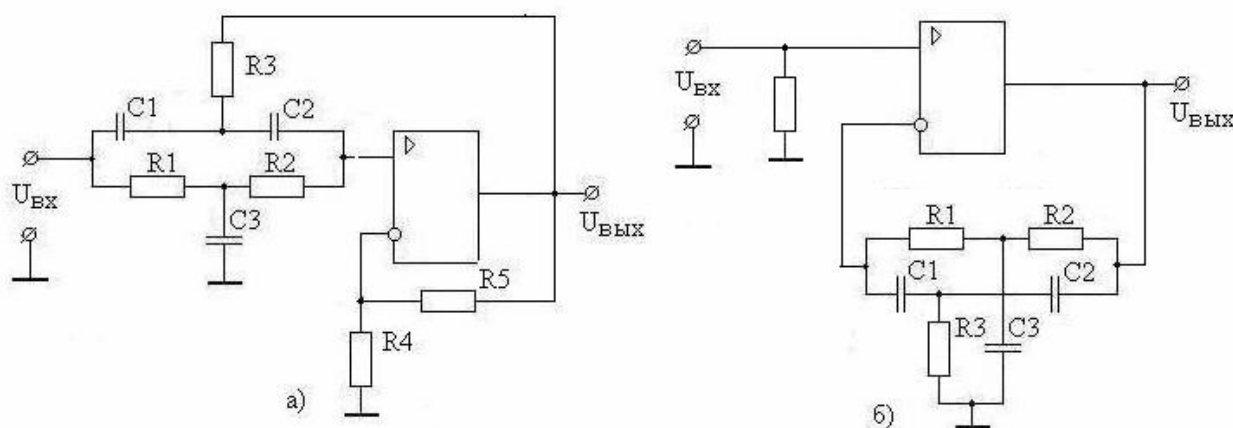


Рис.9.6. Избирательные усилители с двойным Т-образным мостом

Выходное напряжение на резонансной частоте каждой из указанных Т-образных цепочек сдвинуто по фазе относительно входного напряжения. При этом напряжение на выходе первой Т-образной цепочки отстает от входного напряжения, а напряжение на выходе второй Т-образной цепочки – опережает входное напряжение. В результате при определенных соотношениях величин элементов на выходе действуют два равных по амплитуде, но противоположных по фазе напряжения. При этом результирующее напряжение на выходе фильтра и соответственно коэффициент передачи равны нулю.

Из формулы определения коэффициента передачи моста находится соотношение

$$\frac{R1 \cdot R2}{(R1 + R2) \cdot R3} = \frac{C1 + C2}{C3}. \quad (9.5)$$

Частота  $f_0$ , называемая частотой квазирезонанса, находится из условия равенства нулю коэффициента передачи моста

$$K_n = \frac{2n^2 - n}{1 + n + 2n^2} = 0, \quad (9.6)$$

из которого следует  $n = 0,5$ , что дает  $R_3 = 0.5R$  и  $C_3 = 2C$  и соответственно

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}. \quad (9.7)$$

На практике мост принимается симметричным, для которого  $R_1 = R_2 = R$  и  $C_1 = C_2 = C$ ,  $R_3 = n \cdot R$  и  $C_3 = C / n$ . При этих условиях

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (9.8)$$

Добротность моста зависит также от принятого коэффициента  $n$

$$Q_T = \frac{\sqrt{n}}{2(n+1)} \quad (9.9)$$

и составляет порядка 0.25. Общая добротность усилителя зависит от коэффициента усиления  $Q = K_o \cdot Q_T$ .

### Вопросы для самопроверки

1. Назвать основные виды фильтров.
2. Привести основные параметры фильтров.
3. Какие используются методы построения фильтров?
4. Какими достоинствами обладают активные фильтры?
5. Что такое частота квазирезонанса?
6. В какой степени активное сопротивление резонансной цепи определяет ее добротность?
7. Привести схему активного фильтра, выполненного на основе моста Вина.
8. Привести схему активного фильтра, выполненного на основе двойного "Т" –образного моста.

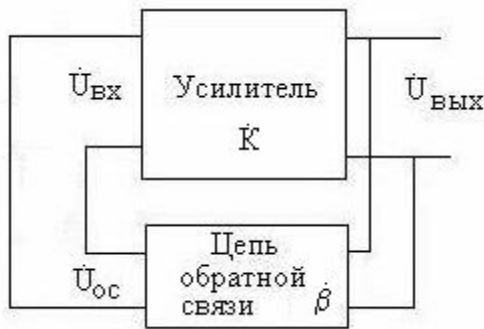




## 10. Генераторы гармонических колебаний

Генератором электрических колебаний называется устройство, способное преобразовать энергию постоянного тока в энергию электрических колебаний заданной частоты и формы. Гармонические колебания формируются за счет резонансных цепей и элементов или фазосдвигающих цепей.

### 10.1. Условия и режимы самовозбуждения



При рассмотрении усилителей с обратной связью было показано, что одним из видов обратных связей является положительная обратная связь (ПОС), при наличии которой коэффициент усиления определяется формулой

$$K_F = \frac{K \cdot e^{j\varphi_k}}{1 - \beta \cdot e^{j\varphi_\beta} \cdot K \cdot e^{j\varphi_k}}, \quad (10.1)$$

Рис.10.1. Структурная схема генератора

из которой следует, что при определенных условиях знаменатель может быть равен нулю, а коэффициент усиления схемы будет стремиться к бесконечности. В результате происходит самовозбуждение усилителя – переход его из усилительного режима работы в генераторный (рис.10.2, б).

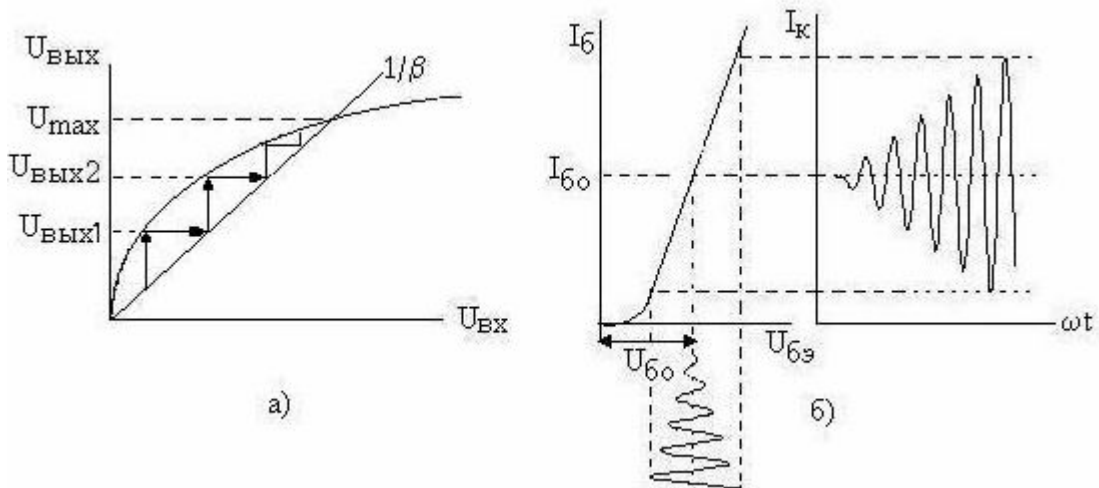


Рис. 10.2. Режимы работы автогенераторов

Под действием положительной обратной связи малые флуктуационные (случайные возмущения) колебания тока, возникающие в схеме после включения напряжения питания, усиливаются усилительным каскадом и передаются по цепи обратной связи вновь на вход усилителя. При достижении равенства входного напряжения и напряжения обратной связи имеют место установившиеся колебания с амплитудой  $U_{\max}$ .

Таким образом, для перевода усилителя в генераторный режим необходимо выполнить два условия. Первым условием является наличие положительной обратной связи – условие баланса фаз

$$\varphi_k + \varphi_{oc} = 2\pi \cdot n. \quad (10.2)$$

Второе условие носит название условие баланса амплитуд

$$K \cdot \beta = 1. \quad (10.3)$$

**Условия самовозбуждения:** баланс фаз -  $\varphi_k + \varphi_{oc} = 2\pi \cdot n$ , баланс амплитуд -  $K \cdot \beta \geq 1$ .

По мере увеличения амплитуды колебаний коэффициент усиления  $K$  уменьшается за счет выхода на нелинейный участок амплитудной характеристики (рис.10.2, а) и при достижении равенства  $K_0 = 1/\beta$ , при котором выполняются условие баланса амплитуд, наступает установившийся режим.

Определение амплитуды установившихся колебаний возможно с помощью колебательной характеристики (рис.10.2, а) для чего на одном графике строится зависимость  $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$  и линейная характеристика обратной связи  $1/\beta$ . Амплитуда колебаний соответствует точкам пересечения зависимостей, где выполняется условие баланса амплитуд. Из графика легко заметить, что неискаженная синусоидальная форма выходного тока достигается при небольших, значениях коэффициента передачи цепи обратной связи, так как в этом случае транзистор работает на линейном участке колебательной характеристики.

**Колебательной характеристикой** называется зависимость первой гармоники тока коллектора от напряжения возбуждения.

В зависимости от выбранного положения рабочей точки возможны два режима самовозбуждения – мягкий или жесткий. Мягкий режим самовозбуждения имеет место, когда рабочая точка располагается на линейном участке (области большой крутизны), самовозбуждение возникает легко, так как незначительные изменения напряжения во входной цепи вызывают значительные изменения выходного тока (рис.10.2, а). Жесткий режим присутствует, когда рабочая точка лежит в области минимальной крутизны, что приводит к затруднению самовозбуждения генератора. Возникающие начальные колебания, передающиеся цепью обратной связи во входную цепь, не могут вызвать самовозбуждение генератора, так как транзистор закрыт. Поэтому необходим большой начальный сигнал для открытия транзистора для нарастания амплитуды колебаний до установившегося режима.

**Режимы самовозбуждения – мягкий (режим класса "А") и жесткий (режим класса "В").**

Выполнение условия баланса амплитуд необходимо для компенсации уменьшения сигнала в цепи обратной связи.

## 10.2. Генераторы с резонансными цепями

Схема автогенератора (рис.10.3) представляет собой усилительный каскад с колебательным контуром в выходной цепи, охваченный положительной ОС, по которой колебание с выхода схемы подается на вход усилительного каскада.

Флуктуации тока  $i_k$ , протекающего через контур, вызывают изменение напряжения на контуре  $u_k$  в широком диапазоне частот. При этом напряжение  $u_k$  с частотой, близкой к резонансной частоте контура  $\omega_0$ , имеет наибольшую амплитуду, так как его сопротивление на резонансной частоте максимально и имеет активный характер. Выделенное контуром это напряжение через цепь ОС, образованную вторичной обмоткой трансформатора, передается на вход усилительного каскада, создавая напряжение  $u_6 = u_{oc}$ . Напряжение обратной связи вызовет увеличение коллекторного тока  $i_k$  и соответственно напряжения на контуре  $u_k$ , что приведет к дальнейшему увеличению напряжения обратной связи  $u_{oc} = u_6$  и т. д.

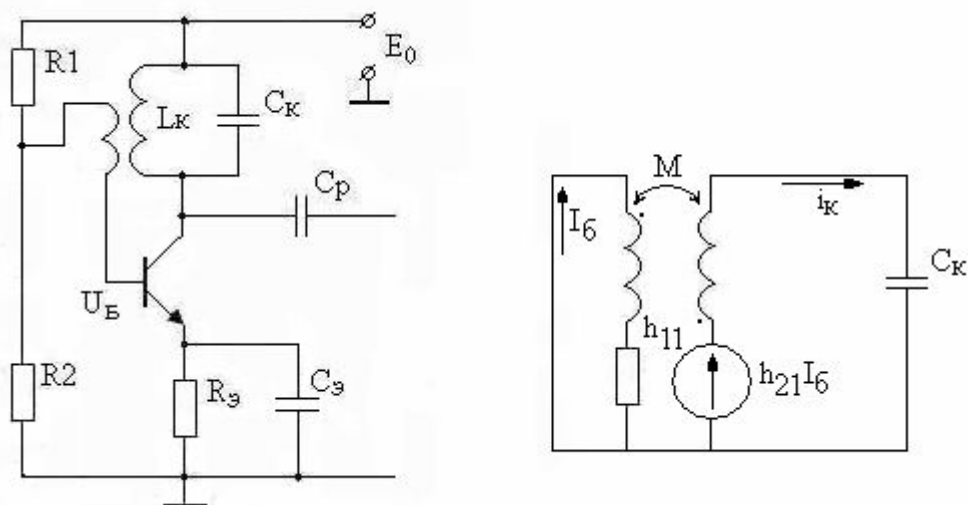
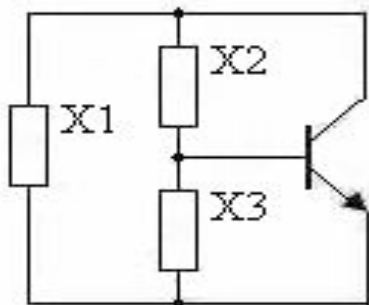


Рис.10.3. Принципиальная и эквивалентная схемы автогенератора

Таким образом, в схеме автогенератора развиваются колебания с частотой, близкой к резонансной частоте контура

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_k}} \quad (10.4)$$

На практике основное распространение получили схемы генераторов, построенные по так называемым трехточечным схемам, различаемым способом осуществления связи выходной цепи схемы с цепью обратной связи. Эти схемы могут быть сведены к обобщенной трехточечной схеме (рис. 11.4). В схеме  $X_1$ ,  $X_2$  и  $X_3$  представляют собой реактивные сопротивления элементов схемы, образующих колебательный контур, где цепь обратной связи образована элементами  $X_2$  и  $X_3$ . При этом на резонансной частоте выполняется соотношение  $X_1 + X_2 + X_3 = 0$ . Анализ последней показывает, что выполнение условий самовозбуждения возможно при выполнении определенных требований:



- сопротивления  $X_1$  и  $X_2$  должны иметь разные знаки;

- сопротивление  $X_1$  должно быть по абсолютной величине больше  $X_2$ ;

Рис. 10.4. Обобщенная трехточка

- сопротивления  $X_2$  и  $X_3$  должны иметь разные знаки.

При выполнении первых двух требований обеспечивается баланс фаз, а третьего требования сопротивление третьей ветви, равное  $X_1 + X_2$  и сопротивление правой ветви  $X_3$  приобретают разные знаки и образуют колебательный контур LC, резонансная частота которого и определяет частоту генерируемых колебаний.

В схеме индуктивной трехточки (рис.10.5,а), называемой схемой Хартлея, используется автотрансформаторная связь. Элементы схемы  $C_k$ ,  $L_1$  и  $L_2$  образуют колебательный контур, а обратная связь между индуктивностями  $L_1$  и  $L_2$  осуществляется через взаимную индуктивность  $M$ .

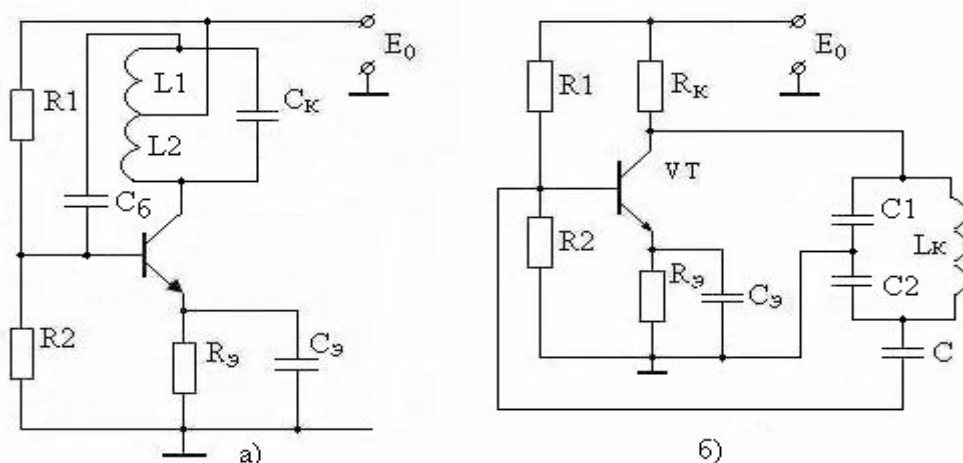


Рис. 10.5. Трехточечные схемы генераторов:  
а — индуктивная, б — емкостная.

Напряжение обратной связи снимается с делителя напряжения, образованного емкостью  $C_k$  и индуктивностью  $L1$ . Так как знаки мгновенных напряжений на индуктивностях относительно средней точки противоположны, то имеется сдвиг фаз  $180^\circ$ , а поэтому обратная связь положительна.

Частота генерируемых колебаний для данной схемы равна

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L1 + L2) \cdot C_k}} \quad (10.5)$$

Схема емкостной трехточки (схема Колпитца) содержит в составе колебательного контура два конденсатора  $C1$  и  $C2$  (рис.10.5,б). Необходимый сдвиг фаз на  $180^\circ$  осуществляется за счет того, что полярность напряжений на обкладках конденсаторов относительно общей точки противоположна. Частота генерируемых колебаний для схемы может быть рассчитана по формуле (10.4), в которой емкость принимается равной  $C = C1//C2$ .

В целях достижения стабильности частоты генерируемых колебаний в цепь обратной связи генератора включается пьезоэлектрический резонатор, который представляет собой электромеханическую систему - кварцевую пластину, при подаче переменного напряжения на выводы, прикрепленные к граням, которого возникают механические колебания. При совпадении частоты электрических колебаний с собственной частотой механических колебаний наблюдается резонанс.

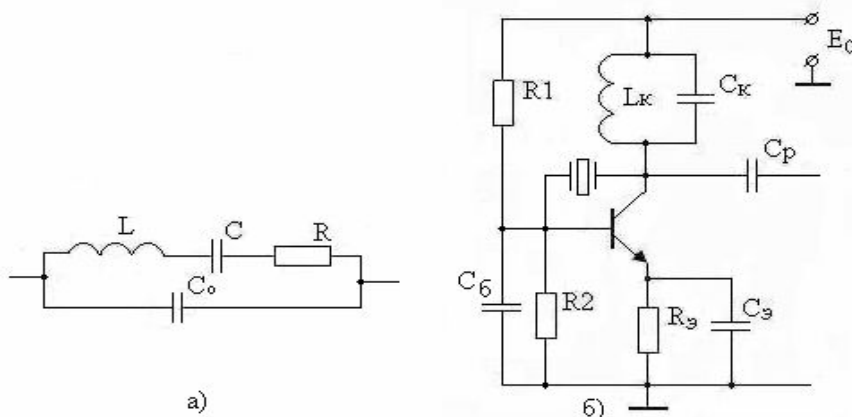


Рис. 10.6. Кварцевая стабилизация частоты

Кварцевый резонатор может быть представлен схемой замещения (рис.10.6,а), в которой механические свойства пластины представляются индуктивностью  $L$ , емкостью  $C$  и сопротивлением  $R$ , представляющее затухание механических колебаний. Емкость  $C_o$  отображает внешнюю электрическую емкость резонатора. Из схемы замещения следует, что резонатор эквивалентен колебательному контуру, частота резонанса которого зависит от схемы его включения. При последовательном включении частота может быть найдена по формуле (10.4), а при параллельном включении она равна

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC} \cdot \sqrt{1 + C/C_o}} \quad (10.6)$$

### 10.3. RC-генераторы

При построении генераторов низкочастотного диапазона используются частотно-зависимые RC-цепи, так как с понижением частоты колебаний увеличиваются индуктивности и емкости колебательных контуров, что уменьшает добротность АЧХ. По принципу построения RC-генераторы подразделяются на две группы: генераторы с фазосдвигающими цепочками в цепи обратной связи и генераторы с частотно-зависимой положительной обратной связью.

#### 10.3.1. Генераторы с фазосдвигающими цепями

Рассматриваемые генераторы содержат усилительный каскад, фаза выходного сигнала которого отличается от фазы входного на  $180^\circ$  и цепь обратной связи, обеспечивающий изменение фазы сигнала обратной связи  $U_{oc}$  также на  $180^\circ$  для обеспечения баланса фаз (рис.10.7).

Фазосдвигающие RC-цепи, используемые в схемах генераторов, подразделяются на два типа "R и C – параллель". Так как простейшее RC-звено вносит сдвиг фаз не превышающий  $90^\circ$ , то для получения необходимого фазового сдвига  $180^\circ$  количество звеньев в этих цепях должно быть не менее трех. При этом в отличие от генератора с колебательным контуром генерируемая частота носит название квазирезонансной.

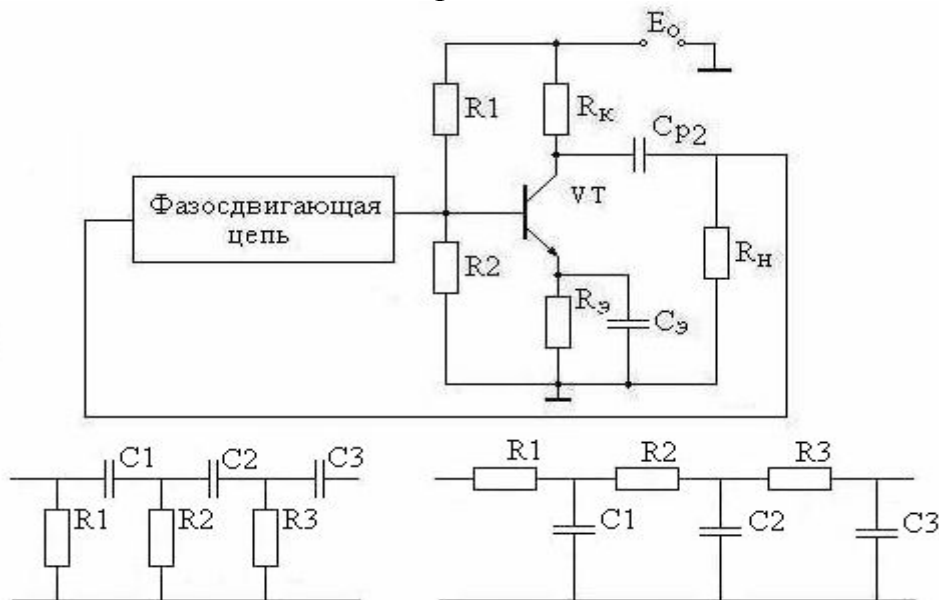


Рис. 10.7. Построение генераторов с фазосдвигающими цепями

Коэффициент передачи трехзвенных RC-цепей обоих типов на рабочей частоте равен  $1/29$ . Поэтому коэффициент передачи усилителя для выполнения условия самовозбуждения должен быть не менее 29.

Частота колебаний генераторов с фазосдвигающими цепями определяется резонансной частотой соответствующей фазозадающей цепи:

- для цепочки "R-параллель"

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}}; \quad (10.7)$$

- для цепочки "С-параллель"

$$f_o = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC}. \quad (10.8)$$

Данные формулы справедливы для идеального усилителя, имеющего бесконечно большое входное и близкое к нулю выходное сопротивление или при использовании операционного усилителя (рис.10.8).

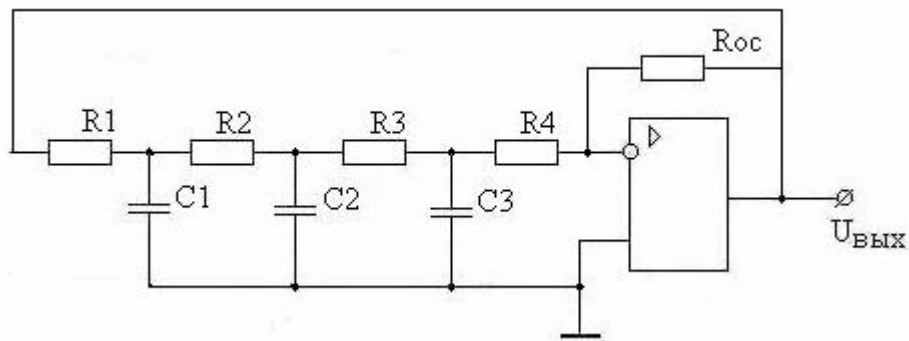


Рис.10.8. RC-генератор

В реальных схемах генераторов расчет квазирезонансной частоты необходимо производить с учетом параметров каскада, что дает для генератора с цепочкой "R-параллель" значение частоты

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} \sqrt{\frac{R}{6R + 4R_k}}, \quad (10.9)$$

где  $R1 = R2 = R3/R_{вх} = R_k/n = R$ ,  $n \cdot C1 = C2 = C3 = C$   
и для генератора с цепочкой "С-параллель"

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{7 + 3/m}}, \quad (10.10)$$

где  $R1 = R2 = R3 = m \cdot R_k = R$ ,  $C1/m = C2 = C3 = C$ .

### 10.3.2. Генераторы без сдвига фаз

В настоящее время генераторы без использования фазосдвигающих цепочек выполняются на основе операционных усилителей. Поэтому для выполнения условия баланса фаз выход цепи обратной связи подключается к

неинвертирующему входу ОУ. Основной RC-цепью, обеспечивающей квазирезонансные свойства, используется схема моста Вина (рис.10.9,а), представляющий собой полосовой фильтр. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики фильтра приведены на рис.10.9,б.

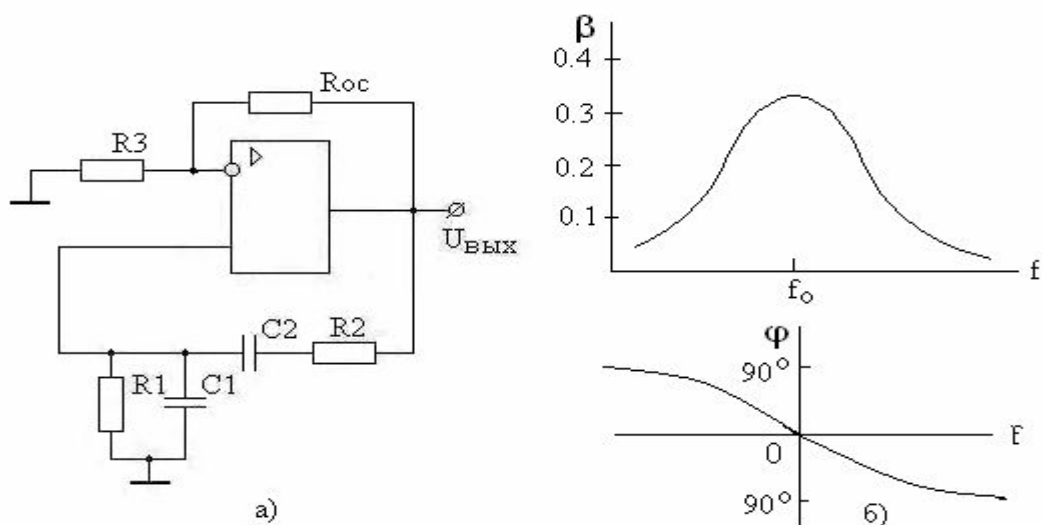


Рис.10.9. Схема генератора с мостом Вина

На квазирезонансной частоте выполнение условия самовозбуждения возможно при следующем равенстве

$$R1R2 - \frac{1}{\omega^2 C1C2} = 0, \quad (10.11)$$

что дает значение квазирезонансной частоты

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{R1R2C1C2}} = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (10.12)$$

Коэффициент передачи цепи ОС при R1=R2 и C1=C2

$$\beta_o = \frac{1}{1 + \frac{R1}{R2} + \frac{C1}{C2}} = \frac{1}{3}, \quad (10.13)$$

откуда для выполнения условия баланса амплитуд коэффициент усиления усилительного каскада должен быть более 1/3, что дает соотношение между элементами цепи отрицательной обратной связи  $2R3=R_{oc}$ .

Однако выбор сопротивления в цепи ОС по приведенному соотношению приводит к тому, что амплитуда генерируемых колебаний будет не стабильна. При уменьшении R1 по колебательный процесс может прекратиться, а при увеличении амплитуда колебаний может достигнуть уровня насыще-



ния усилителя. Для исключения данного эффекта взамен резистора R2 используется нелинейный элемент (лампа накаливания), у которого с ростом амплитуды динамическое сопротивление увеличивается.

RC-генератор может быть построен и с использованием двойного T-образного моста. Схема одного из вариантов генератора приведена на рис. 10.10.

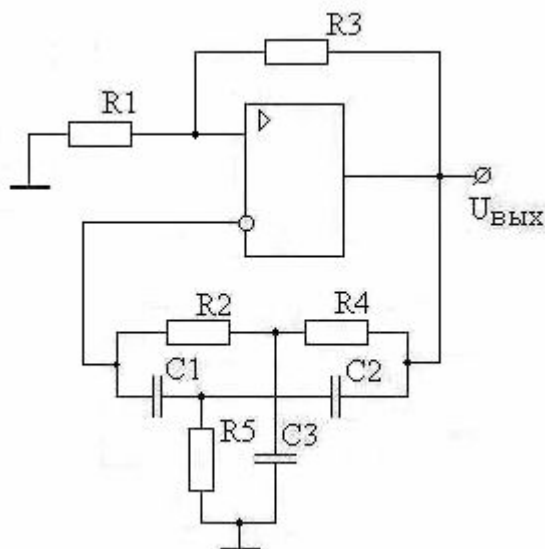


Рис.10.10. Схема RC-генератора на двойном T-мосте

Поскольку мост является заграждающим фильтром (на резонансной частоте коэффициент передачи цепи обратной связи  $\beta=1$ ), то он в схеме генератора включается в цепь отрицательной обратной связи. При этом в диапазоне частот  $f \ll f_0$  работает мост, состоящий из R2R4C3, в диапазоне  $f \gg f_0$  работает мост, состоящий из C1C2R5.

Частота генерируемых колебаний может быть определена по формулам (9.4) и (9.5).

#### Вопросы для самопроверки

1. Объяснить условия самовозбуждения генераторов.
2. Объяснить принцип возникновения стационарных гармонических колебаний в автогенераторах.
3. Привести понятия мягкого и жесткого режимов самовозбуждения.
4. Привести отличия мягкого режима самовозбуждения от жесткого.
5. Привести схемы основных типов автогенераторов.
6. Объяснить выполнение условий самовозбуждения в схемах автогенераторов: с трансформаторной обратной связью, с индуктивной трехточкой, RC-генераторов с фазосдвигающими цепями обратной связи, RC-генератора с мостом Вина.
7. Объяснить особенности работы автогенератора на основе двойного T-образного моста.
8. Привести понятие колебательной характеристики.



## 11. Регулирование усиления

Одними из необходимых узлов любого усилительного устройства являются элементы или блоки регулирования усиления. Введение регулирования усиления может быть продиктовано необходимостью поддержания на заданном уровне выходного сигнала при изменении параметров элементов схемы, изменения его уровня в заданных пределах (регулировка громкости, яркости и т.д.), защиты усилителя от перегрузок при возрастании входного сигнала и т.д.

### 11.1. Классификация устройств регулирования

В общем случае регулирование может осуществляться ручным и автоматическим способами. Ручное регулирование, осуществляемое оператором, может быть плавным или ступенчатым. Ручное регулирование используется при медленных изменениях управляющего сигнала, при регулировке электронной аппаратуры, а также в бытовой радиоаппаратуре.

Автоматическое регулирование усиления (АРУ), основанное на автоматическом изменении коэффициента усиления схемы при изменении входного сигнала, подразделяется на несколько видов:

- по виду управления устройства регулирования делятся на три системы: обратным, прямым и смешанным регулированием.

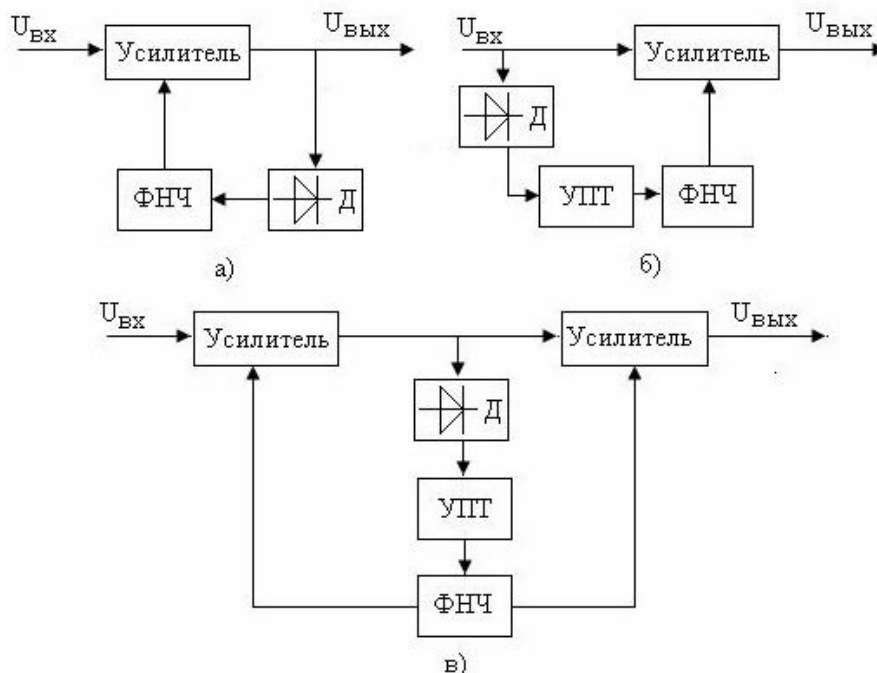


Рис.11.1. Виды регулирования

Система автоматического регулирования содержит регулируемый каскад или управляемый делитель напряжения, блок управления, формирующий управляющий сигнал как функцию изменения входного. Как правило, в блок управления входят детектор (Д) и фильтр низких частот (ФНЧ).

В первом случае (рис.11.1, а) управляющий сигнал представляет собой часть выходного, прошедшего через детектор и фильтр. Во втором случае (рис.11.1, б) управляющий сигнал формируется за счет входного, который вначале усиливается в УПТ, затем пропускается через детектор и фильтр. В третьем случае (рис.11.1, в) регулирование осуществляется одновременно в двух каскадах: в одном по прямому, в другом - по обратному принципам.

- в зависимости от уровня входного сигнала регулирование может быть непрерывным (не задержанным) и задержанным. При непрерывном регулировании (рис.11.2, а) воздействие устройства проявляется при любом уровне входного сигнала  $U_{рег} = F(\Delta U_{вх})$ , а при задержанном (рис.11.2, б) – при достижении входным сигналом заданного порогового уровня  $U_{рег} = F(U_{пор} + \Delta U_{вх})$ .

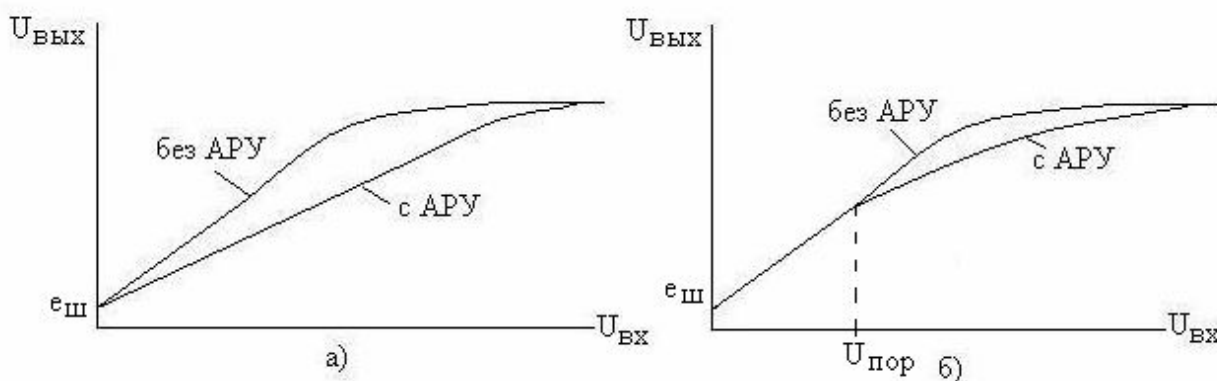


Рис.112. Амплитудные характеристики усилителя с АРУ

- системы АРУ также подразделяются на системы непрерывного и дискретного действия.

- в зависимости от числа усилительных каскадов, охваченных цепью регулирования, АРУ могут быть однопетлевыми и многопетлевыми.

## 11.2. Характеристики и параметры устройств регулирования

Действие устройств регулирования усиления оценивается регулировочными характеристиками, представляющими собой зависимости коэффициента усиления от напряжения управления.

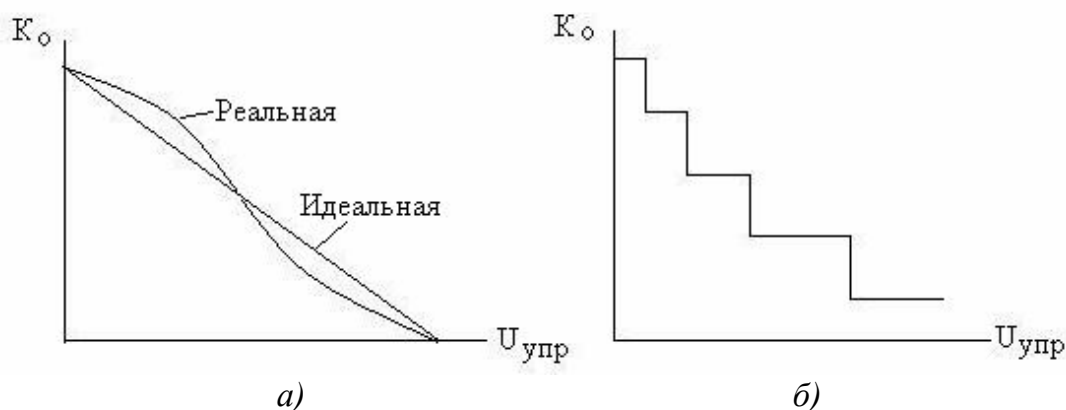


Рис.113. Регулировочные характеристики усилителя с АРУ

На рис.11.3. приведены типовые регулировочные характеристики по аналоговому и дискретному принципам регулирования.

Устройства регулирования характеризуются диапазоном регулирования  $D_p$ , точностью регулирования  $\Delta D_p$ , а также уровнем вносимых частотных искажений  $M_p$ . Из амплитудной характеристики видно, что динамический диапазон усилителя определяется соотношением минимального и максимального уровней входного сигнала. При этом минимальный уровень  $U_{вх\min}$  должен быть больше напряжения собственных шумов  $e_{ш}$  на величину принятого коэффициента превышения  $K_{пр}$

$$U_{ex\min} = \left[ \frac{C}{Ш} \right] \cdot e_{ш} = K_{пр} \cdot e_{ш}. \quad (11.1)$$

В этом случае динамический диапазон усилителя будет равен

$$D_y = \frac{U_{ex\max}}{\left[ \frac{C}{Ш} \right] \cdot e_{ш}} = \frac{U_{ex\max}}{K_{пр} \cdot e_{ш}}. \quad (11.2)$$

Диапазон регулирования определяется соотношением коэффициентов усиления  $K_{\max}$  при  $U_{рег}=0$  и  $K_{\min}$  при  $U_{рег\max}$

$$D_p = \frac{K_{\max}}{K_{\min}}. \quad (11.3)$$

### 11.3. Принципы и методы регулирования

Рассмотрение принципов регулирования удобнее всего производить на основе обобщенной функциональной схемы (рис. 11.4) усилителя, содержащей входную цепь с коэффициентом передачи  $K_{вх}$ , активную часть с коэффициентом усиления  $K_0$  (коэффициентом усиления в режиме холостого хода), выходную цепь с коэффициентом передачи  $K_{п}$  и цепь отрицательной обратной связи с коэффициентом передачи  $\beta$ .



Рис.114. Обобщенная функциональная схема усилителя

В связи с тем, что сквозной коэффициент усиления определяется соотношением

$$K_c = K_{ex} \cdot \frac{K_o \cdot K_n}{1 + \beta \cdot K_o \cdot K_n}, \quad (11.4)$$

то из него следует, что регулирование усиления возможно производить воздействием на каждый отдельный параметр.

Регулирование коэффициента передачи входной цепи и коэффициента передачи пассивной части усилителя может быть осуществлено шунтированием входных или выходных цепей усилительного каскада. Для регулирования коэффициента усиления активного блока может быть применено изменение режима работы активного элемента (транзистора) или величины сопротивления нагрузки в выходной цепи транзистора. Регулирование обратной связью осуществляется изменением глубины обратной связи.

### 11.3.1. Метод шунтирования входной цепи

Использование метода шунтирования входной цепи (рис.11.4) направлено на изменение коэффициента передачи входной цепи усилителя. Ранее было отмечено, что коэффициент передачи входной цепи определяется соотношением сопротивлений источника сигнала и входного сопротивления каскада с ОЭ

$$K_{ex} = \frac{R_{ex}}{R_2 + R_{ex}}, \quad R_{ex} = \frac{R_o \cdot h_{11}}{R_o + h_{11}}.$$

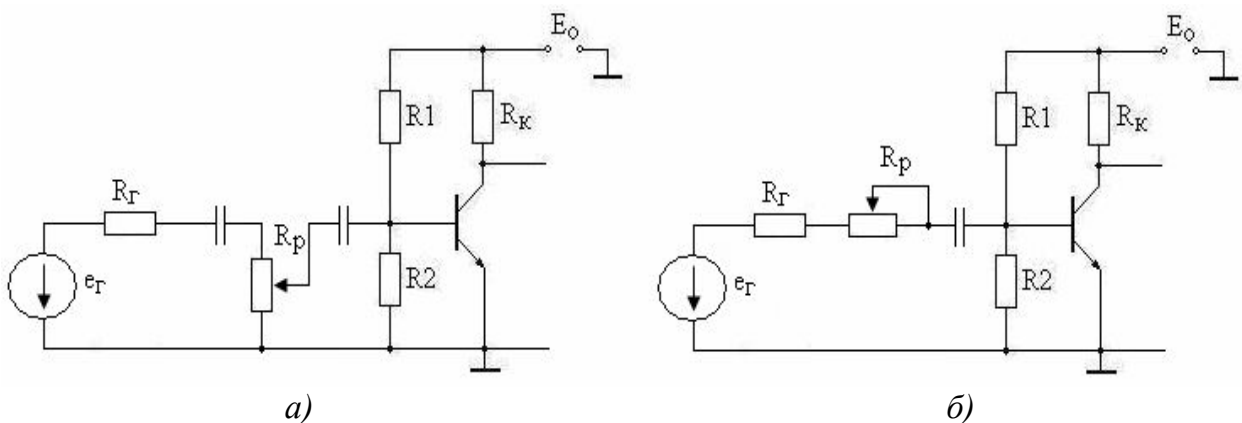


Рис.114. Схемы регулирования коэффициента передачи входной цепи

Введение во входную цепь регулировочного резистора  $R_p$  приводит к изменению входного сопротивления, которое станет равным  $R'_{ex} = \frac{R_{ex} \cdot R_p}{R_{ex} + R_p}$ , что приведет к изменению коэффициента передачи входной цепи  $K_{ex} = \frac{R'_{ex}}{R_2 + R'_{ex}}$ . Таким образом, диапазон регулирования  $D_p$ , обеспечиваемый

данной схемой, определяется величиной сопротивления источника сигнала  $R_c$  и диапазоном изменения  $d = R_{p\max}/R_{p\min}$  сопротивления резистора  $R_p$

$$D_p = \frac{R_c / R_{ex} + 1}{R_c / R_{ex} + 1} = 1 + \frac{d - 1}{1 + \frac{R_p}{R_c}} \quad (11.5)$$

Текущее значение коэффициента передачи входной цепи определяется сопротивлением  $R_x$  введенной части регулировочного резистора. Рекомендуемое сопротивление регулятора может быть определено, как среднее геометрическое между входным сопротивлением и сопротивлением источника сигнала

$$R_p = \sqrt{R_{ex} \cdot R_c} \quad (11.6)$$

Так как переменные резисторы (потенциометры) изготавливаются с различными законами изменения сопротивления в зависимости от угла поворота движка (рис.11.5, а), то нужный потенциометр устанавливается в зависимости от требуемого закона регулирования.

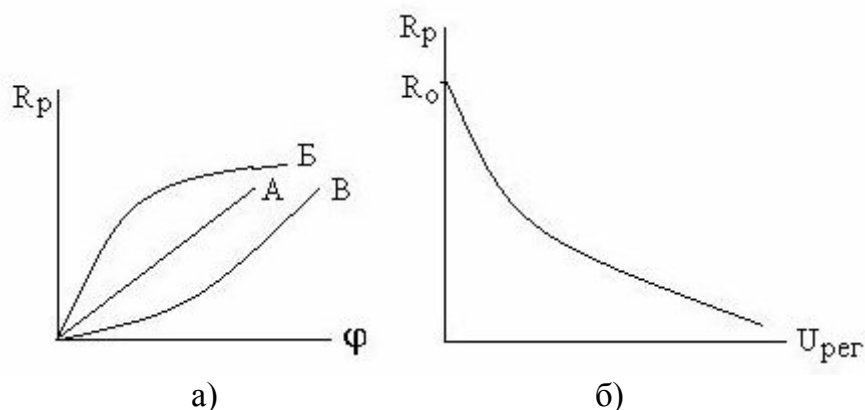


Рис.11.5. Характеристики регулируемых сопротивлений

В случае дискретного регулирования взамен резистора  $R_p$  устанавливается делитель напряжения, содержащий некоторое число отдельных резисторов по числу принятых ступеней регулирования. В ряде случаев применяется одновременное использование ступенчатого и плавного регулирования.

### 11.3.2. Метод шунтирования выходной цепи

Из формулы определения номинального коэффициента усиления каскада с общим эмиттером

$$K_o = \frac{S \cdot R_k \cdot R_n}{R_k + R_n} = K_a \cdot K_n \quad (11.7)$$

следует, что его величина зависит от сопротивления нагрузки и максимальное его значение в режиме холостого хода равно  $K_o = S \cdot R_k$  (рис.11.6, б), кото-

рое является коэффициентом усиления активной части  $K_a$ . Введение в цепь нагрузки шунтирующего элемента изменяет общее сопротивление нагрузки, которое станет равным  $R'_n = \frac{R_n \cdot R_{ш}}{R_n + R_{ш}}$  и соответственно коэффициент передачи пассивной части определится как  $K_n = \frac{R'_n}{R_k + R'_n}$ .

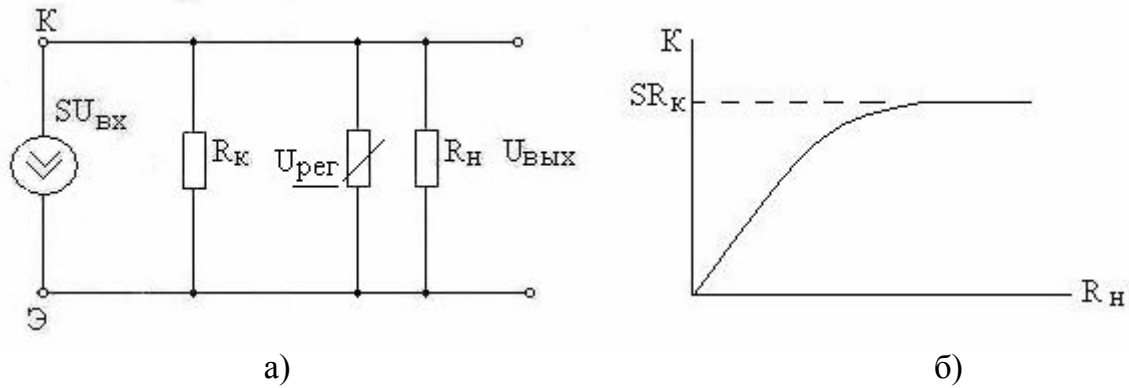


Рис.11.6. Схема шунтирования нагрузки

Для обеспечения нелинейной зависимости коэффициента усиления от управляющего напряжения в качестве шунтирующего элемента применяется резистор, сопротивление которого меняется по закону  $R_{ш} = R_o \cdot e^{-aU_{пер}}$  (рис.11.5, б).

### 11.3.3. Регулирование коэффициента передачи активной части

Данный метод основан на изменении крутизны транзистора. Из теории транзисторов известно, что их крутизна зависит от режима работы (напряжения или тока управляющего электрода). Так, у полевого транзистора крутизна определяется

$$S = S_n \cdot \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{отс}}\right), \quad (11.8)$$

а у биполярного транзистора  $S \approx \frac{I_{ко}}{\varphi_k}$ . (11.9)

### 11.3.4. Регулирование обратной связью

Регулирование усиления обратной связью производится в большинстве случаев использованием последовательной отрицательной обратной связи (Z типа). При отсутствии цепи регулирования под действием ООС коэффициент усиления каскада с ОЭ равен

$$K_F = \frac{S \cdot R_k}{1 + S \cdot R_o}. \quad (11.10)$$

Для регулирования уровня усиления параллельно резистору  $R_3$  устанавливается нелинейный элемент, например полевой транзистор (рис. 11.7). В этом случае в формуле (11.10) сопротивление  $R_3$  заменяется на  $R'_3 = R_3 // R_i$  ( $R_i$  — внутреннее сопротивление полевого транзистора).

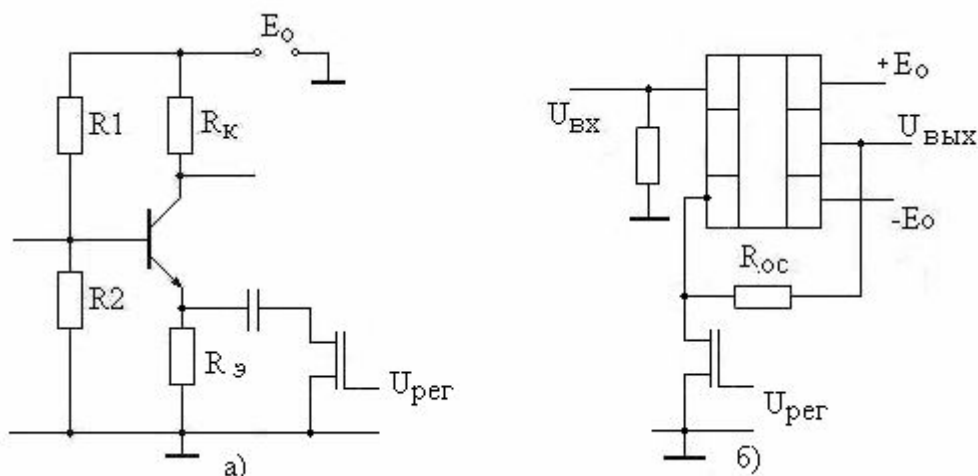


Рис.11.7. Схема регулирования обратной связью

Внутреннее сопротивление транзистора и соответственно глубина обратной связи, определяющей нужное усиление, зависит от поданного на затвор управляющего сигнала  $U_{пер}$

$$R_i = \frac{U_{омс}^2}{2I_{сн} \cdot (U_{зи} - U_{омс})} \quad (11.11)$$

Таким образом, диапазон регулирования зависит от коэффициента передачи  $\beta$  цепи этой связи и равен

$$D_p = \frac{K_{o \max}}{K_{o \min}} = \frac{1 + \beta_{\max} \cdot K_o}{1 + \beta_{\min} \cdot K_o} \quad (11.12)$$

Практика применения различных методов регулирования показывает, что наиболее эффективным, определяющим наибольший динамический диапазон регулирования, является метод использования обратной связи.





## Материалы для практических занятий

### 1. Расчет основных параметров и влияния обратных связей

Задача 1.1. Определить общий коэффициент усиления двухкаскадного усилителя, если  $K_1=100$ ,  $K_2=40$  дБ.

Решение. 1. Поскольку значения коэффициентов усиления отдельных каскадов выражены в различных единицах, то производится их перевод в единую систему

$$K_{1\text{дБ}}=20\lg 100 = 40 \text{ дБ, или } K_2= 10^{(40/20)} = 100$$

$$2. K_{\text{дБ}}= 40 + 40 =80 \text{ дБ или } K=100 \cdot 100 =10000.$$

Задача 1.2. Найти число каскадов усилителя, имеющего общий коэффициент усиления 60 дБ, если отдельные каскады имеют коэффициенты усиления  $K_0=10$ .

Примечание. Общий коэффициент усиления многокаскадного усилителя с одинаковыми коэффициентами усиления равен  $K = K_i^N$  ( $N$ - число каскадов усилителя).

Задача 1.3. Определить выходное напряжение двухкаскадного усилителя при входном напряжении  $U_{\text{вх}} = 5$  мВ, если коэффициент усиления первого каскада равен  $K_1=20$ , второго –  $K_2=40$  дБ.

$$\text{Решение. 1. } K_2= 10^{(40/20)} = 100.$$

$$2. \text{Общий коэффициент усиления } K=K_1 \cdot K_2= 20 \cdot 100 = 2000.$$

$$3. \text{Выходное напряжение } U_{\text{вых}} =5 \cdot 10^{-3} \cdot 2000 = 10 \text{ В.}$$

Задача 1.4. Определить выходное напряжение двухкаскадного усилителя, работающего от источника сигнала  $E_r = 50$  мВ с внутренним сопротивлением  $R_r = 800$  Ом, если входное сопротивление первого каскада составляет  $R_{\text{вх}}=200$  Ом, коэффициент усиления этого каскада равен  $K_1=20$ , второго –  $K_2=40$  дБ.

Примечание. Сквозной коэффициент усиления учитывает коэффициент передачи входной цепи первого каскада

$$K_{\text{вх}} = \frac{R_{\text{вх}}}{R_r + R_{\text{вх}}} = \frac{200}{800 + 200} = 0.2 .$$

Задача 1.5. Определить коэффициент усиления двухкаскадного усилителя с входным напряжением 10 мВ, если выходные напряжения соответственно равны 0,2 В и 10 В.

$$\text{Решение. Так как } U_{\text{вых1}}= U_{\text{вх2}}, \text{ то } K_1= U_{\text{вых1}}/ U_{\text{вх}} = 0.2/ 0/01= 20,$$

$$K_2= 10/0/2 = 50, K = K_1 \cdot K_2 = 20 \cdot 50 = 1000.$$

Задача 1.6. Определить отдаваемую в нагрузку  $R_H=16$  Ом мощность усилителя, входное напряжение которого равно 10 мВ и коэффициент усиления  $K_0=400$ .

Решение. 1. Вначале находится амплитуда выходного напряжения  $U_{\text{ВЫХ}} = K_0 \cdot U_{\text{ВХ}} = 400 \cdot 0.01 = 4$  В.

2. Выходная мощность равна  $P_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ}}^2 / R_H = 4^2 / 16 = 1$  Вт.

Задача 1.7. Номинальный коэффициент усиления составляет 40 дБ. Определить коэффициент частотных искажений на высшей частоте усиления, на которой коэффициент усиления  $K_B=80$ .

Решение. 1. Номинальный коэффициент усиления в относительных единицах  $K_0 = 10^{(40/20)} = 100$ .

2. Коэффициент частотных искажений  $M_B = 100/80 = 1.25$ .

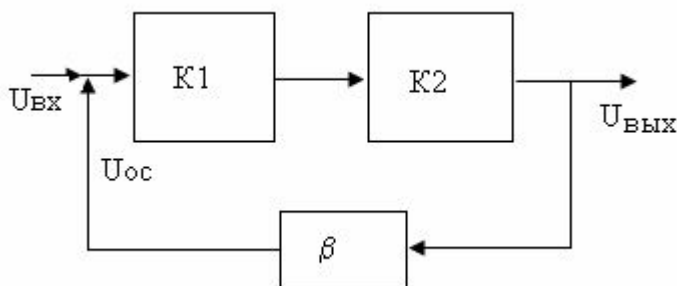
Задача 1.8. Определить динамический диапазон усилителя, если напряжение шума  $E_{\text{ш}}=10$  мкВ, коэффициент превышения входного сигнала над шумом равен 2, коэффициент усиления  $K_0=60$  дБ, выходное напряжение насыщения  $U_{\text{ВЫХМАХ}} = 2$  В.

Решение.  $D_y = U_{\text{ВЫХМАХ}} / U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВЫХМАХ}} / U_{\text{ш}} \cdot K_{\text{пр}} \cdot K_0 = 2 / 10 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 1000 = 100$ .

Задача 1.9. Определить коэффициент усиления двухкаскадного усилителя, охваченного общей ООС с коэффициентом передачи  $\beta = 0.01$ , если  $K1 = 40$  и  $K2 = 20$  дБ.

Решение. 1. Коэффициент усиления второго каскада в относительных единицах  $K_2 = 10^{(20/20)} = 10$ .

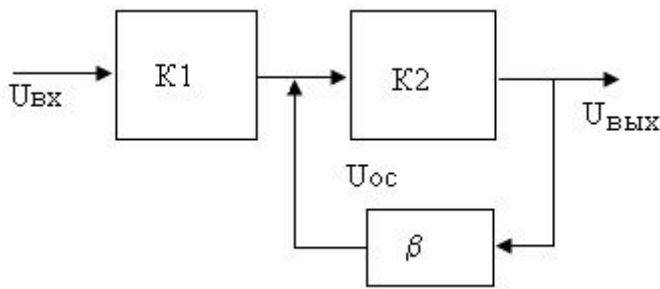
2. Коэффициент усиления усилителя с обратной связью



$$K_F = \frac{K1 \cdot K2}{1 + K1 \cdot K2 \cdot \beta} = \frac{40 \cdot 10}{1 + 40 \cdot 10 \cdot 0.01} = 80.$$

Задача 1.10. Определить коэффициент усиления двухкаскадного усилителя, у которого второй каскад охвачен ООС с коэффициентом передачи  $\beta = 0.1$ , если  $K1 = 30$ ,  $K2 = 20$  дБ.

Решение.  $K_F = \frac{K1 \cdot K2}{1 + K2 \cdot \beta} = \frac{30 \cdot 10}{1 + 10 \cdot 0.01} = 150.$



Задача 1.11. Определить коэффициент усиления схемы с отрицательной обратной связью, если  $U_{ВХ} = 1$  мВ,  $\beta = -40$  дБ,  $U_{ОС} = 1$  мВ.

Решение. 1. Выходное напряжение  $U_{ВЫХ} = U_{ОС} / \beta = 10^{-3} / 0.01 = 0.1$  В.

2. Коэффициент усиления схемы без обратной связи  $K_0 = 0.1 / 0.001 = 100$ .

3. Коэффициент усиления схемы с обратной связью

$$K_F = 100 / (1 + 0.01 \cdot 100) = 50.$$

Задача 1.12. Определить коэффициент передачи цепи обратной связи усилителя, имеющего собственный коэффициент усиления  $K_0 = 500$ , при охвате его ООС с глубиной  $F = 20$  дБ.

Решение.  $\beta = (F - 1) / K_0 = (10 - 1) / 500 = 0.018$ .

#### Задачи для самостоятельного решения

1. Определить  $U_{ВЫХМАХ}$ , если  $U_{ВХmin} = 10$  мВ,  $D_y = 40$  дБ,  $K_0 = 30$ .
2. Определить  $U_{ВЫХМАХ}$ , если  $U_{ВХmin} = 5$  мВ,  $D_y = 50$ ,  $K_0 = 40$  дБ.
3. Определить  $U_{ВЫХМАХ}$ , если  $U_{ВХmin} = 10$  мВ,  $D_y = 20$ ,  $K_0 = 60$  дБ.
4. Определить  $U_{ВЫХМАХ}$ , если  $U_{ВХmin} = 20$  мВ,  $D_y = 30$ ,  $K_0 = 40$  дБ.
5. Определить  $U_{ВЫХМАХ}$ , если  $U_{ВХmin} = 5$  мВ,  $D_y = 40$  дБ,  $K_0 = 40$ .
6. Определить  $D_y$  при  $U_{ВХmin} = 10$  мВ,  $K_0 = 40$  дБ,  $U_{ВЫХМАХ} = 2$  В.
7. Определить  $D_y$  при  $U_{ВХmin} = 50$  мВ,  $K_0 = 60$  дБ,  $U_{ВЫХМАХ} = 5$  В.
8. Определить  $D_y$  при  $U_{ВХmin} = 20$  мВ,  $K_0 = 40$  дБ,  $U_{ВЫХМАХ} = 2$  В.
9. Определить  $D_y$  при  $U_{ВХmin} = 5$  мВ,  $K_0 = 60$  дБ,  $U_{ВЫХМАХ} = 4$  В.
10. Определить  $U_{ВХmin}$ , если  $U_{ВЫХМАХ} = 5$  В,  $D_y = 50$ ,  $K_0 = 40$  дБ.
11. Определить  $U_{ВХmin}$ , если  $U_{ВЫХМАХ} = 2$  В,  $D_y = 20$ ,  $K_0 = 60$  дБ.
12. Определить  $U_{ВХmin}$ , если  $U_{ВЫХМАХ} = 10$  В,  $D_y = 60$  дБ,  $K_0 = 100$ .
13. Определить  $U_{ВХmin}$ , если  $U_{ВЫХМАХ} = 4$  В,  $D_y = 40$  дБ,  $K_0 = 50$  дБ.
14. Определить  $U_{ВХmin}$ , если  $U_{ВЫХМАХ} = 5$  В,  $D_y = 20$ ,  $K_0 = 60$  дБ.
15. Определить  $K_0$ , если  $U_{ВЫХМАХ} = 5$  В,  $D_y = 50$ ,  $U_{ВХmin} = 10$  мВ.
16. Определить  $K_0$ , если  $U_{ВЫХМАХ} = 1$  В,  $D_y = 20$  дБ,  $U_{ВХmin} = 10$  мВ.
17. Определить  $K_0$ , если  $U_{ВЫХМАХ} = 2$  В,  $D_y = 40$  дБ,  $U_{ВХmin} = 5$  мВ.
18. Определить  $K_0$ , если  $U_{ВЫХМАХ} = 5$  В,  $D_y = 40$  дБ,  $U_{ВХmin} = 4$  мВ.
19. Определить  $K_0$ , если  $U_{ВЫХМАХ} = 10$  В,  $D_y = 40$  дБ,  $U_{ВХmin} = 20$  мВ.
20. Двухкаскадный усилитель, охваченный общей ООС с коэффициентом передачи равным  $\beta = 0.01$ , имеет коэффициент усиления  $K_F = 50$ . Определить коэффициент усиления первого каскада, если у второго  $K_2 = 20$  дБ.

21. Определить коэффициент усиления двухкаскадного усилителя, охваченного общей ООС с коэффициентом передачи обратной связи  $\beta = 0.01$ , если  $K_1 = 40$  и  $K_2 = 20$  дБ.

22. Определить напряжение обратной связи в усилителе, если входное напряжение  $U_{вх} = 1$  мВ, коэффициент усиления  $K_o = 40$  дБ, коэффициент передачи обратной связи  $\beta = 0.01$ .

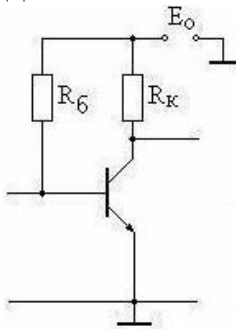
23. Определить коэффициент усиления двухкаскадного усилителя с  $K_1 = 30$  и  $K_2 = 40$  дБ при охвате второго каскада ООС с коэффициентом передачи обратной связи  $\beta = 0.01$ .

24. Определить коэффициент усиления двухкаскадного усилителя, охваченного общей ПОС с коэффициентом передачи обратной связи  $\beta = 0.004$ , если  $K_1 = 20$  и  $K_2 = 20$  дБ.

26. Определить коэффициент усиления двухкаскадного усилителя с  $K_1 = 100$  и  $K_2 = 20$  дБ при охвате второго каскада ПОС с коэффициентом передачи обратной связи  $\beta = 0.08$ .

## 2. Расчет статического режима усилительных каскадов

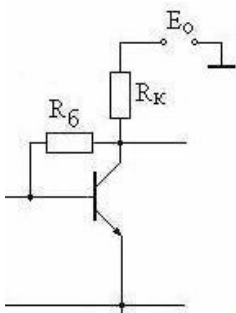
### Задача 2.1.



В каскаде с фиксированным током базы ток коллектора должен составлять 2 мА. Определить необходимое сопротивление в цепи базы, если коэффициент передачи тока базы транзистора составляет  $h_{21} = 50$ , напряжение питания –  $E_o = 10$  В.

$$\text{Решение. } R_{\text{б}} = \frac{E_o - U_{\text{бэ}}}{I_{\text{б}}} = \frac{E_o - U_{\text{бэ}}}{I_{\text{к}}} \cdot h_{21} = \frac{10 - 0.4}{2 \cdot 10^{-3}} \cdot 50 = 240 \text{ кОм.}$$

### Задача 2.2.



Определить необходимое сопротивление в цепи базы каскада с коллекторной термостабилизацией режима работы, если напряжение питания схемы  $E_o = 10$  В, коэффициент передачи тока базы транзистора составляет  $h_{21} = 50$ .

Решение.

$$R_{\text{б}} = \frac{E_o - (I_{\text{к}} + I_{\text{б}}) \cdot R_{\text{к}}}{I_{\text{б}}} \approx \frac{E_o - I_{\text{к}} \cdot R_{\text{к}}}{I_{\text{к}}} \cdot h_{21} = \frac{10 - 2 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3}{2 \cdot 10^{-3}} \cdot 50 = 200 \text{ кОм.}$$

Задача 2.3. Определить параметры статического режима ( $U_{к0}$  и  $I_{к0}$ ) каскада с общим эмиттером с коллекторной цепью термостабилизации при напряжении питания  $E_0 = 10$  В, коэффициенте передачи тока базы  $h_{21} = 100$ , сопротивлениях резисторов в цепи базы  $R_б = 100$  кОм и в цепи коллектора  $R_к = 1$  кОм.

Решение. 1. Ток коллектора в рабочей точке

$$I_{к0} = \frac{E_0}{R_б / h_{21} + R_к} = \frac{10}{100/100 + 1} = 5 \text{ мА.}$$

2. Напряжение на коллекторе

$$U_{кэ} \approx E_0 - I_{к0} \cdot R_к = 10 - 5 \cdot 1 = 5 \text{ В.}$$

Задача 2.4. Определить параметры статического режима ( $U_{к0}$  и  $I_{к0}$ ) каскада с общим эмиттером с фиксированным потенциалом базы при напряжении питания  $E_0 = 10$  В, крутизне транзистора  $S = 40$  мА/В, сопротивлениях резисторов в цепи базы  $R1 = 200$  кОм,  $R2 = 2$  кОм и в цепи коллектора  $R_к = 1$  кОм.

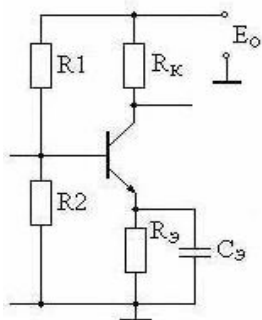
Решение. 1. Ток коллектора в рабочей точке

$$I_{к0} = S \cdot \frac{E_0 \cdot R2}{R1 + R2} = 40 \cdot \frac{10 \cdot 2}{200 + 2} \approx 4 \text{ мА.}$$

2. Напряжение коллектор-эмиттер транзистора

$$U_{кэ} = E_0 - I_{к0} \cdot R_к = 10 - 4 \cdot 1 = 6 \text{ В.}$$

Задача 2.5.



Определить параметры рабочей точки каскада с общим эмиттером при использовании цепи эмиттерной термостабилизации.

Параметры схемы:  $R1 = 15$  кОм,  $R2 = 3$  кОм,  $R_к = 1$  кОм,  $R_э = 0.5$  кОм, напряжение питания каскада  $E_0 = 12$  В.

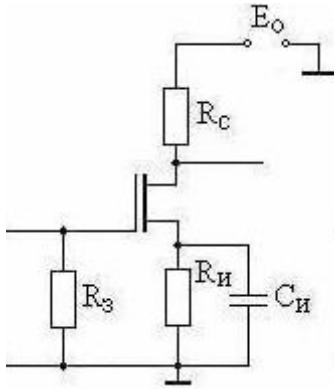
Решение. 1. Ток коллектора в рабочей точке

$$I_{к0} = \frac{S \cdot E_0 \cdot R2}{(1 + SR_э) \cdot (R1 + R2)} \approx \frac{E_0 \cdot R2}{R_э \cdot (R1 + R2)} = \frac{12 \cdot 3}{0.5 \cdot (15 + 3)} = 4 \text{ мА}$$

2. Напряжение между электродами транзистора

$$U_{к0} = E_0 - I_{к0} \cdot (R_к + R_э) = 12 - 4 \cdot (15 + 3) = 6 \text{ В.}$$

Задача 2.6.



Определить параметры статического режима ( $U_{co}$  и  $I_{co}$ ) каскада с общим истоком при токе насыщения  $I_{сн}=10$  мА, напряжении отсечки  $U_{отс}=8$  В, напряжении смещения  $U_{зи}=4$  В, напряжении питания  $E_o=20$  В, сопротивлении резистора в цепи стока  $R_c=1$  кОм.

Решение. 1. Ток стока в рабочей точке при заданном смещении

$$I_c = I_{сн} \cdot \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{отс}}\right)^2 = 10 \cdot 10^{-3} \cdot \left(1 - \frac{4}{20}\right)^2 = 6.4 \text{ мА}$$

2. Напряжение сток-исток в рабочей точке

$$U_{си} = E_o - I_c \cdot R_c - U_{зи} = 20 - 6.4 \cdot 10^{-3} \cdot 1000 - 4 = 9.6 \text{ В.}$$

Задача 2.7. По параметрам схемы задачи 2.3 определить коэффициент температурной стабилизации

Решение. Коэффициент температурной стабилизации

$$S_t = \frac{R_k + R_o}{R_o / h_{21} + R_k} = \frac{100 + 1}{100/100 + 1} = 50.5.$$

Задача 2.8. По параметрам схемы задачи 2.5 определить для каскада с ОЭ коэффициент температурной стабилизации

Решение. 1. Приведенное сопротивление в цепи базы

$$R_o = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} = \frac{15 \cdot 3}{15 + 3} = 2.5 \text{ кОм}$$

2. Коэффициент температурной стабилизации

$$S_t = \frac{R_o + R_3}{R_o / h_{21} + R_3} = \frac{2.5 + 0.5}{2.5/50 + 0.5} = 5.45.$$

Задача 2.9. По параметрам схемы задачи 2.4 при максимальном выходном напряжении  $U_{вых}=2$  В и температуре  $T_p=60^\circ\text{C}$  определить для каскада требуемый коэффициент температурной стабилизации. Параметры используемого транзистора:  $h_{21}=20 \div 100$ ,  $I_{кбо}=10$  мкА,  $U_{отс}=0.6$  В.

Решение. 1. Допустимое изменение тока коллектора

$$\Delta I_{\text{кол}} = \frac{U_{\text{ко}} - U_{\text{тввы}} - U_{\text{ост}}}{R_{\text{к}} + R_{\text{э}}} = \frac{6 - 1.41 \cdot 2 - 0.6}{10^3 + 500} = 1.72.$$

2. Изменение неуправляемого тока коллектора

$$\Delta I_{\text{кбо}} = I_{\text{кбо}} \cdot 2^{\frac{T_p - 20}{8}} = 10 \cdot 10^{-6} \cdot 2^{\frac{60 - 20}{8}} = 0.32 \text{ мА}.$$

3. Изменение коэффициента передачи тока базы

$$\Delta h_{21} = h_{21\text{max}} \cdot (1 + 0.005 \cdot \Delta T) - h_{21} = 100 \cdot (1 + 0.005 \cdot (60 - 20)) - 50 = 70.$$

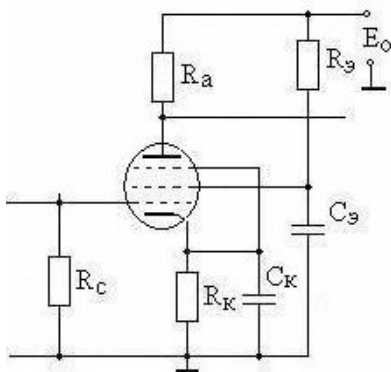
4. Полное изменение тока коллектора под влиянием температуры

$$\Delta I_{\text{к}} = \Delta I_{\text{кбо}} + \frac{\Delta h_{21}}{h_{21}^2} \cdot I_{\text{ко}} = 0.32 \cdot 10^{-3} + \frac{70}{50^2} \cdot 4 \cdot 10^{-3} = 0.432 \text{ мА}.$$

5. Требуемый коэффициент температурной стабильности

$$S_t = \frac{\Delta I_{\text{кол}}}{\Delta I_{\text{к}}} = \frac{1.72}{0.432} = 4.$$

Задача 2.10.



Определить параметры схемы, выполненной на пентоде 6Ж9Б, при следующих данных. Напряжение питания  $E_0 = 150 \text{ В}$ , напряжение на аноде  $U_a = 120 \text{ В}$ , напряжение на экранирующей сетке  $U_э = 120 \text{ В}$ , ток анода  $I_a = 15 \text{ мА}$ , ток экранирующей сетки  $I_э = 5 \text{ мА}$ , напряжение смещения  $U_{\text{ск}} = 1.5 \text{ В}$ .

Решение. 1. Сопротивление резистора в цепи анода

$$R_a = (E_0 - U_a) / I_a = (150 - 120) / 15 = 2 \text{ кОм}.$$

2. Сопротивление резистора в цепи экранирующей сетки

$$R_э = (E_0 - U_э) / I_a = (150 - 120) / 5 = 6 \text{ кОм}.$$

3. Сопротивление резистора в цепи катода

$$R_к = U_{\text{ск}} / (I_a + I_э) = 1.5 / (15 + 5) = 75 \text{ Ом}.$$

Задачи для самостоятельного решения

1. Определить параметры статического режима ( $U_{\text{ко}}$  и  $I_{\text{ко}}$ ) каскада с общим эмиттером с фиксированным током базы при  $E_0 = 10 \text{ В}$ ,  $R_б = 200 \text{ кОм}$ ,  $h_{21} = 100$ ,  $h_{11} = 2 \text{ кОм}$ ,  $R_к = 1 \text{ кОм}$ .

2. Определить параметры статического режима ( $U_{к0}$  и  $I_{к0}$ ) каскада с общим эмиттером с фиксированным током базы при  $E_0=9\text{В}$ ,  $R_6 = 300\text{ кОм}$ ,  $h_{21} = 50$ ,  $h_{11} = 800\text{ кОм}$ ,  $R_k=3\text{ кОм}$ .

3. Определить параметры статического режима ( $U_{к0}$  и  $I_{к0}$ ) каскада с общим эмиттером с фиксированным током базы при  $E_0=12\text{ В}$ ,  $R_6 = 160\text{ кОм}$ ,  $h_{21} = 40$ ,  $h_{11} = 800\text{ Ом}$ ,  $R_k=2\text{ кОм}$ .

4. Определить параметры статического режима ( $U_{к0}$  и  $I_{к0}$ ) каскада с общим эмиттером с фиксированным потенциалом базы без использования цепи термостабилизации при  $E_0=14\text{ В}$ ,  $R_1=68\text{ кОм}$ ,  $R_2=2\text{ кОм}$ ,  $h_{21} = 100$ ,  $h_{11} = 2\text{ кОм}$ ,  $R_k = 0.5\text{ кОм}$ .

5. Определить параметры статического режима ( $U_{к0}$  и  $I_{к0}$ ) каскада с общим эмиттером с коллекторной цепью термостабилизации при  $E_0 = 10\text{ В}$ ,  $R_6 = 100\text{ кОм}$ ,  $h_{21} = 100$ ,  $h_{11} = 2\text{ кОм}$ ,  $R_k=1\text{ кОм}$ .

6. Определить параметры статического режима ( $U_{к0}$  и  $I_{к0}$ ) каскада с общим эмиттером с коллекторной цепью термостабилизации при  $E_0=10\text{ В}$ ,  $R_6 = 100\text{ кОм}$ ,  $h_{21} = 50$ ,  $h_{11} = 800\text{ кОм}$ ,  $R_k=2\text{ кОм}$ .

7. Определить параметры статического режима ( $U_{к0}$  и  $I_{к0}$ ) каскада с общим эмиттером с коллекторной цепью термостабилизации при  $E_0=12\text{ В}$ ,  $R_6 = 160\text{ кОм}$ ,  $h_{21} = 40$ ,  $h_{11} = 800\text{ Ом}$ ,  $R_k=2\text{ кОм}$ .

8. Определить параметры статического режима ( $U_{к0}$  и  $I_{к0}$ ) каскада с общим эмиттером, если  $E_0=10\text{ В}$ ,  $R_1=12\text{ кОм}$ ,  $R_2=3\text{ кОм}$ ,  $R_k=2\text{ кОм}$ ,  $R_3=1\text{ кОм}$ ,  $h_{21} = 40$ ,  $h_{11} = 500\text{ Ом}$ .

9. Определить параметры статического режима ( $U_{к0}$  и  $I_{к0}$ ) каскада с общим эмиттером, если  $E_0=10\text{ В}$ ,  $R_1=18\text{ кОм}$ ,  $R_2=2\text{ кОм}$ ,  $R_k=1\text{ кОм}$ ,  $R_3=200\text{ Ом}$ ,  $h_{21} = 40$ ,  $h_{11} = 400\text{ Ом}$ .

10. Определить параметры статического режима ( $U_{к0}$  и  $I_{к0}$ ) каскада с ОЭ, если  $E_0=12\text{ В}$ ,  $R_1=22\text{ кОм}$ ,  $R_2=2\text{ кОм}$ ,  $R_k=1\text{ кОм}$ ,  $R_3=200\text{ Ом}$ ,  $h_{21} = 40$ ,  $h_{11} = 400\text{ Ом}$ .

11. Определить параметры статического режима ( $U_{с0}$  и  $I_{с0}$ ) каскада с общим истоком при  $I_{сн}=20\text{ мА}$ ,  $U_{отс}=8\text{ В}$ ,  $U_{зи}=4\text{ В}$ ,  $E_0=20\text{ В}$ ,  $R_c=1\text{ кОм}$ .

12. Определить параметры статического режима ( $U_{с0}$  и  $I_{с0}$ ) каскада с общим истоком при  $I_{сн}=10\text{ мА}$ ,  $U_{отс}=8\text{ В}$ ,  $U_{зи}=2\text{ В}$ ,  $E_0=15\text{ В}$ ,  $R_c=1\text{ кОм}$ .

13. Определить параметры статического режима ( $U_{с0}$  и  $I_{с0}$ ) каскада с общим истоком при  $I_{сн}=20\text{ мА}$ ,  $U_{отс}=10\text{ В}$ ,  $U_{зи}=4\text{ В}$ ,  $E_0=10\text{ В}$ ,  $R_c=300\text{ Ом}$ .

### 3. Расчет параметров усилительных каскадов

Задача 3.1. Рассчитать номинальный и сквозной коэффициенты усиления каскада с общим эмиттером с параметрами схемы  $R_1=15\text{ кОм}$ ,  $R_2=3\text{ кОм}$ ,  $R_k=1\text{ кОм}$ ,  $R_n=1\text{ кОм}$ . На каскад подается входной сигнал от источника с  $E_r=10\text{ мВ}$  и внутренним сопротивлением  $R_r=2.4\text{ кОм}$ . В каскаде применен транзистор с коэффициентом передачи тока базы  $h_{21}=80$  и входным сопротивлением  $h_{11}=800\text{ Ом}$ .



Решение. 1. Номинальный коэффициент усиления

$$K_o = S \frac{R_k \cdot R_n}{R_k + R_n} = \frac{80 \cdot 10^3 \cdot 10^3}{800 \cdot 10^3 + 10^3} = 50.$$

2. Сквозной коэффициент усиления

$$K_c = K_{ex} \cdot K_o = \frac{R_{ex}}{R_z + R_{ex}} \cdot K_o = \frac{600}{2400 + 600} \cdot 50 = 10,$$

$$\text{где } R_{ex} = \frac{R_o \cdot h_{11}}{R_o + h_{11}} = \frac{2500 \cdot 800}{2500 + 800} = 600 \text{ Ом},$$

$$R_o = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} = \frac{15 \cdot 3}{15 + 3} = 2.5 \text{ кОм}$$

Задача 3.2. По условиям предыдущей задачи рассчитать коэффициент частотных искажений на частоте  $f_H=100$  Гц, если в схеме использованы разделительные конденсаторы на входе  $C1=1$  мкФ и на выходе  $C2=1$  мкФ.

Решение. 1. Коэффициент низкочастотных искажений входной цепи

$$M_{нвх} = \sqrt{1 + \left( \frac{1}{2\pi \cdot f_n \cdot C2 \cdot (R_z + R_{ex})} \right)^2} = \sqrt{1 + \left( \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 10^{-6} \cdot (2400 + 600)} \right)^2} = 1.13.$$

2. Коэффициент низкочастотных искажений выходной цепи

$$M_{нвых} = \sqrt{1 + \left( \frac{1}{2\pi \cdot f_n \cdot C2 \cdot (R_k + R_n)} \right)^2} = \sqrt{1 + \left( \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 10^{-6} \cdot (1000 + 1000)} \right)^2} = 1.28.$$

3. Коэффициент низкочастотных искажений каскада

$$M_H = M_{нвх} \cdot M_{нвых} = 1.13 \cdot 1.28 = 1.45.$$

Задача 3.3. Определить по условиям задачи 3.1 вносимый каскадом фазовый сдвиг на частоте  $f_H=100$  Гц.

Решение. 1. Фазовый сдвиг области низких частот входной цепью

$$\varphi_{нвх} = \arctg \frac{1}{2\pi f_n \cdot C1 \cdot (R_z + R_{ex})} = \arctg \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 1 \cdot 10^{-6} \cdot (2400 + 600)} = 30.38^\circ.$$

2. Фазовый сдвиг области низких частот выходной цепи

$$\varphi_{нвых} = \arctg \frac{1}{2\pi f_n \cdot C2 \cdot (R_k + R_n)} = \arctg \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 1 \cdot 10^{-6} \cdot (1000 + 1000)} = 45.85^\circ.$$

3. Фазовый сдвиг области низких частот, вносимый каскадом

$$\varphi_H = \varphi_{нвх} + \varphi_{нвых} = 30.38 + 45.85 = 76.23^\circ.$$

Задача 3.4. Определить необходимое сопротивление резистора в цепи коллектора каскада с общим эмиттером, нагруженного на сопротивление нагрузки  $R_H = 1 \text{ кОм}$ , для обеспечения номинального коэффициента усиления  $K_o = 40$ . Используемый транзистор имеет крутизну  $S = 0.08 \text{ А/В}$ .

Решение. 
$$R_k = \frac{K_o \cdot R_H}{S \cdot R_H - K_o} = \frac{40 \cdot 1}{80 \cdot 1 - 40} = 1 \text{ кОм.}$$

Задача 3.5. Определить высшую частоту усиления и вносимый фазовый сдвиг каскада с общим эмиттером при коэффициенте частотных искажений  $M_B = 3 \text{ дБ}$ . Используемый транзистор обладает параметрами  $h_{21} = 50$ ,  $r'_6 = 500 \text{ Ом}$ ,  $h_{11} = 800 \text{ Ом}$ ,  $C_K = 10 \text{ пкФ}$ ,  $C_{63} = 40 \text{ пкФ}$ ,  $f_T = 120 \text{ МГц}$ . Параметры схемы:  $R_1 = 18 \text{ кОм}$ ,  $R_2 = 2 \text{ кОм}$ ,  $R_k = 1 \text{ кОм}$ ,  $R_H = 1 \text{ кОм}$ ,  $C_H = 200 \text{ пФ}$ .

Решение. 1. Находится постоянная времени транзистора

$$\tau = \frac{\sqrt{h_{21}}}{2\pi \cdot f_T} = \frac{\sqrt{50}}{2\pi \cdot 120 \cdot 10^6} = 0.09 \cdot 10^{-7} \text{ с.}$$

2. Постоянная времени выходной цепи каскада области высоких частот  $\tau_B = \tau + (S r'_6 C_K + C_H) \cdot R'_k = 0.009 \cdot 10^{-6} + (0.0625 \cdot 50 \cdot 10 \cdot 10^{-12} + 200 \cdot 10^{-12}) \cdot 500 = 124 \text{ нс}$ . В формуле  $R'_k = R_k \cdot R_H / (R_k + R_H) = 1 \cdot 1 / (1 + 1) = 0,5 \text{ кОм}$ .

3. Постоянная времени входной цепи каскада области высоких частот  $\tau_{ВВХ} = (C_{63} + C_K \cdot K_o) \cdot R_{ВВХ} = (40 \cdot 10^{-12} + 10 \cdot 10^{-12} \cdot 31,25) \cdot 500 = 0.175 \text{ мкс}$ .

4. Высшая частота усиления

$$F_6 = \frac{\sqrt{M_6^2 - 1}}{2\pi \cdot \tau_6} = \frac{\sqrt{2^2 - 1}}{2\pi \cdot 124 \cdot 10^{-9}} = 1.29 \text{ МГц,}$$

5. Фазовый сдвиг области высоких частот

$$\varphi_6 = \arctg(\omega \tau_6) = \arctg(2\pi \cdot 1.29 \cdot 10^6 \cdot 124 \cdot 10^{-9}) = 45^\circ$$

Задача 3.6. Определить добротность (площадь усиления) усилителя имеющего на высшей частоте диапазона  $F_B = 2 \text{ МГц}$  при коэффициенте частотных искажений  $M_B = \sqrt{2}$  коэффициент усиления  $K_f = 50$ .

Решение. 1. Значение номинального коэффициента усиления

$$K_o = M_B \cdot K_f = 1.41 \cdot 50 = 70.5.$$

2. Добротность усилителя  $P_y = K_o \cdot F_B = 70.5 \cdot 2 = 141 \text{ МГц}$ .

Задача 3.7. В каскаде с ОЭ используется транзистор КТ358Б с параметрами:  $h_{21} = 25 \div 100$ ,  $f_T = 120 \text{ МГц}$ ,  $C_K = 5 \text{ пФ}$ ,  $C_3 = 20 \text{ пФ}$ ,  $\tau_{oc} = 500 \text{ псек}$ . В каскаде использованы элементы:  $R_1 = 18 \text{ кОм}$ ,  $R_2 = 2 \text{ кОм}$ ,  $R_k = 1 \text{ кОм}$ . Напряжение питания каскада составляет  $E_0 = 10 \text{ В}$ , сопротивление нагрузки  $R_H = 3 \text{ кОм}$ , емкость нагрузки –  $C_H = 500 \text{ пФ}$ . Сопротивление источника управляющего сиг-

нала составляет  $R_r = 500 \text{ Ом}$ . Определить время установления выходного импульса.

Решение. 1. Среднее значение коэффициента передачи тока базы

$$h_{21} = \sqrt{h_{21_{\min}} \cdot h_{21_{\max}}} = \sqrt{25 \cdot 100} = 50.$$

2. Ток коллектора в рабочей точке

$$I_{\text{ко}} = \frac{10 \cdot 2 \cdot 10^3}{500 \cdot (18 + 2) \cdot 10^3} = 2 \text{ мА}.$$

3. Входное сопротивление транзистора в рабочей точке

$$h_{11} = 500/5 + 25 \cdot 50/2 = 725 \text{ Ом}.$$

4. Находится постоянная времени транзистора

$$\tau = \frac{\sqrt{50}}{2\pi \cdot 120 \cdot 10^6} = 0.09 \cdot 10^{-7} \text{ с}.$$

5. Приведенное сопротивление нагрузки каскада

$$R'_k = 1 \cdot 3 / (1 + 3) = 0.75 \text{ кОм}.$$

6. Постоянная времени выходной цепи каскада

$$\tau_B = 0.009 \cdot 10^{-6} + (25 \cdot 500 \cdot 5 / 725 + 500) \cdot 10^{-12} \cdot 750 = 0.44 \text{ мксек}.$$

7. Время установления, определяемое выходной цепью

$$t_{\text{увых}} = 2.2 \cdot 0.44 \cdot 10^{-6} = 0.968 \text{ мксек}.$$

8. Приведенное сопротивление входной цепи каскада

$$R_6 = 18 \cdot 2 / (18 + 2) = 1.8 \text{ кОм}.$$

9. Входное сопротивление каскада

$$R_{\text{вх}} = 1800 \cdot 375 / (1800 + 375) = 310 \text{ Ом}.$$

10. Коэффициент усиления каскада

$$K_0 = 50 \cdot 750 / 725 = 51.7.$$

11. Входная емкость каскада

$$C_{\text{вх}} = 20 + 5 \cdot (1 + 51.7) = 283 \text{ пФ}.$$

12. Время установления, определяемое входной цепью

$$t_{\text{увх}} = 2.2 \cdot 283 \cdot 10^{-12} \cdot 310 \cdot 500 / (310 + 500) = 0.12 \text{ мксек}.$$

13. Время установления вносимое каскадом

$$t_y = \sqrt{0.12^2 + 0.44^2} = 0.456 \text{ мкс}.$$

Задача 3.8. Каскад с ОЭ, выполненный на транзисторе КТ358Б, имеет параметры схемы  $R_1 = 18 \text{ кОм}$ ,  $R_2 = 2 \text{ кОм}$ ,  $R_k = 1 \text{ кОм}$ ,  $C_1 = 0.5 \text{ мкФ}$ ,  $C_2 = 0.2 \text{ мкФ}$ . Напряжение питания каскада составляет  $E_0 = 10 \text{ В}$ , сопротивление нагрузки  $R_n = 3 \text{ кОм}$ . Сопротивление источника управляющего сигнала составляет  $R_r = 500 \text{ Ом}$ . Определить спад вершины выходного импульса при длительности входного  $t_{\text{и}} = 20 \text{ мксек}$ .

Решение. 1. Постоянная времени низких частот входной цепи каскада

$$\tau_{\text{нвх}} = C_1 \cdot (R_{\text{вх}} + R_r) = 0.5 \cdot 10^{-6} \cdot (310 + 500) = 0.4 \cdot 10^{-3} \text{ с}.$$

2. Постоянная времени низких частот выходной цепи каскада

$$\tau_{\text{нвых}} = C_2 \cdot (R_k + R_n) = 0.2 \cdot 10^{-6} \cdot (1 + 3) \cdot 10^3 = 0.8 \cdot 10^{-3} \text{ с}.$$

3. Величина спада вершины выходного импульса

$$\Delta = 100 \cdot t_{и} \cdot (1/\tau_{нвх} + 1/\tau_{нвых}) = 100 \cdot 20 \cdot 10^{-6} \cdot (1/0.4 \cdot 10^{-3} + 1/0.8 \cdot 10^{-3}) = 7.5\%.$$

Задача 3.9. Определить время установления усилителя, если он обладает площадью усиления  $\Pi_y=100$  МГц,  $K_o=100$ .

Решение. 1. Высшая частота усиления каскада

$$f_B = 100 \cdot 10^6 / 100 = 1 \text{ МГц.}$$

2. Время установления

$$t_y = 0.35 / 10^6 = 0.35 \text{ мкс.}$$

Задача 3.10. Определить время установления усилителя, если он обладает площадью усиления  $\Pi_y=100$  МГц,  $K_B=100$ ,  $M_B=\sqrt{2}$ .

Решение. 1. Коэффициент усиления области средних частот

$$K_o = \sqrt{2} \cdot 100 = 141.$$

2. Высшая частота усиления каскада

$$f_B = 100 \cdot 10^6 / 141 = 709 \text{ кГц.}$$

3. Время установления

$$t_y = 0.35 / 709 \cdot 10^3 = 0.49 \text{ мкс.}$$

Задача 3.11. Рассчитать основные параметры эмиттерного повторителя с параметрами транзистора  $h_{21}=100$ ,  $h_{11}=500$  Ом и схемы  $R_3=1.2$  кОм,  $R_6=240$  кОм.

Решение. 1. Крутизна транзистора

$$S = 100 / 500 = 200 \text{ мА/В.}$$

2. Коэффициент передачи повторителя

$$K_n = \frac{200 \cdot 1.2}{1 + 200 \cdot 1.2} \approx 1.$$

3. Входное сопротивление транзистора

$$R_{вхтр} = 0.5 \cdot (1 + 200 \cdot 1.2) = 120 \text{ кОм.}$$

4. Входное сопротивление каскада

$$R_{ex} = \frac{240 \cdot 120}{240 + 120} = 80 \text{ кОм.}$$

Задачи для самостоятельного решения

1. Определить добротность усилителя имеющего на  $F_B=5$  МГц при  $M_B=1.5$ ,  $K_f=40$ .

2. Определить коэффициент частотных искажений  $M$ , если фазовый сдвиг равен  $\varphi=60^\circ$ .

3. Определить коэффициент частотных искажений  $M$ , если фазовый сдвиг равен  $\varphi=45^\circ$ .

4. Определить время установления, если  $\Pi_y=300$  МГц,  $K_o=90$ .

5. Определить коэффициент усиления  $K_o$ , если  $K_f=50$  на  $F_B=1$  МГц при  $M_B=2$ .

6. Определить коэффициент усиления  $K_o$ , если  $K_f=40$  на  $F_B=300$  МГц при  $M_B=1.5$ .

7. Определить высшую частоту усиления  $F_B$ , если  $\Pi_y=1000$  МГц,  $K_f=50$  при  $M_B=2$ .

8. Каскад с общим эмиттером имеет параметры схемы  $R_1=18$  кОм,  $R_2=2$  кОм,  $R_k=1$  кОм. Сопротивление нагрузки каскада  $R_H=2$  кОм. Сопротивление источника управляющего сигнала  $R_r=1500$  Ом. Найти необходимые значения разделительных конденсаторов при низшей частоте усиления  $f_H=100$  Гц.

9. Каскад с общим эмиттером, выполненный на транзисторе ГТ308Г ( $h_{21}=50-120$ ,  $f_t=120$  МГц,  $C_3=20$  пФ,  $\tau_{oc}=400$  пс), имеет параметры схемы  $R_1=18$  кОм,  $R_2=2$  кОм,  $R_k=1$  кОм,  $C_H=200$  пФ,  $E_0=12$  В. Определить высшую частоту усиления каскада.

10. По условиям предыдущей задачи найти сквозной и номинальный коэффициенты усиления по напряжению, коэффициенты усиления по току и мощности, входное сопротивление каскада. Принять сопротивление источника сигнала  $R_r=500$  Ом.

11. По условиям предыдущей задачи рассчитать сквозной и номинальный коэффициенты усиления по напряжению, входное сопротивление каскада при отключении конденсатора в цепи эмиттера.

12. Рассчитать коэффициент низкочастотных искажений  $M_H$  каскада с ОЭ, выполненного на транзисторе КТ312Б с  $h_{21}=20-100$  и параметрами схемы  $R_1=18$  кОм,  $R_2=2$  кОм,  $R_k=1$  кОм,  $E_0=12$  В на частоте  $f_H=200$  Гц.

#### 4. Расчет параметров схем усиления мощности

Задача 4.1. Каскад с ОЭ имеет коэффициент усиления  $K_o=80$ , ток коллектора в рабочей точке составляет  $I_{ко}=4$  мА, напряжение питания  $E_0=15$  В, сопротивление в цепи коллектора  $R_k=500$  Ом, нагрузки  $R_H=1,5$  кОм. Найти при  $U_{вх}=50$  мВ значения отдаваемой и потребляемой мощностей, коэффициент полезного действия каскада.

Задача 4.2. Выбрать транзистор для выходного двухтактного каскада, работающего в режиме класса "В", с выходной мощностью  $P_H=4$  Вт на нагрузке  $R_H=16$  Ом.

Решение.1. Необходимая мощность транзистора

$$P_k = 0.5 \cdot P_m = 0.5 \cdot 4 = 2 \text{ Вт.}$$

2. Напряжение на эмиттере транзистора

$$U_{кэ} = \sqrt{2P_m \cdot R_H} = \sqrt{2 \cdot 4 \cdot 16} = 11.2 \text{ В.}$$

3. Амплитуда тока коллектора

$$I_{км} = U_{км} / R_H = 11.2 / 16 = 0.76 \text{ А.}$$

Выбирается транзистор КТ801А с параметрами:

$$H_{21}=13-50, H_{11}=20 \text{ Ом, } P_k=5 \text{ Вт, } I_{кдоп}=5 \text{ А, } U_{кдоп}=80 \text{ В,}$$

Задача 4.3. По условиям задачи 4.2. определить КПД усилителя мощности, работающего в классе "В".

Решение. 1. Потребляемый ток от источника питания

$$I_o = I_{km}/\pi = 0.76/\pi = 0.24 \text{ А.}$$

2. Напряжение питания схемы

$$E_o = 2(U_{кэ} + U_{ост}) = 2 \cdot (11.2 + 0.3) = 24 \text{ В.}$$

3. Потребляемая мощность

$$P_o = 2E_o \cdot I_o = 2 \cdot 24 \cdot 0.24 = 11.62 \text{ Вт.}$$

4. Мощность, рассеиваемая на коллекторе

$$P_k = 0.5(P_o - P_M) = 0.5 \cdot (11.62 - 4) = 3.82 \text{ Вт.}$$

5. Коэффициент полезного действия каскада

$$\eta = 100 \cdot P_M / P_o = 100 \cdot 4 / 11.62 = 34.4 \text{ \%}.$$

Задача 4.4. Приведенное к коллекторной цепи сопротивление нагрузки трансформаторного каскада составляет  $R'_k = 50$  Ом, сопротивление нагрузки  $R_n = 4$  Ом. Найти коэффициент трансформации выходного трансформатора при его КПД  $\eta_{тр} = 0.8$ .

Решение.  $n_{mp} = \sqrt{\frac{R_n}{\eta_{mp} \cdot R'_k}} = \sqrt{\frac{4}{0.8 \cdot 50}} = 0.316.$

Задача 4.5. Выбрать напряжение питания для выходного двухтактного каскада, работающего в режиме класса "В", с выходной мощностью  $P_n = 10$  Вт на нагрузке  $R_n = 8$  Ом. В каскаде используется транзистор КТ817В с допустимым напряжением  $U_{кдоп} = 60$  В.

Решение. 1. Напряжение на эмиттере транзистора

$$U_{кэ} = \sqrt{2 \cdot 10 \cdot 8} = 12.65 \text{ В.}$$

2. Минимальное напряжение питания

$$E_{omin} = 2 \cdot 12.65 = 25.3 \text{ В.}$$

3. Максимальное напряжение питания

$$E_{omax} = 0.8 \cdot 80 = 64 \text{ В.}$$

4. Выбирается напряжение питания  $E_o = 27$  В.

Задача 4.6. Найти уровень нелинейных искажений усилителя мощности, выходной сигнал которого имеет амплитуду первой гармоники тока  $I_{m1} = 5$  А, второй гармоники -  $I_{m3} = 0.5$  А и третьей -  $I_{m5} = 0.1$  А.

Решение. Коэффициент нелинейных искажений усилителя

$$K_s = 100 \cdot \frac{\sqrt{0.5^2 + 0.1^2}}{5} = 10.1\%.$$

Задача 4.7. По условиям задач 4.2 и 4.3 рассчитать коэффициент использования источника питания по напряжению.

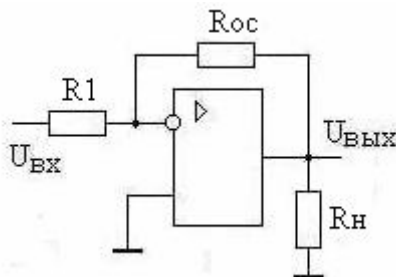
Решение.  $\xi = 11.2/24 = 0.47$ .

### Задачи для самостоятельного решения

1. Определить КПД двухтактного выходного каскада, работающего в режиме класса "В" и имеющего  $I_{км} = 1$  А,  $R_n = 10$  Ом,  $E_0 = 20$  В.
2. Определить КПД двухтактного выходного каскада, работающего в режиме класса "В", с  $R_n = 10$  Ом,  $E_0 = 10$  В,  $K_0 = 60$  дБ при входном сигнале  $U_{вхм} = 4$  мВ.
3. Определить отдаваемую мощность двухтактного выходного каскада, работающего в режиме класса "В", с одним источником питания с параметрами  $R_n = 2$  Ом,  $E_0 = 10$  В,  $K_0 = 60$  дБ при входном сигнале  $U_{вхм} = 4$  мВ.
4. Определить потребляемую мощность двухтактного выходного каскада, работающего в режиме класса "В", с одним источником питания с параметрами  $R_n = 10$  Ом,  $E_0 = 10$  В,  $K_0 = 60$  дБ при  $U_{вхм} = 4$  мВ.
5. Определить максимальную отдаваемую мощность выходного каскада при  $U_{мвхmin} = 1$  мВ,  $D_y = 40$  дБ,  $K_0 = 60$  дБ,  $R_n = 100$  Ом.
6. Определить максимальную отдаваемую мощность выходного каскада при  $U_{вхmin} = 2$  мВ,  $D_y = 40$  дБ,  $K_0 = 40$  дБ,  $R_n = 100$  Ом.
7. Во сколько раз изменится потребляемая мощность однотактным каскадом при увеличении входного сигнала в два раза?
8. Определить во сколько раз увеличится потребляемая мощность двухтактного каскада класса "В" при повышении входного напряжения в два раза.
9. Определить во сколько раз увеличится отдаваемая мощность двухтактного каскада класса "В" при повышении входного напряжения в два раза.
10. Определить входное напряжение  $U_{вхм}$  усилителя мощности при параметрах  $R_n = 10$  Ом,  $K_0 = 60$  дБ, обеспечивающего  $P_m = 5$  Вт.
11. Проверить возможность использования транзистора КТ814А с параметрами  $P_k = 1$  Вт и  $U_{кдоп} = 25$  В в однотактном усилителе мощности с выходной мощностью 0.5 Вт на сопротивлении нагрузки 4 Ом.
12. Проверить возможность использования транзистора КТ814А с параметрами  $P_k = 1$  Вт и  $U_{кдоп} = 25$  В в двухтактном усилителе мощности, работающим в режиме класса "В" с выходной мощностью 0.5 Вт на сопротивлении нагрузки 4 Ом.

### 5. Расчет функциональных схем на операционных усилителях

#### Задача 5.1.



На вход инвертирующего усилителя, у которого сопротивления резисторов равны  $R1 = 1$  кОм,  $R_{ос} = 75$  кОм,  $R_n = 5$  кОм, подан входной сигнал  $U_{вх} = 0.1$  В.

Определить выходное напряжение и выходной ток.

Решение. 1. Выходное напряжение

$$U_{\text{ВЫХ}} = -U_{\text{ВХ}} \cdot R_{\text{ОС}} / R_1 = 0.1 \cdot 75 / 1 = 7.5 \text{ В.}$$

2. Выходной ток

$$I_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ}} / R_{\text{ОС}} + U_{\text{ВЫХ}} / R_{\text{Н}} = 7.5 / 75 \cdot 10^3 + 7.5 / 5 \cdot 10^3 = 1.6 \text{ мА.}$$

Задача 5.2. Определить величину статической погрешности инвертирующего включения операционного усилителя К149УД9 от влияния напряжения смещения и входного тока. Параметры схемы и ОУ: сопротивление резистора в цепи обратной связи  $R_{\text{ОС}}=100 \text{ кОм}$ , сопротивление резистора во входной цепи  $R_1=1 \text{ кОм}$ , напряжение смещения  $U_{\text{см}} = 5 \text{ мВ}$ , разность входных токов  $\Delta I_{\text{ВХ}}=0.1 \text{ мкВ}$ .

Решение. 1. Коэффициент усиления схемы

$$K_o = -R_{\text{ОС}} / R_1 = 100 / 1 = -100.$$

2. Составляющая погрешности от влияния напряжения смещения

$$U_{o1} = U_{\text{см}} \cdot K_o = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 100 = 0.5 \text{ В.}$$

3. Составляющая погрешности от влияния входного тока ОУ

$$U_{o2} = R_{\text{ОС}} \cdot \Delta I_{\text{ВХ}} = 10^5 \cdot 0.1 \cdot 10^{-6} = 0.01 \text{ В.}$$

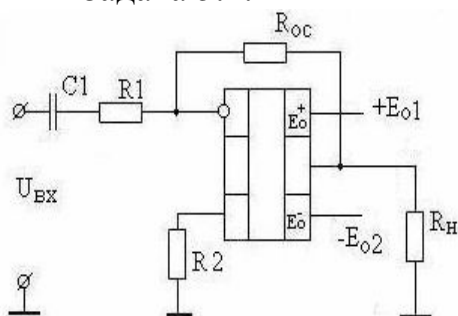
Задача 5.3. Рассчитать влияние температуры на величину статической погрешности инвертирующего включения операционного усилителя К149УД9. Параметры схемы и ОУ: температурное изменение напряжения смещения  $\Delta U_{\text{см}} / \Delta T = 20 \text{ мкВ} / ^\circ\text{C}$ , температурная зависимость входного тока  $\Delta I_{\text{ВХ}} / \Delta T = 3 \text{ нА} / ^\circ\text{C}$ , рабочая температура ОУ  $T_p = 50^\circ\text{C}$ .

Решение. 1. Разность температур  $\Delta T = 50 - 20 = 30^\circ$ .

2. Уровень статической погрешности

$$U_{\text{от}} = (\Delta U_{\text{см}} / \Delta T) \cdot K_o \cdot \Delta T + (\Delta I_{\text{ВХ}} / \Delta T) R_{\text{ОС}} \cdot \Delta T = 20 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 30 + 3 \cdot 10^{-9} \cdot 10^5 \cdot 30 = 0.069 \text{ В.}$$

Задача 5.4.



Рассчитать параметры усилительного каскада на операционном усилителе. Каскад должен обеспечивать усиление  $K_o=50$ , высшую частоту усиления  $f_{\text{В}} = 40 \text{ кГц}$ , выходное напряжение  $U_{\text{ВЫХ}} = 4 \text{ В}$ .

Параметры ОУ:  $U_{\text{см}} = 9 \text{ мВ}$ ,  $\Delta I_{\text{ВХ}} = 0.2 \text{ мА}$ ,  $I_{\text{ВЫХМАХ}} = 5 \text{ мА}$ ,  $U_{\text{МАХ}} = 10 \text{ В}$ .

Решение. 1. Предельное напряжение статической погрешности

$$U_o = U_{\text{МАХ}} - \sqrt{2} \cdot U_{\text{ВЫХ}} = 10 - \sqrt{2} \cdot 4 = 4.4 \text{ В.}$$

2. Максимальное значение сопротивление резистора в цепи обратной

$$\text{связи } R_{\text{осмак}} = \frac{U_o - U_{\text{см}} \cdot (K_o + 1)}{\Delta I_{\text{ВХ}}} = \frac{4.4 - 9 \cdot 10^{-3} \cdot (50 + 1)}{0.2 \cdot 10^{-3}} \approx 13 \text{ МОм.}$$



3. Минимальное значение сопротивление резистора в цепи обратной

$$\text{связи } R_{oc \min} = \frac{\sqrt{2}}{I_{вых \max}} \cdot U_{вых} = \frac{1.41 \cdot 4}{5 \cdot 10^{-3}} = 0.88 \text{ кОм}.$$

Выбирается  $R_{oc} = 100 \text{ кОм}$ .

4. Сопротивление резистора R1 во входной цепи

$$R1 = R_{oc} / K_o = 100 \cdot 10^3 / 50 = 2 \text{ кОм}.$$

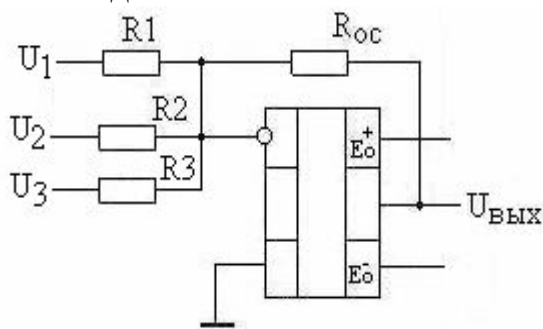
5. Сопротивление резистора R2

$$R2 = R1 \cdot R2 / (R1 + R2) = 2 \cdot 100 \cdot 10^6 / (2 + 100) \cdot 10^3 = 2 \text{ кОм}.$$

Задача 5.5. По условиям предыдущей задачи определить максимально возможный коэффициент усиления при высшей частоте усиления  $f_b = 100 \text{ кГц}$ , если предельная частота усиления ОУ составляет  $10 \text{ МГц}$ .

Решение.  $K_{о \max} = 10^7 / 10^5 = 100$ .

Задача 5.6.

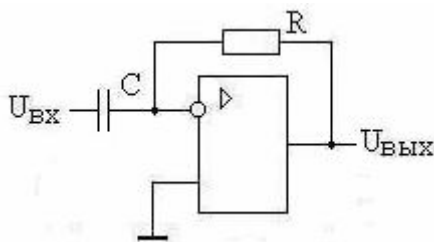


Определить значение выходного напряжения в приведенной схеме при входных напряжениях  $U_1 = 0.1 \text{ В}$ ,  $U_2 = 0.2 \text{ В}$ ,  $U_3 = -0.05 \text{ В}$ . Значения сопротивлений резисторов  $R1 = 1 \text{ кОм}$ ,  $R2 = 2 \text{ кОм}$ ,  $R3 = 1 \text{ кОм}$ ,  $R_{oc} = 20 \text{ кОм}$ .

Решение. Выходное напряжение инвертирующего сумматора

$$U_{вых} = -\left(\frac{R_{oc}}{R1} \cdot U_1 + \frac{R_{oc}}{R2} \cdot U_2 - \frac{R_{oc}}{R3} \cdot U_3\right) = -\left(\frac{20}{1} \cdot 0.1 + \frac{20}{2} \cdot 0.2 - \frac{20}{1} \cdot 0.05\right) = 3 \text{ В}$$

Задача 5.7.

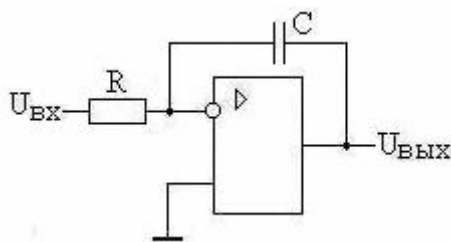


Определить выходное напряжение дифференцирующей схемы при емкости конденсатора  $C = 0.01 \text{ мкФ}$ , сопротивлении резистора  $R = 10 \text{ кОм}$ , входном напряжении  $U_{вх} = 10 \text{ В}$  и длительности сигнала  $t_u = 1 \text{ мсек}$ .

Решение.

$$U_{вых} = U_{вых} = \frac{RC}{t_u} \cdot U_{вх} = \frac{10^4 \cdot 10^{-8}}{0.001} \cdot 10 = 1 \text{ В}.$$

Задача 5.8.

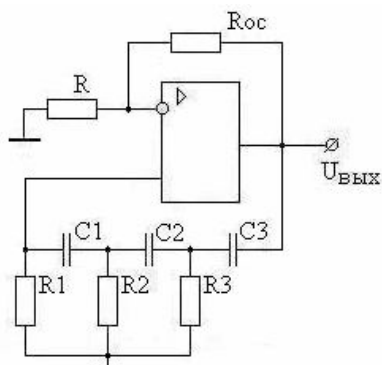


Определить выходное напряжение интегрирующей схемы при емкости конденсатора  $C=0.1$  мкФ, сопротивлении резистора  $R=10$  кОм, входном напряжении  $U_{ВХ} = 10$  В и длительности сигнала  $t_{и} = 0.1$  мсек.

Решение.

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{RC} \cdot U_{\text{вх}} \cdot t_{\text{и}} = \frac{1}{10^4 \cdot 10^{-7}} \cdot 10 \cdot 10^{-4} = 1 \text{ В}.$$

Задача 5.9.



Определить параметры фазосдвигающей цепи "R"-параллель генератора, собранного на операционном усилителе К140УД9, имеющего входное сопротивление  $R_{ВХ}=300$  кОм. Генератор настроен на частоту  $f_0=10$  кГц.

Решение. 1. Сопротивление резисторов цепи

$$R1=R2=R3=0.1 \cdot R_{ВХ} = 0.1 \cdot 300 \cdot 10^3 = 30 \text{ кОм}.$$

2. Емкости конденсаторов фазосдвигающей цепи

$$C = \frac{\sqrt{6}}{2\pi f_0 \cdot R} = \frac{\sqrt{6}}{2\pi \cdot 10^4 \cdot 30 \cdot 10^3} = 0.13 \cdot 10^{-7} \text{ Ф}.$$

Задача 510. Оценить возможность использования операционного усилителя К140УД9, имеющего максимальный уровень выходного напряжения  $U_{\text{max}}=10$  В и скорость нарастания выходного сигнала  $v=0.4$  В/мкс, в генераторе с частотой  $f_0=10$  кГц.

Решение. Требуемая скорость нарастания выходного сигнала

$$V = 2\pi f_0 \cdot U_{\text{max}} = 2\pi \cdot 10^4 \cdot 10 = 0.628 \text{ В/мкс}.$$

Таким образом, выбранный операционный усилитель имеет недостаточную скорость нарастания для генерирования неискаженного выходного сигнала.

Задачи для самостоятельного решения

1. Определить коэффициент усиления неинвертирующей схемы включения ОУ при значениях сопротивлений резисторов в цепи обратной связи  $R=2$  кОм  $R_{oc}=56$  кОм.

2. Определить минимальный входной сигнал, возможный для подачи на ОУ, у которого  $U_{\text{max}} = 10$  В и  $K_{дф} = 50000$ .

3. В схеме сумматора  $R_1 = 2 \text{ кОм}$ ,  $R_2 = 1 \text{ кОм}$ ,  $R_3 = 3 \text{ кОм}$ ,  $R_{oc} = 24 \text{ кОм}$ .  
Определить  $U_{\text{вых}}$  при  $U_1 = 10 \text{ мВ}$ ,  $U_2 = 20 \text{ мВ}$ ,  $U_3 = 50 \text{ мВ}$ .
4. В схеме сумматора  $R_1 = 10 \text{ кОм}$ ,  $R_2 = 5 \text{ кОм}$ ,  $R_3 = 2 \text{ кОм}$ ,  $R_{oc} = 50 \text{ кОм}$ .  
Определить  $U_{\text{вых}}$  при  $U_1 = 100 \text{ мВ}$ ,  $U_2 = 50 \text{ мВ}$ ,  $U_3 = 10 \text{ мВ}$ .
5. В схеме сумматора  $R_1 = 3 \text{ кОм}$ ,  $R_2 = 2 \text{ кОм}$ ,  $R_3 = 1 \text{ кОм}$ ,  $R_{oc} = 30 \text{ кОм}$ .  
Определить  $U_{\text{вых}}$  при  $U_1 = -10 \text{ мВ}$ ,  $U_2 = 50 \text{ мВ}$ ,  $U_3 = 100 \text{ мВ}$ .
6. Определить  $U_{\text{вых}}$  дифференциатора при воздействии единичного скачка  $U_{\text{вх}} = 10 \text{ В}$  при  $R = 1 \text{ кОм}$ ,  $C = 1 \text{ мкФ}$ ,  $t_{\text{и}} = 50 \text{ мсек}$ .
7. Определить  $U_{\text{вых}}$  дифференциатора при воздействии единичного скачка  $U_{\text{вх}} = 10 \text{ В}$ , если  $R = 10 \text{ кОм}$ ,  $C = 0.1 \text{ мкФ}$ ,  $t_{\text{и}} = 50 \text{ мсек}$ .
8. Определить  $U_{\text{вых}}$  дифференциатора при воздействии единичного скачка  $U_{\text{вх}} = 10 \text{ В}$  при  $R = 10 \text{ кОм}$ ,  $C = 0.2 \text{ мкФ}$ ,  $t_{\text{и}} = 100 \text{ мсек}$ .
9. Определить  $U_{\text{вых}}$  интегратора при воздействии единичного скачка  $U_{\text{вх}} = 10 \text{ В}$  при  $R = 100 \text{ кОм}$ ,  $C = 1 \text{ мкФ}$ ,  $t_{\text{и}} = 5 \text{ мсек}$ .
10. Определить  $U_{\text{вых}}$  интегратора при воздействии единичного скачка  $U_{\text{вх}} = 10 \text{ В}$ , если  $R = 0.5 \text{ МОм}$ ,  $C = 0.1 \text{ мкФ}$ ,  $t_{\text{и}} = 5 \text{ мсек}$ .
11. Определить  $U_{\text{вых}}$  интегратора при воздействии прямоугольного импульса с  $U_{\text{вх}} = 10 \text{ В}$ , если  $R = 100 \text{ кОм}$ ,  $C = 0.5 \text{ мкФ}$ ,  $t_{\text{и}} = 10 \text{ мсек}$ .
12. Определить  $U_{\text{вых}}$  интегратора при воздействии единичного скачка  $U_{\text{вх}} = 5 \text{ В}$  при  $R = 10 \text{ кОм}$ ,  $C = 1 \text{ мкФ}$ ,  $t_{\text{и}} = 2 \text{ мсек}$ .
13. Определить выходное напряжение сбалансированного операционного усилителя при  $R_1 = 2 \text{ кОм}$ ,  $R_{oc} = 50 \text{ кОм}$  и  $U_{\text{вх}}^+ = 200 \text{ мВ}$ ,  $U_{\text{вх}}^- = 100 \text{ мВ}$ .
14. По условиям задачи 5.9. рассчитать параметры фазосдвигающей цепи "С"- параллель.
15. Рассчитать параметры моста Вина для использования в активном фильтре на частоте квазирезонанса  $f_0 = 8 \text{ кГц}$ .



## Приборы и элементы электроники

### 1. Классификация и обозначение полупроводниковых приборов

Классификация полупроводниковых приборов производится по используемому исходному полупроводниковому материалу, функциональному назначению, основным электрическим параметрам (уровню мощности и рабочему частотному диапазону), конструктивно-технологическим признакам. Все приборы условно делятся на дискретные и интегральные схемы.

#### 1.1. Отечественные приборы

В настоящее время система условных обозначений отечественных полупроводниковых приборов взамен ранее действующего ГОСТ 10862-64 базируется на отраслевых стандартах ОСТ 11.336.038-77 и ОСТ 11.336.919-81, в соответствии с которыми система обозначений содержит 5 элементов буквенно-цифрового кода.

Первый элемент (буква или цифра) обозначает исходный материал, на основе которого изготовлен прибор: Г(1) – германий, К(2) – кремний, А(3) – арсенид галлия, И(4) – соединения индия.

Второй элемент (буква) обозначает тип прибора: Д – выпрямительные диоды, Ц – выпрямительные столбы или сборки, С – стабилитроны, Л – излучающие оптоэлектронные приборы (светодиоды), В – варикапы, Т – биполярные транзисторы, П – полевые транзисторы, Н – диодные (неуправляемые) тиристоры, У – управляемые (триодные) тиристоры.

Третий элемент (цифра) характеризует назначение прибора и его основные функциональные возможности (допустимое значение рассеиваемой мощности и граничную либо максимальную рабочую частоту).

Четвертый элемент (2 либо 3 цифры) означает порядковый номер технологической разработки и лежит в пределах от 01 до 999.

Пятый элемент (буква) обозначает модификацию конкретного типа прибора. В данном элементе используются заглавные буквы русского алфавита от А до Я, кроме букв З, О, Ч, Ы, Ш, Щ, Я, схожих по написанию с цифрами. Пример обозначения приведен на рис.1.5.

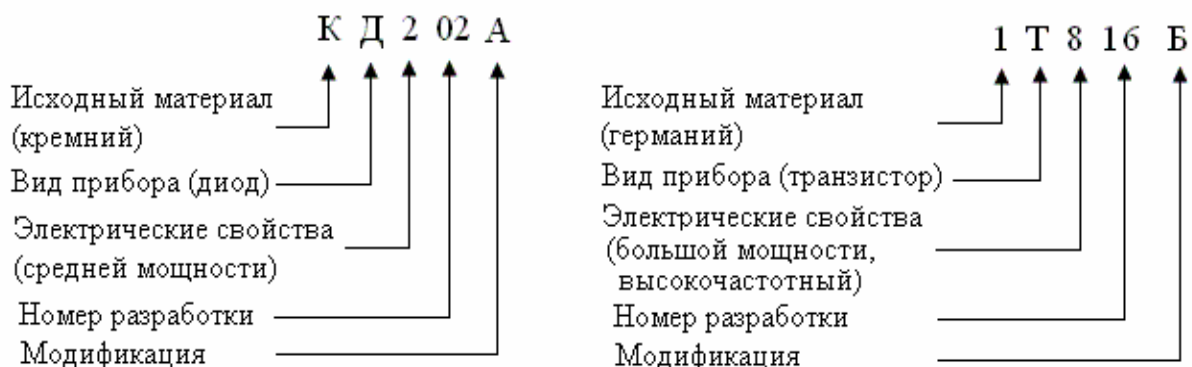


Рис.П.1 Обозначение полупроводниковых приборов

## 1.2. Зарубежные приборы

В Европе используется система Pro Electron, в которой приняты следующие условные обозначения.

Первый элемент (буква) обозначает исходный полупроводниковый материал, на основе которого создан полупроводниковый прибор: А- германий, В- кремний, С – арсенид галлия, D- антимонид индия.

Второй элемент (буква) обозначает подкласс полупроводниковых приборов: Y – диоды выпрямительные мощные, Z – стабилитроны, Q – излучающие, В – варикапы, С, D, F, L – транзисторы (низкочастотные маломощные, низкочастотные мощные, высокочастотные маломощные, высокочастотные мощные), Т – переключающие приборы (тиристоры).

Третий элемент (цифра или буква) обозначает в буквенно-цифровом коде полупроводниковые приборы, предназначенные для аппаратуры общегражданского применения (цифра) или для аппаратуры специального применения (буква). В качестве буквы в последнем случае используются заглавные латинские буквы, расходуемые в обратном порядке Z, Y, X и т.п.

Четвертый элемент (2 цифры) означает порядковый номер технологической разработки, который находится в пределах от 01 до 99.

В США наиболее распространенной является система обозначений JEDEC. Согласно этой системе первая цифра соответствует числу *p-n* переходов и означает тип прибора: 1 – диод, 2 – транзистор, 3 – тетрод (тиристор). За цифрой следует буква N и серийный номер. За номером могут стоять одна или несколько букв, указывающих на свойства приборов одного типа по различным электрическим параметрам или характеристикам. **Пример:** BC547C, BUZ11, BU508

В Японии действует стандарт JIS-C-7012, содержащий пять элементов.

Первый элемент (цифра) обозначает тип полупроводникового прибора: 0- фотодиоды, фототранзисторы, 1 – диоды, 2 – транзисторы, 3 – переключающие приборы.

Второй элемент обозначается буквой S (Semiconductor), указывающий, что данный прибор является полупроводниковым.

Третий элемент (буква) обозначает разновидность (подкласс) полупроводниковых приборов: R – выпрямительные диоды, Z – стабилитроны, Q – светоизлучающие приборы, A – транзисторы *p-n-p* высокочастотные, B – транзисторы *p-n-p* низкочастотные, C – транзисторы *n-p-n* высокочастотные, D – транзисторы *n-p-n* низкочастотные, F – тиристоры, I – полевые транзисторы с *p*-каналом, K – полевые транзисторы с *n*-каналом, M – симметричные тиристоры.

Четвертый элемент обозначает регистрационный номер технологической разработки и начинается с числа 11.

Пятый элемент отражает модификацию разработки (А и В – первая и вторая модификация).



## 2. Параметры и характеристики полупроводниковых приборов

### 2.1. Полупроводниковые диоды

Полупроводниковый диод – это двухэлектродный прибор, содержащий полупроводник с  $p-n$ - структурой и обладающий односторонней проводимостью. Электрод, присоединенный к  $p$ -области, носит название анода, а другой, присоединенный к  $n$ -области, – катодом.

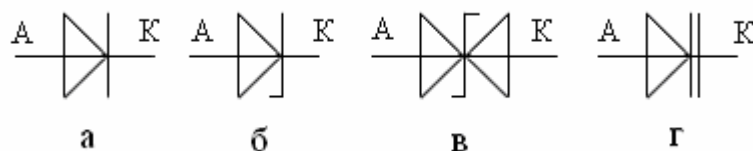


Рис.П.1. Условные графические обозначения диодов:  
а-силовые; б- односторонний стабилитрон; в-двухсторонний стабилитрон; г-варикап

В зависимости от физических свойств и назначения полупроводниковые диоды делятся на выпрямительные, универсальные, импульсные диоды, стабилитроны, варикапы, фотодиоды и излучающие (светодиоды).

#### 2.1.1. Выпрямительные диоды

Выпрямительные диоды и столбы предназначены для преобразования переменного тока в постоянный.

##### Основные параметры и характеристика:

- среднее значение прямого тока  $I_a$ , вызывающего допустимый нагрев диода;
- предельно допустимый прямой ток  $I_{адоп}$ ;
- падение напряжение на диоде при прохождении прямого тока  $\Delta U_a$ ;
- внутреннее сопротивление диода  $R_i$ . Может быть - дифференциальное или статическое при заданном токе;
- обратный ток диода при приложении обратного напряжения  $I_{обр}$ ;
- максимальное обратное напряжение  $U_{обр}$ .

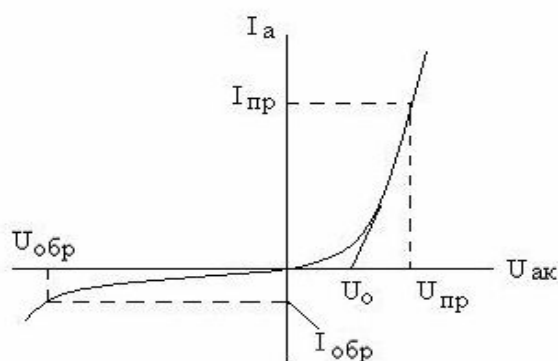


Рис.П.2. Вольтамперная характеристика диода

Выпрямительные столбы и блоки, представляющие собой одну или несколько групп последовательно соединенных отдельных диодов, используются в высоковольтных установках.

### 2.1.2. Импульсные диоды

Импульсные диоды отличаются от силовых быстродействием переключения из одного состояния в другое. Это достигается в виду малой площади  $p-n$ -перехода и повышенной рекомбинационной способности зарядов за счет введения примесей золота. Эти диоды дополнительно характеризуются временем установления прямого сопротивления и временем восстановления обратного сопротивления при воздействии импульсных сигналов.

### 2.1.3. Стабилитрон

Стабилитрон (опорный диод) – это полупроводниковый диод, имеющий на обратной ветви вольтамперной характеристики явно выраженный участок электрического пробоя. Используется для стабилизации уровня постоянного напряжения. Разновидностью стабилитронов являются двухсторонние (двуханодные) стабилитроны, имеющие симметричную вольтамперную характеристику.

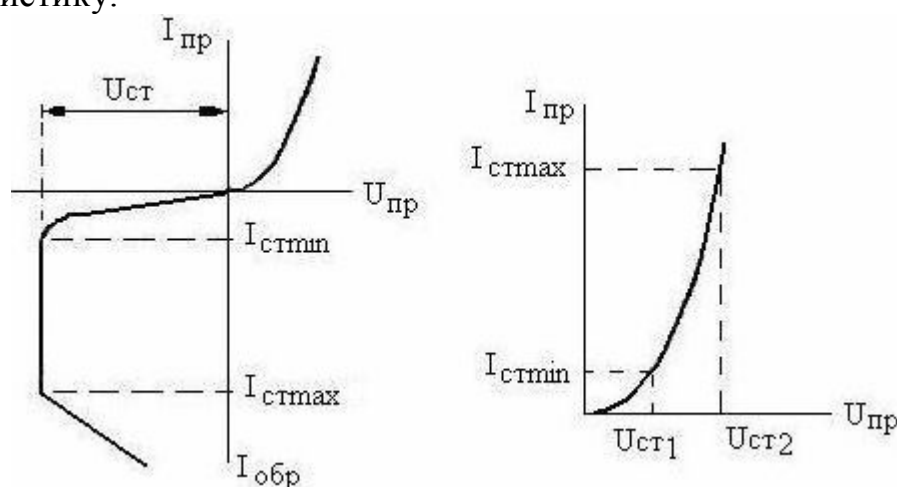


Рис.П.3. Вольтамперные характеристики стабилитрона и стабилитора

#### Основные параметры и характеристика стабилитрона:

- напряжение стабилизации  $U_{ст}$ ;
- минимально допустимый ток стабилизации  $I_{стmin}$ ;
- максимально допустимый ток стабилизации  $I_{стmax}$  - ток, при котором достигается максимально допустимая рассеиваемая мощность  $P_{max}$ ;
- диапазон токов  $\Delta I_{ст} = I_{стmax} - I_{стmin}$ , соответствующий напряжению стабилизации;
- внутреннее динамическое сопротивление  $R_i$ , характеризующее наклон рабочего участка вольтамперной характеристики;
- температурный коэффициент напряжения стабилизации, характеризующий относительное изменение напряжения стабилизации при изменении температуры на  $1^\circ\text{C}$ ;
- несимметричность напряжения  $U_{ст}$  стабилизации двуханодных стабилитронов, представляющая собой разность напряжений стабилизации при одинаковых токах стабилизации обоих анодов.

В системе обозначений стабилитронов четвертый элемент (цифры) означает напряжение стабилизации.

*Пример: КС156А - кремниевый стабилитрон, маломощный, напряжение стабилизации 5.6 В, разновидности А.*

Для стабилизации низких напряжений (до 1 В) используют прямую ветвь вольтамперной характеристики диода при  $U_{ст} > U_{к}$ . При малых напряжениях между электродами также наблюдается слабая зависимость напряжения на диоде от проходящего тока. Такие приборы называют *стабисторами*.

**2.1.4. Варикап** - полупроводниковый прибор (диод), в котором используется зависимость барьерной емкости  $p$ - $n$ -перехода от величины приложенного обратного напряжения.

Варикапы используются в качестве конденсаторов с электрически управляемой емкостью и делятся на подстроечные и умножительные.

Основной характеристикой прибора является зависимость емкости варикапа от величины обратного напряжения (вольтфарадная характеристика).

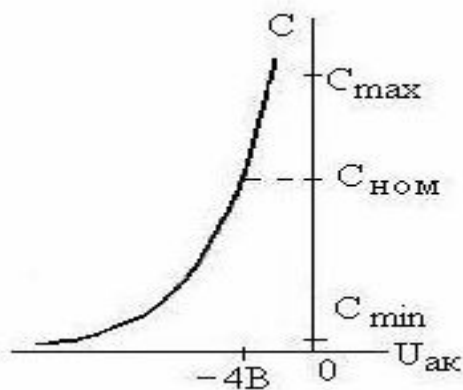


Рис.П.4. Вольтфарадная характеристика

Основные параметры и характеристика варикапа:

- номинальная емкость  $C_{ном}$  при обратном напряжении  $U_{обр}=4$  В;
- максимальная емкость  $C_{max}$  прибора;
- коэффициент перекрытия емкости  $Kc = C_{max} / C_{min}$ ;
- добротность  $Q$ , представляющая отношение реактивного сопротивления к полному сопротивлению на рабочей частоте сигнала;
- температурный коэффициент емкости  $ТКЕ$ , характеризующий относительное изменение емкости от температуры.

## 2. 2. Биполярные транзисторы

Различаются три способа включения транзисторов. По наименованию общего электрода соответствующая схема носит название:

- с общей базой (ОБ),
- с общим эмиттером (ОЭ),
- с общим коллектором (ОК).



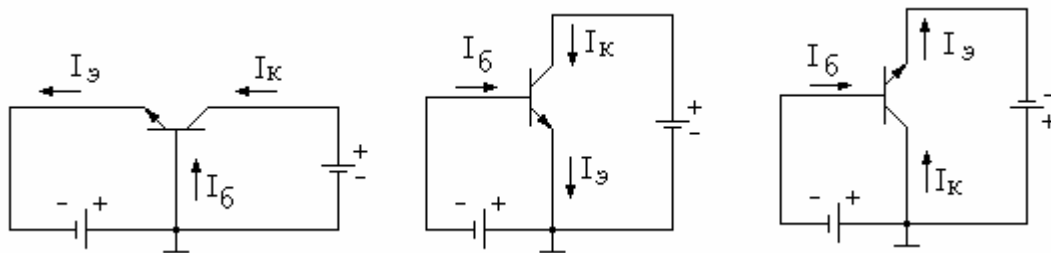


Рис.П.5. Схемы включения транзисторов

Для каждой схемы включения используется свое соотношение, связывающее зависимость выходного тока от входного.

### 2.2.1. Статические характеристики

Основные свойства транзисторов определяются статическими входными  $I_{вх} = \varphi(U_{вх})$  и выходными  $I_{вых} = \varphi(U_{вых})$  характеристиками. Вид характеристики зависит от схемы включения транзистора.

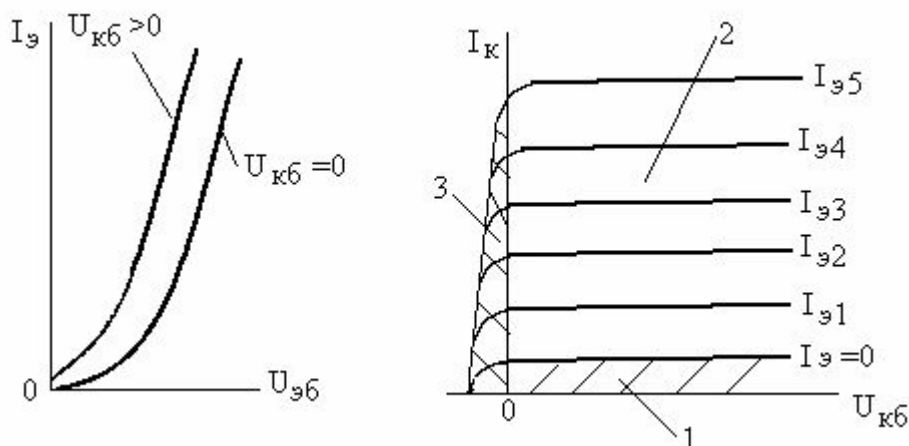


Рис. П.6. Характеристики транзистора, включенного по схеме с общей базой

На выходных характеристиках можно выделить три области, соответствующие различным режимам работы транзистора:

- область отсечки 1 при  $I_э < 0$ , в которой переходы заперты, т.к. к ним подводятся обратные напряжения. Поэтому через них проходит незначительные токи, обусловленные движением неосновных носителей заряда. транзистор в этом режиме находится в закрытом состоянии.

- активная область 2 при  $I_э > 0$ , в пределах которой выходной ток пропорционален входному, т.к. на эмиттерный переход подано прямое напряжение, открывающее эмиттерный переход, на коллекторный – обратное.

- область насыщения 3 ( $U_{кб} > 0$ ,  $U_{эб} > 0$ ) при  $I_э = I_{нас}$ , в которой оба перехода находятся под прямым напряжением, выходной ток транзистора определяется в основном напряжением питания и сопротивлением нагрузки.

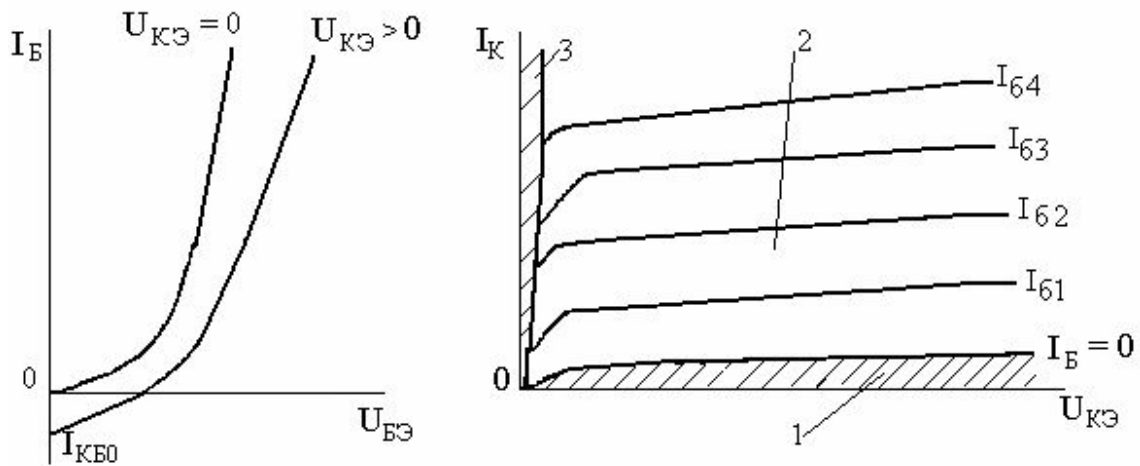


Рис. П.7. Характеристики транзистора при включении по схеме с общим эмиттером

### 2.2.2. Параметры транзисторов

Транзисторы характеризуются рядом параметров, используемых при проведении расчетов электронных схем. Все параметры условно можно разделить на несколько групп.

Энергетические параметры:

- допустимое напряжение между электродами  $U_{кэдоп}$ ,  $U_{кбдоп}$ ;
- допустимый ток коллектора  $I_{кдоп}$ ;
- максимальная мощность рассеяния на коллекторе  $P_{кдоп}$ ;
- неуправляемый ток коллектора  $I_{кб0}$ .

Физические параметры – сопротивления эмиттерного  $r_э$ , коллекторного  $r_к$  переходов, объемное сопротивление базы  $r_б$ , емкости переходов  $C_{кб}$  и  $C_{бэ}$ , коэффициенты передачи токов эмиттера  $\alpha$  и базы  $\beta$ .

Параметры транзистора, представляемого в системе четырехполюсника, –  $h_{11}$ ,  $h_{12}$ ,  $h_{21}$ ,  $h_{22}$  для соответствующей схемы включения.

Частотные параметры определяют диапазон частот гармонического сигнала, в пределах которого коэффициенты передачи входного тока в схемах ОБ и ОЭ  $h_{21Б}$  и  $h_{21Э}$  имеют определенную величину (рис.1.20).

$f_\alpha$  – граничная частота усиления транзистора, включенного по схеме с ОБ.

$f_\beta$  – граничная частота усиления транзистора, включенного по схеме с ОЭ.

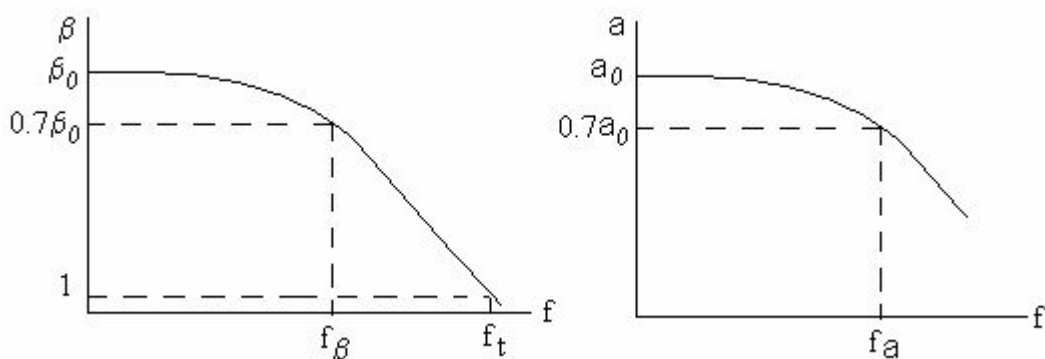


Рис.П.8. Частотные характеристики коэффициентов передачи тока

Величины  $f_\alpha$  и  $f_\beta$  связаны между собой соотношением  $f_\beta = f_\alpha / (1 + \beta_0)$ . Кроме значений граничных частот также используется значение предельной частоты усиления  $f_t$ , под которой понимается частота, на которой коэффициент передачи тока базы равен единице ( $\beta=1$ ) и  $f_t = \beta \cdot f_\beta$ .

Связь физических параметров с параметрами четырехполюсника

Таблица П.1

Параметр	Схема с ОБ	Схема с ОЭ	Схема с ОК
$h_{11}$	$r_3 + r_6 \cdot (1 - \alpha)$	$r_6 + r_3 \cdot (\beta + 1)$	$r_6 + r_3 \cdot (\beta + 1)$
$H_{12}$	$r_6 / r_k$	$(\beta + 1) r_3 / r_k$	1
$H_{21}$	$\alpha$	$\beta$	$(\beta + 1)$
$h_{22}$	$1 / r_k$	$(\beta + 1) / r_k$	$(\beta + 1) / r_k$

Между параметрами различных схем включения существует однозначная связь, определяемая соотношениями, приведенными в табл.П.2.

Связь h-параметров для различных схем включения

Таблица П.2

Параметр	Схема с ОБ	Параметр	Схема с ОЭ
$h_{11\beta}$	$\frac{h_{11}}{1 - h_{21}}$	$h_{116}$	$\frac{h_{11}}{1 + h_{21}}$
$h_{12\beta}$	$\frac{h_{11} \cdot h_{22} - h_{12}}{1 - h_{21}}$	$h_{126}$	$\frac{h_{11} \cdot h_{22} - h_{12}}{1 + h_{21}}$
$h_{21\beta}$	$\frac{h_{21}}{1 - h_{21}}$	$h_{216}$	$\frac{h_{21}}{1 + h_{21}}$
$h_{22\beta}$	$\frac{h_{22}}{1 - h_{21}}$	$h_{226}$	$\frac{h_{22}}{1 + h_{21}}$

### 2.2.3. Система обозначений

Второй элемент системы обозначений полупроводниковых приборов показывает его вид – Т- биполярный транзистор. Третий элемент (цифра) для биполярных транзисторов одновременно указывает на их мощностные и частотные параметры. По уровню мощности все транзисторы разделяются на три группы: маломощные ( $P_k < 0.3$  Вт), средней мощности ( $P_k < 1.5$  Вт), большой мощности ( $P_k > 1.5$  Вт). Маломощным транзисторам соответствуют цифры 1, 2, 3, транзисторам средней мощности – 4,5,6, транзисторам большой мощности – 7,8,9.

По частотным свойствам транзисторы подразделяются на низкочастотные ( $f_{гр} < 3$  МГц), среднечастотные ( $f_{гр} < 30$  МГц), высокочастотные ( $f_{гр} > 30$  МГц) и сверхвысокочастотные. Низкочастотным транзисторам соответствуют цифры 1,4,7, среднечастотным – 2,5,8, высокочастотным – 3,6,9.

*Пример: КТ315Б – кремниевый биполярный транзистор малой мощности, высокочастотный, 15 номер разработки, разновидности – Б.*

## 2.3. Униполярные (полевые) транзисторы

### 2.3.1. Характеристики полевых транзисторов

В зависимости от выполнения затвора различаются униполярные транзисторы с управляющим  $p$ - $n$ -переходом и с изолированным затвором. Последние в зависимости от способа изоляции управляющего электрода от канала называются транзисторами МДП (металл - диэлектрик - полупроводник) и МОП (металл - окисел - полупроводник) транзисторами.

На рис. П.9-П11 приведены сквозные  $I_c = \varphi(U_{зи})$  характеристики, показывающие зависимость выходного тока от напряжения между управляющим электродом (затвором) и истоком для транзисторов "n" и "p"-типа, а также вид выходных характеристик  $I_c = \varphi(U_{си})$ .

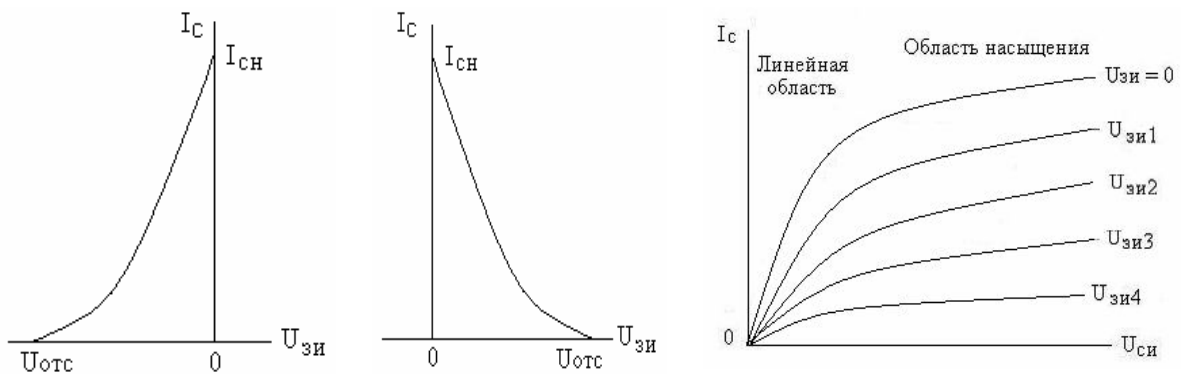


Рис.П.9. Статические характеристики транзистора с затвором "p-n" -типа

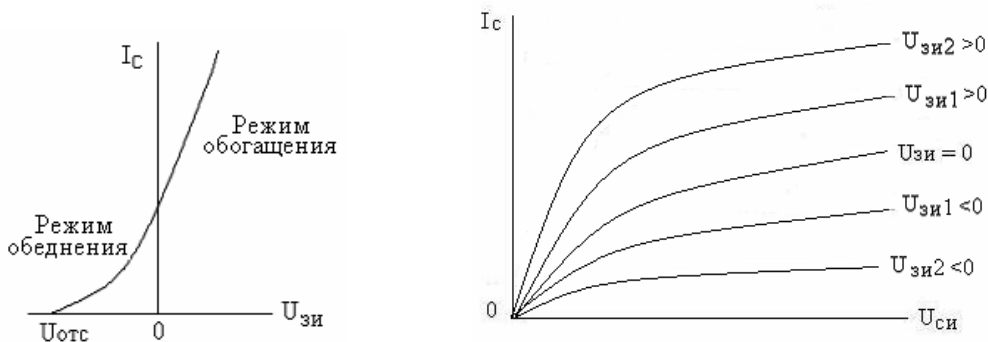


Рис. П.10. Статические характеристики транзистора со встроенным каналом

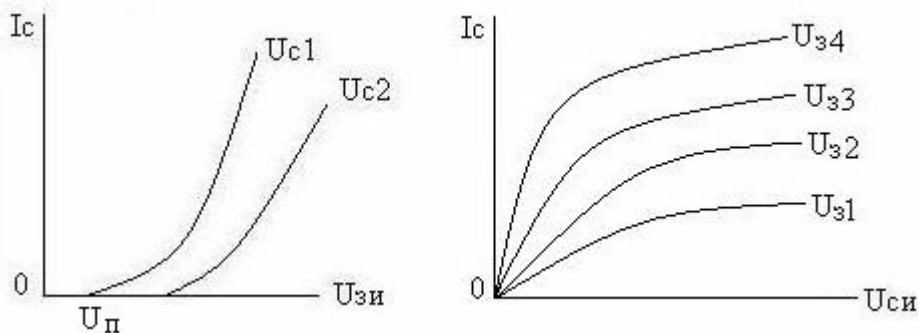


Рис.П.11. Статические характеристики транзистора с индуцированным каналом

На выходных характеристиках выделяются две характерных области: линейная (омическая) при  $U_{си} < U_{отс} - U_{зи}$ , где выходной ток пропорционален выходному напряжению, и область насыщения, в пределах которой выходной ток практически постоянен.

### 2.3.2.. Параметры полевых транзисторов

Основными параметрами полевых транзисторов являются:

- ток стока насыщения  $I_{сн}$  (ток стока при  $U_{зи} = 0$ );
- напряжение отсечки  $U_{отс}$  (напряжение  $U_{зи}$ , при котором  $I_c=0$ );
- крутизна транзистора  $S = \Delta I_c / \Delta U_{зи}$ . Из-за нелинейности сквозной

характеристики крутизна зависит от величины тока:


- внутреннее сопротивление  $R_i = \Delta U_{си} / \Delta I_c$ ;
- коэффициент усиления  $\mu = \Delta U_{си} / \Delta U_{зи}$ ;

Коэффициент усиления, крутизна и внутреннее сопротивление связаны между собой соотношением  $\mu = SR_i$ ;

- предельная частота усиления  $F_T = 1 / (2\pi C_{зи} R_i)$ ;
- внутренние межэлектродные емкости  $C_{зи}$ ,  $C_{зс}$ ,  $C_{си}$ .

### 2.3.4. Система обозначений

В системе обозначений полевых транзисторов дополнительно предусматривается введение ряда дополнительных знаков, указывающих на конструктивно-технологических особенностей приборов. Цифра от 1 до 9 используется для обозначения модернизаций транзисторов, приводящих к изменению его конструкции или электрических параметров, буква С — для обозначения транзисторных сборок, цифра, написанная через дефис, — для бескорпусных транзисторов.

*Пример: 2ПС202А-2 — набор маломощных кремниевых полевых транзисторов средней частоты, номер разработки 02, группа А, бескорпусный, с гибкими выводами на кристаллодержателе.* 

## 3. Элементы интегральных микросхем

Под интегральной микросхемой (ИМС) понимается микроэлектронное изделие, выполняющее определенную функцию преобразования и обработки сигнала и имеющее высокую плотность упаковки электрически соединенных элементов и которое с точки зрения требований к испытаниям, приемке, поставке и эксплуатации рассматривается как единое целое.

### 3.1. Классификация ИМС

Основными видами классификации ИМС являются степень интеграции (плотности размещения элементов схемы в единице объема), технология изготовления, функциональное назначение.

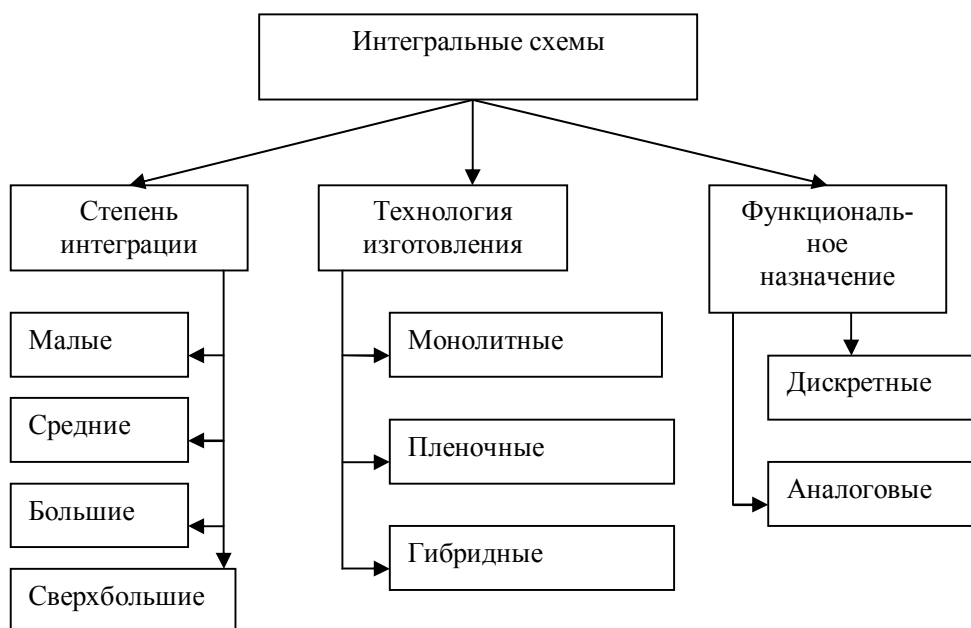


Рис.П.12. Классификация интегральных микросхем

К монолитным (полупроводниковым) относятся микросхемы, в которой все элементы и межэлементные соединения выполнены в объеме и на поверхности полупроводникового кристалла.

К пленочным относятся микросхемы, где все составляющие ее элементы и межэлементные соединения нанесены на изоляционную подложку в виде тонких (с толщиной до 1 мкм) или толстых пленок (с толщиной больше 5 мкм).

Гибридной микросхемой является ИМС, в которой на одной изолирующей подложке пассивные элементы (резисторы, конденсаторы, токопроводящие дорожки и др.) выполнены по пленочной технологии, а активные элементы - навесными, т.е. обычными дискретными бескорпусными транзисторами с гибкими или с жесткими проволочными выводами. Навесными также могут быть конденсаторы большой емкости и катушки индуктивности.

В зависимости от функционального назначения ИМС делятся на аналоговые и цифровые (дискретные). Дискретные ИМС предназначены для работы с импульсными сигналами, аналоговые – для работы с непрерывными.

Также микросхемы подразделяются по видам применения на микросхемы общего назначения и частного (заказные). К микросхемам общего назначения относят устройства определенного функционального назначения, возможные к использованию во многих видах радиоэлектронной устройств. К микросхемам частного применения относятся ИМС, разработанные на основе стандартных или специально созданных элементов и узлов по функциональной схеме заказчика и предназначенные для определенного вида электронного устройства.

## 3.2. Система условных обозначений

### 3.2.1. Отечественные ИМС

Система условных обозначений интегральных микросхем установлена ОСТ 11073915-80. В основу системы обозначений, как и для всех полупроводниковых приборов, положен буквенно-цифровой код.

**Первый элемент** - цифра, обозначающая группу интегральной микросхемы по конструктивно-технологическому исполнению: 1,5,6,7 - полупроводниковые ИМС; 2,4,8 - гибридные; 3 - пленочные.

**Второй элемент** - две или три цифры (от 01 до 99 или от 001 до 999), указывающие на порядковый номер разработки данной серии ИМС.

**Третий элемент** - две буквы, обозначающие функциональную подгруппу и вид микросхемы. Например, ХА – аналоговые ИМС, ХЛ – цифровые ИМС, УТ - усилители постоянного тока, УИ – усилители импульсные, УН – усилители низкой частоты, УД – операционные усилители;

**Четвертый элемент** - число, обозначающее порядковый номер разработки микросхемы в серии.

В обозначение также могут быть введены дополнительные буквы, указывающие на разновидность микросхем и т. п.

Как правило, перед первым элементом обозначения ставится буква, означающая область применения или вид корпуса микросхемы: А - пластмассовый корпус, К - для аппаратуры широкого применения, М - керамический корпус, Р - пластмассовый корпус. На рис.П.13 приведен пример обозначения цифровой и аналоговой микросхем.

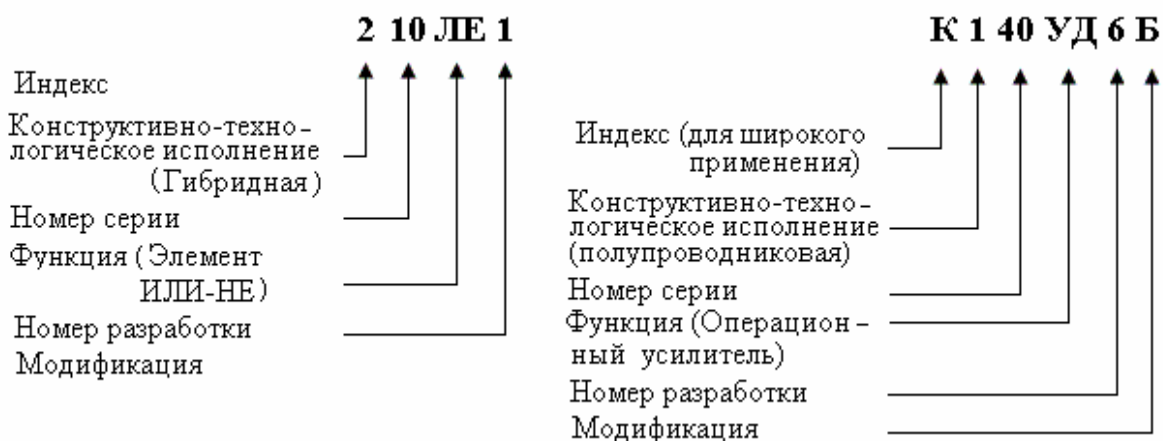


Рис.П.13. Пример обозначения интегральных микросхем

### 3.2.2. Зарубежные ИМС

В европейских странах используется система обозначения PRO ELEKTRON, согласно которой код состоит из трех букв, за которыми следует серийный номер.

Для одиночных микросхем первый элемент (буква) отражает принцип преобразования сигнала (S – цифровой, Т – аналоговый, U - аналогово-цифровой), второй элемент (буква) выбирается фирмой - изготовителем и не

имеющая специального назначения. Исключение составляет буква Н, которой обозначаются гибридные микросхемы.

Для серий цифровых микросхем:

**Первый и второй элемент** - буквы, отражающие схемотехнологические особенности: FD - МОП-схемы; FL - стандартные ТТЛ-схемы и т.д.

**Третий элемент** - буква, обозначающая диапазон рабочих температур: А - температурный диапазон не нормирован, В - от 0 до +70°C и т.д.

**Четвертый элемент** - четыре цифры, обозначающие серийный номер. Кроме того, за цифрами вводится две буквы для обозначения типа корпуса и вида материала, из которого он изготовлен. Первая буква: С - цилиндрический корпус, Е - мощный с внешним теплоотводом, F - плоский и т.д. Вторая буква: G - стеклокерамика, М - металл, Р - пластмасса, Х - прочие.



## 4. Пассивные элементы

### 4.1. Резисторы

**Резистор** (от лат. *resisto* — сопротивляюсь) — элемент электрической цепи, предназначенный для создания в электрической цепи заданной величины активного сопротивления электрическому току.

Резисторы классифицируются по ряду признаков. По назначению дискретные резисторы делятся на резисторы общего назначения, прецизионные, высокочастотные, высоковольтные и высокоомные.

По значению сопротивления резисторы подразделяются на:

- постоянные, сопротивление которых фиксировано;
- переменные (регулируемые), представляющие собой потенциометры, реостаты, подстроечные резисторы, сопротивление которых можно изменить от нуля до номинального значения с помощью подвижного контакта, перемещаемого прямолинейно или по кругу. Переменные резисторы могут иметь линейную (класс "А"), логарифмическую (класс "Б") и показательную (класс "В") зависимости сопротивления от угла поворота движка (рис. П.14,а). Переменные резисторы конструктивно могут быть сдвоенными, имеющие общую ось регулировки сопротивлений, или объединенные с выключателями;

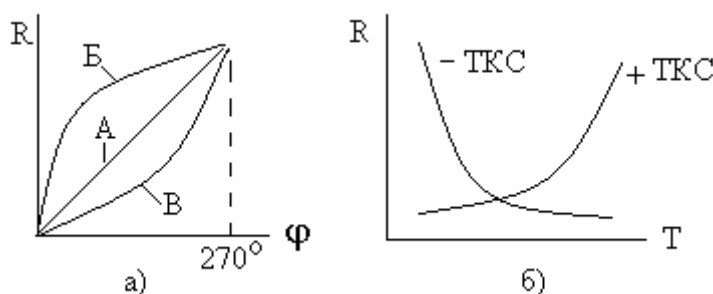


Рис. П.14. Характеристики резисторов: переменных, термисторов

- нелинейные, обладающие нелинейной вольтамперной характеристикой. К ним относятся терморезисторы с большой зависимостью сопротивле-



ния от температуры, фоторезисторы, сопротивление которых зависит от освещённости;

- специальные резисторы нескольких подвидов: высокоомные от 10МОм до сотен ТОм,  $U_{\text{ном}}=100\dots400\text{В}$ , высоковольтные от 1МОм до  $10^5$  МОм,  $U_{\text{ном}}$  до десятков кВ, прецизионные (измерительные) с малым разбросом номинального сопротивления ( $0,001\pm 1\%$ ).

По способу создания резистивного слоя и используемому материалу резисторы подразделяются на:

- проволочные резисторы, представляющие собой намотанную на какой-либо каркас (керамический цилиндр) проволоку с высоким удельным сопротивлением (нихром или манганин);

- плёночные металлические резисторы, представляющие собой тонкую плёнку резистивного материала с высоким удельным сопротивлением, напыленную на керамический каркас, на концы которого надеты металлические колпачки с проволочными выводами. Дополнительно для повышения сопротивления в плёнке может иметься нарезанная канавка. Основными видами резисторов являются металлоокисные или металлоплёночные, плёночные композиционные, объёмные композиционные.

- углеродистые резисторы, использующие свойства высокого удельного сопротивления графита.

- полупроводниковые резисторы, в которых используется сопротивление слаболегированного полупроводника. К ним относятся терморезисторы, у которых сопротивление зависит от температуры. Изготавливаются из металла с линейной зависимостью сопротивления от температуры (медь) или из полупроводника. Варисторы – полупроводниковые резисторы, сопротивление которых зависит от величины приложенного напряжения.

#### **Параметры резисторов:**

- номинальное сопротивление  $R$ , распределенное на шесть E6, E12, E24, E48, E96, E192 рядов сопротивлений, указывающих число номиналов в каждом ряде. Для каждого ряда, определяющего уровень допуска сопротивлений, установлен свой номинальный порядок. Например, для ряда E24 (допуск 5%) установлены следующие номинальные сопротивления 1; 1,1; 1,2; 1,3; 1,5; 1,6; 1,8; 2,0; 2,2; 2,4; 2,7; 3,0; 3,3; 3,6; 3,9; 4,3; 4,7; 5,1; 5,6; 6,2; 6,8; 7,5; 8,2; 9,1. Конкретное значение сопротивления резистора получается умножением числа из стандартного ряда на  $10^n$ , где  $n$  - целое положительное или отрицательное число.

- величина допуска на номинальное сопротивление, означающий разницу между номинальным и действительным значением. Выражается в процентах от  $\pm(0.01$  до  $30)\%$ ;

- номинальная мощность рассеяния, которую может рассеивать резистор в течении длительного времени;

- температурный коэффициент сопротивления (ТКС) – показатель температурной стабильности, показывающий относительное изменение сопротивления при изменении температуры на один градус  $\alpha_T = \Delta R / (\Delta T \cdot R_0)$ . В

общем случае сопротивление резистора при заданной температуре равно  $R=R_0 \cdot \alpha_T \cdot (T-T_0)$ ;

- ЭДС теплового и токового шумов резистора.

### Система обозначений

Согласно установленной системе сокращенных и полных условных обозначений резисторов, сокращенное условное обозначение резисторов состоит из следующих элементов:

Первый элемент - буква или сочетание букв, обозначающих подкласс резисторов (**Р** - резисторы постоянные; **РП** - резисторы переменные; **НР** - наборы резисторов; **ВР** - варистор постоянный; **ВРП** - варистор переменный; **ТР** - терморезистор с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления /ТКС/; **ТРП** - терморезистор с положительным ТКС);

Второй элемент - цифра, определяющая группу резисторов по используемому резистивному материалу (1 - непроволочные; 2 - проволочные или металлофольговые).

Третий элемент - цифра, обозначающая регистрационный номер разработки конкретного типа резистора.

Для полного условного обозначения резистора к сокращенному обозначению при необходимости добавляется вариант конструктивного исполнения, значения основных параметров и характеристик, климатического исполнения (**В** - всеклиматическое и **Т** – тропическое).

Буквенно-цифровая маркировка на резисторах содержит: вид, номинальную мощность, номинальное сопротивление, допускаемое отклонение сопротивления и дату изготовления. Так как сопротивление резисторов измеряется в омах (Ом), килоомах (кОм), мегаомах (МОм), то в зависимости от их размеров применяются сокращенные (кодированные) обозначения номинальных сопротивлений и допусков, которые состоят из четырех-пяти элементов, включающих две-три цифры и две буквы:

- цифры, указывающие величину сопротивления в Омах;

- буква русского или латинского алфавита обозначающая множитель, составляющий сопротивление ("R(E)"=1; "K(K)"=10<sup>3</sup>; "M(M)"=10<sup>6</sup>; "G(G)"=10<sup>9</sup>; "T(T)" =10<sup>12</sup>). Для резисторов с дробным значением сопротивления единица измерения ставится на месте запятой.

- буква, обозначающая величину допуска в процентах: (E=±0.001; L=±0.002; R=±0.005; P=±0.01; U=±0.02; B(Ж)=±0.1; C(Y)=±0.25; D(D)=±0.5; F(P)=±1; G(L)=±2; J(I)=±5; K(C)=±10; M(B)=±20; N(Ф)=±30. Величина допуска может быть нанесена под номиналом сопротивления во второй строке.

На резисторах номинал сопротивления может быть указан в кодированном виде цифрами и буквами (15R, 3к3, М30) или в виде цветовой кодировки цветными полосами где каждому цвету соответствует определенное цветовое значение (Табл.П.3).

## Цветовое обозначение резисторов

Таблица П.3.

Цвет знака	Номинальное сопротивление, Ом			Множитель	Допуск, %
	Первая полоса	Вторая полоса	Третья полоса		
Серебристый				0,01	±10
Золотистый		0		0,1	±5
Черный		0		1	
Коричневый	1	1	1	10	±1
Красный	2	2	2	100	±2
Оранжевый	3	3	3	1000	
Желтый	4	4	4	10 <sup>4</sup>	
Зеленый	5	5	5	10 <sup>5</sup>	±0,5
Голубой	6	6	6	10 <sup>6</sup>	±0,25
Фиолетовый	7	7	7	10 <sup>7</sup>	±0,1
Серый	8	8	8	10 <sup>8</sup>	
Белый	9	9	9	10 <sup>9</sup>	

Для резисторов иностранных производителей цвет пояска означает цифру: черный — 0, коричневый — 1, красный — 2, оранжевый — 3, желтый — 4, зеленый — 5, синий — 6, фиолетовый — 7, серый — 8, белый — 9.

Число, соответствующее величине сопротивления резистора в Омах, составляется из цифр, соответствующих цвету поясков, начиная с первого (1), причем цвет третьего пояска (3) определяет число нулей, которые нужно приписать к двум первым цифрам, чтобы получить величину сопротивления. Четвертый поясок (4) обозначает класс точности резистора: золотой поясок — ±5%, серебряный — ±10%, отсутствие пояска - ±20%.

*В настоящее время находят применение резисторы старых выпусков с обозначениями по ГОСТ 3453-68, согласно которым тип резистора обозначается буквами, которые указывают: вид проводящего элемента (К - композиционные, У - углеродистые, М - металлопленочные); вид защиты (например, Л - лакированные, Г - герметичные, В - вакуумные); особые свойства или назначение резисторов (например, Т - термостойкие, П - прецизионные и т. д.). Например, МЛТ - металлопленочные лакированные термостойкие, УЛМ – углеродистые лакированные малогабаритные, СПО - сопротивление переменное объемное; ПЭ - проволочные эмалированные, УЛИ - углеродистые лакированные измерительные и т. д.*

К нелинейным относятся резисторы, сопротивление которых зависит от внешних факторов: температуры, освещенности, магнитного поля и т.д. Основными видами нелинейных резисторов являются термисторы, варисторы, фоторезисторы, тензорезисторы. Терморезисторы (термисторы) - это полупроводниковые резисторы, сопротивление которых меняется в зависимости от температуры (рис. 1.48,б). Варисторы – это полупроводниковые резисторы, использующие свойство изменения расстояний (зазоров) между кристал-

лами кремния под действием приложенного напряжения. Тензорезисторы — это резисторы, сопротивление которых меняется под влиянием механических воздействий.

## 4.2. Конденсаторы

Конденсаторы классифицируются по назначению, характеру изменения емкости, по материалу диэлектрика.

По назначению конденсаторы подразделяются на:

- общего (низкочастотные и высокочастотные) назначения;
- специального (высоковольтные, помехоподавляющие, импульсные)

назначения.

По характеру изменения емкости:

- постоянные;
- переменные и подстроечные;
- с электрически управляемой емкостью (варикапы, вариконды).

По материалу диэлектрика, определяющие их основные электрические параметры:

- с твердым диэлектриком, подразделяемые на неорганические и органические. К первым относятся конденсаторы керамические, стеклянные, стеклокерамические, стеклоэмалевые, слюдяные. Ко вторым относятся бумажные и металлобумажные, полистирольные, фторопластовые.

- электролитические и оксидно-полупроводниковые. В качестве диэлектрика используется оксидный слой на металле, являющийся первой обкладкой. Вторая обкладка — это электролит (в электролитических конденсаторах) или слой полупроводника (в оксидно-полупроводниковых), нанесенный непосредственно на оксидный слой. Изготавливается, в зависимости от типа конденсатора, из алюминиевой, ниобиевой или танталовой фольги.

- газообразным диэлектриком;
- жидким диэлектриком.

Дополнительно конденсаторы подразделяются по способу крепления: для навесного и печатного монтажа, для микромодулей и микросхем.

Параметры конденсаторов:

- номинальная электрическая ёмкость, определяющая накопленный заряд, и выбранная из числового ряда (Е3, Е6, Е12 и Е24);

- номинальное напряжение — значение напряжения, обозначенное на конденсаторе, при котором он может работать в заданных условиях в течение срока службы с сохранением параметров в допустимых пределах. Номинальное напряжение зависит от конструкции конденсатора и вида диэлектрика;

- тангенс угла потерь ( $\text{tg } \delta$ ), определяющий потери в диэлектрике и обкладках. Находится отношением активной мощности  $P_a$  к реактивной  $P_p$  при синусоидальном напряжении определённой частоты;

- добротность - величина, обратная  $\text{tg } \delta$ ;

- температурный коэффициент емкости ТКЕ, характеризующий зависимость ёмкости конденсатора от температуры при ее изменении на 1°C

$$TKE = \frac{\Delta C}{C_0 \cdot \Delta T}$$

ТКЕ может быть отрицательным (обозначается буквой "М"),

положительным (П), близким к нулю (МП). Буква "Н" в условном обозначении группы обозначает, что для этих конденсаторов ТКЕ не нормируется;

- частотные свойства, характеризующиеся собственной частотой резонанса в виду того, что на высоких частотах конденсатор представляет собой последовательный колебательный контур, образуемый емкостью С, собственной индуктивностью L<sub>с</sub> и сопротивлением потерь R<sub>п</sub>;

- допустимое значение переменного напряжения, при котором потери энергии на конденсаторе не превышают допустимых.

### Система обозначений

Сокращенное условное обозначение конденсаторов состоит из следующих элементов:

- первый элемент - буква или сочетание букв, определяющих тип конденсатора (К - постоянной емкости; КТ - подстроечный; КП - переменной емкости; КС - конденсаторные сборки);

- второй элемент - число, обозначающее вид диэлектрика.

- третий элемент - порядковый номер разработки конкретного типа, в состав которого может входить и буквенное обозначение (П - для работы в цепях постоянного и переменного токов; Ч - для работы в цепях переменного тока; У - для работы в цепях постоянного тока и в импульсных режимах; И - для работы в импульсных режимах).

Величина емкости указывается на корпусе конденсатора числом и буквой. При этом емкость от 0 до 100 пФ обозначается в пикофарадах, помещая букву "П" после числа, если оно целое, либо на месте запятой, если число дробное. Емкость от 100 пФ до 0,1 мкФ обозначается в нанофарадах "Н", а от 0,1 мкФ и выше - в микрофарадах "М" (табл.П.4).

### Обозначение конденсаторов

Таблица П.4

Допуск, в %	Буквен. обозн.	Допуск, в %	Буквен. обозн.	Допуск, в %	Буквен. обозн.	Допуск, в %	Буквен. обозн.
±0.001	Е	±0.05	Х	±2.0	G(Л)	-10 ..+30	Q
±0.002	L	±0.1	В (Ж)	±5.0	J(М)	-10...+50	T(Э)
±0.005	R	±0.2	С (У)	±10	К (С)	-10..+100	Y(Ю)
±0.01	P	±0.5	D(Д)	±20	M(В)	-20 . .+50	S(В)
±0.02	U	±1.0	F(Р)	±30	N (Ф)	-20 ..+80	Z(А)

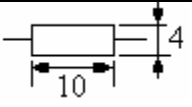


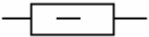
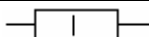

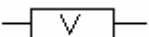
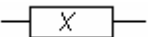
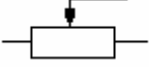
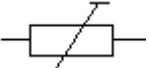

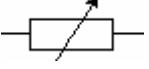
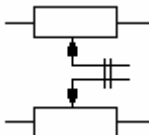
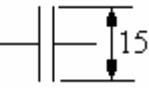
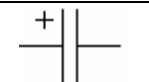

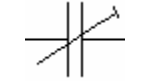
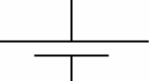
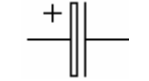
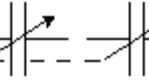
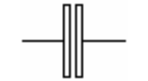
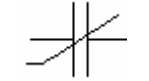
Номинальные значения емкости электролитических конденсаторов определяются рядом: 0,5; 1; 2; 5; 10; 20; 30;50; 100; 200; 300; 500; 1000; 2000; 5000 мкФ.

Номинальные значения емкости бумажных пленочных конденсаторов определяются рядом: 0,5; 0,25; 0,5; 1; 2; 4; 6; 8; 20; 20; 40; 60; 80; 100; 200; 400; 600; 800; 1000 мкФ.

Конденсаторы, как и резисторы, могут быть снабжены отличительной цветовой маркировкой, наносимой в виде цветных точек или полос.

### Условные графические обозначения резисторов конденсаторов

Таблица П.5

	резистор постоянный, общее обозначение		с номинальной мощностью рассеяния 0,125Вт
	с номинальной мощностью рассеяния P = 0,25Вт		с P = 0,5Вт
	с P = 1Вт		с P = 2Вт
	с P = 5Вт		с P = 10Вт
	переменный резистор, реостат, общее обозначение		подстроечный реостат
	переменный резистор с отводами		переменный резистор (потенциометр)
	переменный резистор сдвоенный		конденсатор постоянной емкости, общее обозначение
	постоянной емкости поляризованный		переменной емкости
	подстроечный, общее обозначение		проходной
	оксидный поляризованный, общее обозначение		многосекционный, переменной емкости
	оксидный неполяризованный		вариконд

До введения настоящего ГОСТа в основе классификации лежали конструктивные разновидности, технологические особенности, области применения, эксплуатационные характеристики (КД - конденсаторы дисковые, КМ - керамические монолитные, КЛС - керамические литые секционные, КСО - конденсаторы слюдяные спрессованные, ЭТО - электролитические танталовые объемно-пористые, КПК - конденсаторы подстроечные керамические и т.д.).



## Библиографический список

- Андреев В.А., Войшвилло Г.В. и др. Усилительные устройства: Учеб. пособие для вузов / Под ред. О.В.Головина. М.:Радио и связь. 1993.- 352с.
- Быстров Ю.А., Мироненко И.Г. Электронные цепи и микросхемотехника. М.: Высшая школа, 2002. – 384 с.
- Варшавер В.А. Расчет и проектирование импульсных усилителей. М.: Высш. шк., 1975.-275 с.
- Гусев В.Г., Гусев Ю.И. Электроника. - М: Высшая школа. 1991.- 622 с.
- Лагин В.И. Электроника. – Ростов: Феникс. 2000. – 448 с.
- Мамонкин И.Г. Усилительные устройства.- М.: Связь. 1977.- 379 с.
- Нефедов В.И. Основы радиоэлектроники. – М.: ВШ. 2000.- 339 с.
- Ногин В.Н. Аналоговые электронные устройства. - М.: Радио и связь. 1992.- 304 с.
- Опадчий Ю.Ф. и др. Аналоговая и цифровая электроника. – М.: Радио и связь, 2002. – 768 с.
- Остапенко Г.С. Усилительные устройства. М.: Радио и связь.1989.- 400 с.
- Павлов В.Н., Ногин В.Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств. - М.: Телеком. 2001.- 318 с.
- Проектирование усилительных устройств / Под ред. Н.В.Терпугова. М.: Высш. шк., 1982.- 190с.
- Проектирование транзисторных усилителей звуковых частот/Под ред. Н.В.Безладного.М.:Связь, 1987.- 280с.
- Титце Ч., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. Справочное руководство. Пер.с нем./ Под ред. А.Г. Алексенко. М.: Мир. 1980.- 512 с.
- Фолкенбери Л. Применение операционных усилителей и линейных ИС. Пер.с англ. М.: Мир.- 1985.
- Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. Пер. с англ. В 2-х т. М.: Мир.1993.- 367с
- Шамшин В.Г. Устройства усиления электрических сигналов. – Владивосток: ДВГТУ. 2000.- 88 с.
- Шамшин В.Г. Программа курса и контрольные задания для студентов специальности "Радиосвязь, телевидение и радиовещание". – Владивосток: ДВГТУ. 2005.- 20 с.



Шамшин Валентин Георгиевич

ОСНОВЫ СХЕМОТЕХНИКИ

Учебное пособие

Редактор В.В. Прищепа  
Компьютерный набор и верстка автора

Подписано в печать Формат 60x84/16

Усл.печ.л. 14 Уч. изд.л. 12.38

Тираж 100 экз. Заказ

---

Издательство ДВГТУ  
690950, г. Владивосток, ул. Пушкинская, 10  
Типография издательства ДВГТУ,