

Л.8 Усилительные устройства (УУ). Работа ПТ и БТ в резистивных усилительных каскадах с общим истоком и с общим эмиттером. Выбор рабочей точки и определение параметров малосигнальных эквивалентных схем транзисторов в этой точке. Режимы работы транзистора. Коэффициент усиления на средних частотах и его зависимость от параметров каскада и температуры. Проблема стабилизации рабочей точки и усиления

Усиление мощности входного сигнала происходит с помощью активных элементов за счет потребления мощности от источника питания. В усилителе входной сигнал управляет передачей энергии источника питания в нагрузку. Если в качестве активных элементов применяются транзисторы, такие устройства принято называть полупроводниковыми или транзисторными. УУ принято классифицировать по ряду признаков:

- ▶ по характеру усиливаемых сигналов - УУ непрерывных (гармонических) и УУ импульсных сигналов;
- ▶ по диапазону рабочих частот - УУ постоянного тока ($f_H = 0$ Гц) и УУ переменного тока:
 - ◆ усилители звуковых частот (от 20 до 20000 Гц) или низкочастотные усилители;
 - ◆ усилители высоких частот (ВЧ) ($f_{\text{св}}$ до 300 МГц);
 - ◆ усилители сверхвысоких частот (СВЧ) ($f_{\text{св}} > 300$ МГц).

Кроме того, УУ ВЧ и СВЧ диапазонов подразделяются на:

- узкополосные ($f_H/f_H < 2$ и $(f_H - f_H) \ll f_0$); где f_0 - средняя частота рабочего диапазона УУ; широкополосные ($f_H/f_H \geq 2$).
- ▶ импульсные усилители классифицируются по длительности усиливаемых импульсов на микро-, нано- и пикосекундные;
- ▶ по типу активных элементов УУ подразделяются на ламповые, транзисторные, квантовые и др.;
- ▶ по функциональному назначению УУ подразделяются на усилители напряжения, тока и мощности;

УУ могут классифицироваться по ряду дополнительных признаков - числу каскадов, типу питания, конструктивному исполнению и т.д.

Основные технические показатели и характеристики УУ. *Технические показатели УУ* представляют собой количественную оценку его свойств. К техническим показателям относятся (рис.2.1):

- ◆ **входное сопротивление** $Z_{\text{вх}}$. Чаще всего $Z_{\text{вх}}$ носит емкостной характер;
- ◆ **выходное сопротивление** $Z_{\text{вых}}$. Чаще всего $Z_{\text{вых}}$ носит так же емкостной характер;

- ◆ **коэффициент передачи по напряжению** \dot{K}_U :
$$\dot{K} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = |K| \exp(j\phi)$$
, где ϕ - фазовый сдвиг между входным и выходным сигналами.

Значение $|K|$ называют коэффициентом усиления. В логарифмических единицах: $K_0, \text{dB} = 20 \lg K_0$.

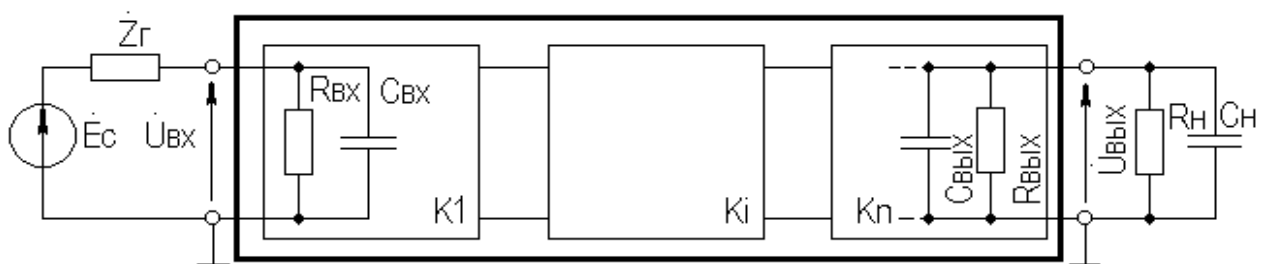


Рисунок 2.1 - Структурная схема усилителя

Для n-каскадных УУ (каскады включены последовательно): $K_{\Sigma} = K_1 * K_2 * \dots * K_n$,

или в децибелах:

$$K_{\Sigma}, dB = K_1, dB + K_2, dB + \dots + K_n, dB;$$

Для n-каскадных усилителей $K_{P\Sigma}$ по мощности в относительных и логарифмических единицах определяются аналогично, только $K_P, dB = 10 \lg K_P$, поскольку мощность пропорциональна квадрату напряжения (тока).

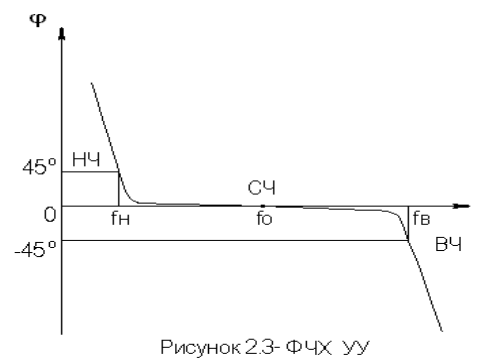
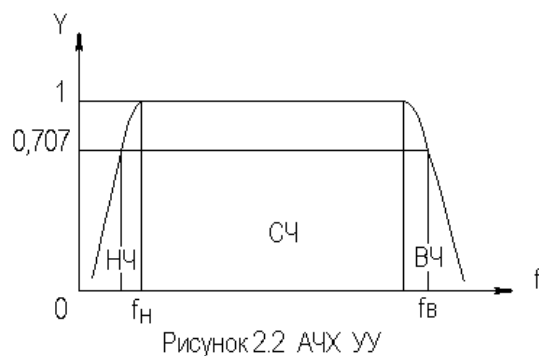
Коэффициент полезного действия: $KПД = P_{nom} / P_0$, где P_{nom} - максимальная выходная мощность усилителя; P_0 - мощность, потребляемая от источника питания.

Искажения - это отклонения формы выходного сигнала от формы входного. В зависимости от происхождения они подразделяются на:

- искажения частотные, вызываемые неодинаковым усилением усилителя на разных частотах.
- искажения фазовые, вызываемые различным фазовым сдвигом различных по частоте составляющих спектра сигнала.

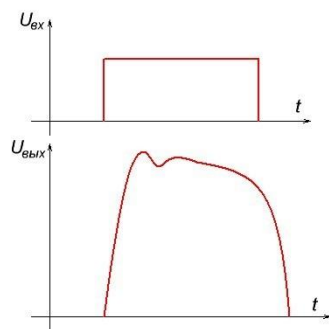
Вносимые усилителем искажения оценивают по **амплитудно-частотной характеристике (АЧХ)** и по **фазочастотной характеристике (ФЧХ)**.

АЧХ называется зависимость модуля коэффициента передачи от частоты. $Y = K / K_0$, или $Y, dB = 20 \lg Y$.



По АЧХ и допустимой величине частотных искажений определяют нижнюю f_n и верхнюю f_v граничные частоты, полосу рабочих частот Δf , равную: $\Delta f = f_v - f_n$. по уровню 0.707. Зависимость угла сдвига по фазе между входным и выходным сигналами от частоты оценивается по ФЧХ (сдвиг на 45 град), для резистивного каскада имеющей вид, представленный на рис.2.3.

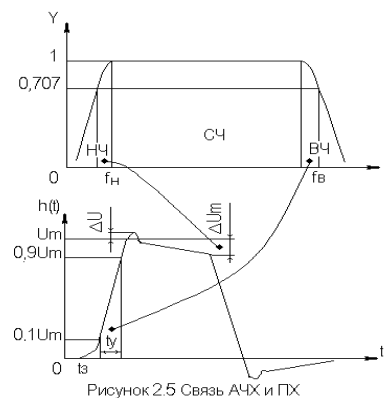
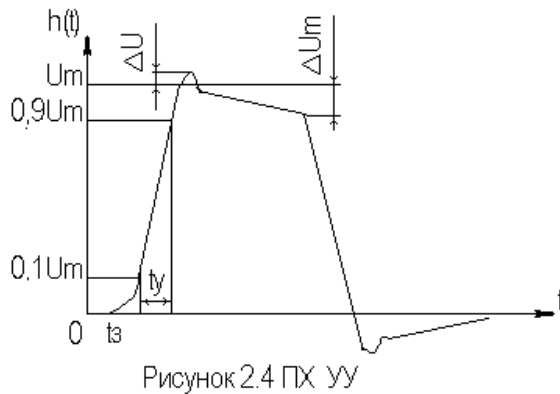
В **импульсных усилителях** форма выходного напряжения зависит от переходных процессов в цепях, содержащих LC элементы. Для оценки линейных искажений пользуются **переходной характеристикой (ПХ)**, зависимостью мгновенного значения напряжения (тока) на выходе от времени $U_{вых} = f(t)$ при подаче на вход единичного скачкообразного изменения напряжения (тока) (сигнала типа единичной функции).



На ПХ выделяют:

- отношение амплитуды ΔU выброса к амплитуде установившегося режима U_m ;
- временем запаздывания t_z относительно входного сигнала по уровню $0,1 U_m$.
- искажения плоской вершины импульса характеризуется величиной спада напряжения ΔU_m за время длительности импульса.

АЧХ и ПХ отражают одни и те же физические процессы в различной форме (частотной и временной). Связь частотных и временных искажений иллюстрируется рис.2.5.



Нелинейные искажения (искажения формы выходного сигнала) вызываются нелинейностью характеристик усилительных элементов. Количественно нелинейные искажения гармонического сигнала оцениваются **коэффициентом гармоник K_r** , который представляет собой отношение действующего значения напряжения (тока, мощности) высших гармоник, появившихся в результате нелинейных искажений, к напряжению (току, мощности) основной частоты (первой гармоники) при частотно-независимой нагрузке:

$$K_r = \sqrt{(U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2)} / U_1 =$$

$$= \sqrt{(I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2)} / I_1 =$$

$$\sqrt{(P_2 + P_3 + \dots + P_n)} / P_1.$$

Собственные помехи УУ: фон, наводки и шумы. Остановимся на **тепловых внутренних шумах** усилителя ввиду принципиальной невозможности их полного устранения. Любое резистивное **сопротивление R** (например, внутреннее сопротивление источника сигнала) создает в полосе частот Δf тепловой шум, среднеквадратичная ЭДС которого определяется формулой Найквиста:

$$E_{ш} = \sqrt{4kTR\Delta f}, \text{ где } k - \text{постоянная Больцмана; } T - \text{абсолютная температура сопротивления.}$$

Коэффициент шума - это мера собственных (внутренних) шумов приемника. Он равен отношению мощностей сигнала и шума на входе УУ к отношению мощностей сигнала и шума на выходе УУ:

$$F = (P_c / P_{ш})_{вх} / (P_c / P_{ш})_{вых};$$

$$F, dB = 10 \lg F.$$

Для многокаскадных УУ (каскады включены последовательно):

$$F_{\Sigma} = F_1 + (F_2 - 1) / K_{p1} + (F_3 - 1) / K_{p1} K_{p2} + \dots;$$

$$T_{c\Sigma} = T_{c1} + (T_{c2} - 1) / K_{p1} + (T_{c3} - 1) / K_{p1} K_{p2} + \dots, \text{ где } K_{p1}, K_{p2} \text{ и т. д. - номинальные коэффициенты усиления по мощности каскадов усилителя, } T - \text{шумовая температура}$$

Динамический диапазон УУ отношение $U_{вх. max}$ (при заданном уровне нелинейных искажений) к $U_{вх. min}$ (при заданном отношении сигнал/шум на входе). В зависимости от назначения УУ возможна оценка динамического диапазона по выходному сигналу, гармоническим и комбинационным составляющим и др.

$$D_{вх} = U_{вх. max} / U_{вх. min},$$

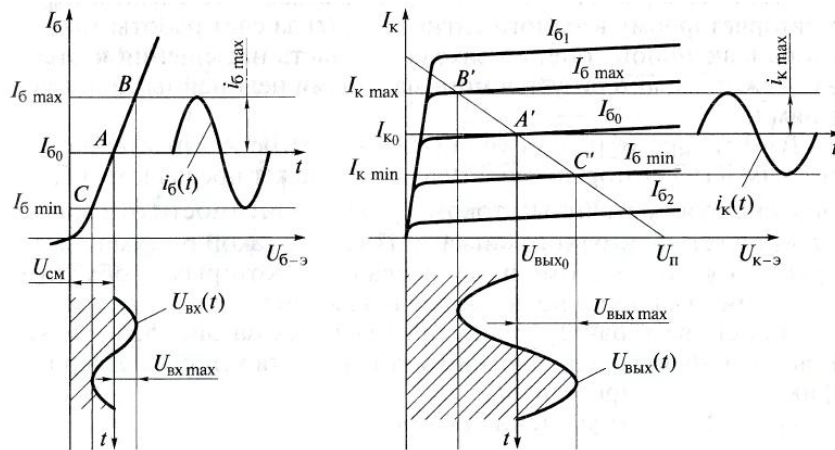
$$D_{вх}, dB = 20 \lg D_{вх}.$$

Классы усиления.

Чтобы различать динамику изменений режимов работы транзистора, например, при расчете их энергопотребления и тепловыделения, различают пять основных классов усиления, которые обозначаются прописными латинскими буквами: **A, B, AB, C, D**.

Класс усиления A. При работе в данном классе усиления транзистор все время находится в активном режиме (рис. 4.1). Режим характеризуется тем, что РТ находится в середине линейного

участка входной характеристики (в середине нагрузочной характеристики), амплитудные значения сигналов не выходят за те пределы нагрузочной прямой, изменения тока коллектора пропорциональны изменениям тока базы.



При работе в классе *A*: коэффициент гармоник - K_r = минимальный, КПД невысокий $\eta = (25 \dots 30)\%$. Усилители класса *A* применяются в основном в качестве маломощных предварительных каскадов и иногда в качестве окончательных.

Рис. 4.1

Класс усиления В. Этот класс характеризуется тем, что РТ находится в начале входной характеристики (рис. 4.2). Ток нагрузки протекает по коллекторной цепи транзистора только в течение одного полупериода входного сигнала, а в течение второго полупериода транзистор закрыт, так как его рабочая точка будет находиться в зоне отсечки. Угол отсечки определяет ту часть периода, в течение которого транзистор открыт.

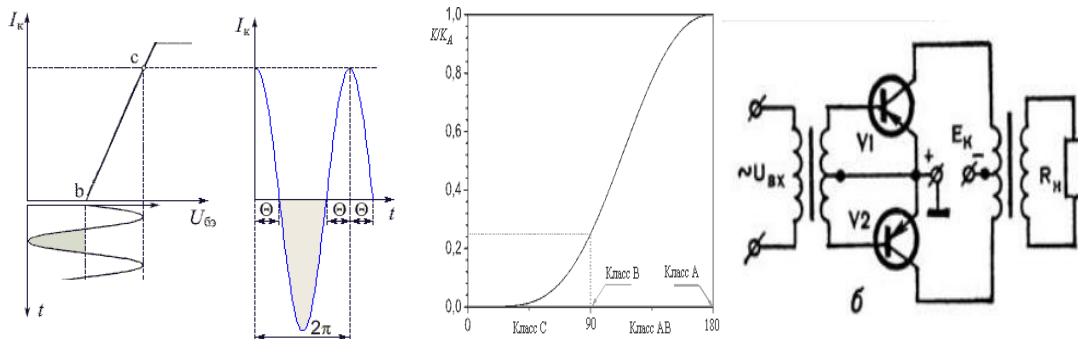


Рис. а) угол отсечки б) зависимость коэффициента усиления каскада от угла отсечки

При работе в классе *B*: - угол отсечки $\theta = 90^\circ$, - КПД значительно выше чем в классе *A*, $\eta = (65 \dots 70)\%$, - коэффициент гармоник: $K_r \leq 10\%$ (большой уровень нелинейных искажений, что вызвано повышенной нелинейностью усиления транзистора, когда он находится вблизи режима отсечки).

Для того, чтобы усилить входной сигнал в течение обоих полупериодов, используют двухтактные схемы усилителей, когда в течение одного полупериода работает один транзистор, а в течение другого полупериода – второй транзистор в этом же режиме. Режим класса *B* обычно используют в мощных усилителях. Коэффициент усиления тоже зависит от угла отсечки выходного тока. При уменьшении Θ он уменьшается. График зависимости коэффициента усиления от угла отсечки приведен на рис (посередине).

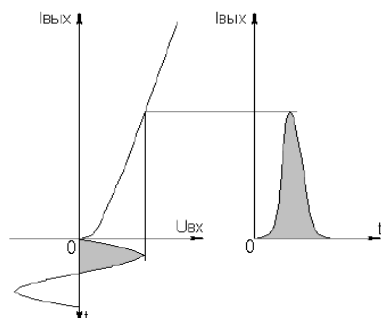


Рис. 4.2 Класс В

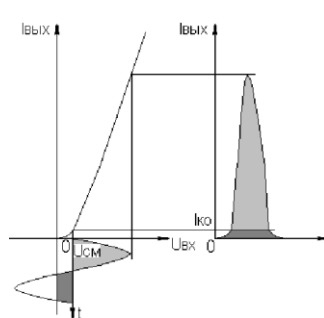


Рис. 4.3 Класс АВ

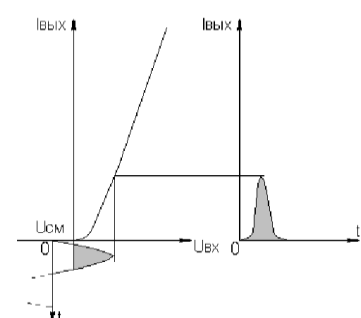


Рис.4.4 Класс С

Класс усиления АВ. Данный класс усиления является промежуточным между классами А и В. В этом случае транзистор также переключается между режимом отсечки и активным режимом, но преобладающим является все-таки именно активный режим (рис. 4.3). Незначительное понижение КПД усилительного каскада в классе АВ компенсируется существенным уменьшением нелинейных искажений при усилении одного из полупериодов входного сигнала. При работе в классе АВ - угол отсечки $\theta > 90^\circ$, - КПД средний между классами А и В $\eta = (50...55)\%$, - коэффициент гармоник $K_r \leq 3\%$ (средний уровень нелинейных искажений). Схемы усилителей мощности строятся так, что участок со значительными нелинейностями, когда транзистор переходит из режима отсечки в активный режим и наоборот, просто не оказывает влияния на выходной сигнал.

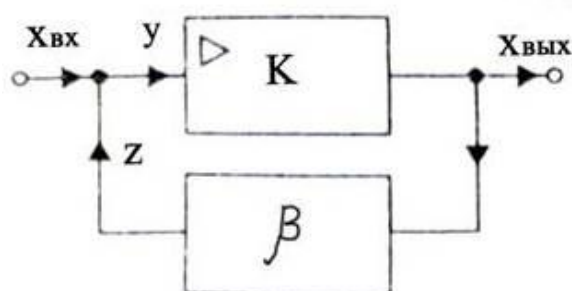
Класс усиления С. В классе усиления С транзистор большую часть периода изменения напряжения входного сигнала находится в режиме отсечки, а в активном режиме – меньшую часть (рис. 4.4).

При работе в классе С: - угол отсечки $\theta < 90^\circ$, - КПД высокий $\eta = (75...85)\%$, - коэффициент гармоник $K_r \geq 10\%$ (очень высокий уровень нелинейных искажений).

Этот класс часто используется в выходных каскадах мощных резонансных усилителей (например, в радиопередатчиках) с повышенным КПД.

Класс усиления D обозначает **ключевой режим работы**, при котором биполярный транзистор может находиться только в двух устойчивых состояниях: или полностью открытым (режим насыщения), или полностью закрытым (режим отсечки).

Усилитель, у которого часть энергии выходного сигнала подается на вход, называется **усилителем с обратной связью**. Структурная схема усилителя с обратной связью показана на рисунке:



На вход усилителя с коэффициентом усиления К подается сигнал у. Он равен сумме входного сигнала $X_{вх}$ и сигнала z , поступающего по цепи обратной связи $z = \beta \cdot X_{вых}$. Здесь β - коэффициент обратной связи. Сигнал на выходе усилителя $X_{вых}$ будет равен $y \cdot K$, или: $X_{вых} = (X_{вх} + (\pm \beta \cdot X_{вых})) \cdot K$. Связь между входным и выходным сигналами в таком усилителе равна:
 $U_{вх} = U_{вх} + (\pm \beta U_{вых})$; $K_{ос} = U_{вых} / U_{вх}$

Коэффициент усиления усилителя с обратной связью

$$K_{ос} = K / (1 - ((\pm \beta K)))$$

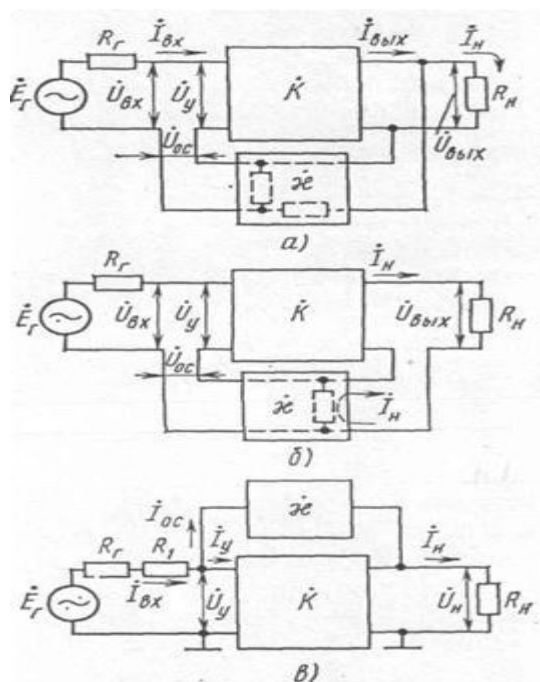


Рис. 2.29. Виды обратных связей: последовательная обратная связь по напряжению (а), последовательная обратная связь по току (б), параллельная обратная связь по напряжению (в)

Произведение $\pm \beta K$ называется **фактором обратной связи**; знак при нем совпадает со знаком самой обратной связи. При **положительной обратной связи** (ПОС) знаменатель дроби уменьшается, а коэффициент усиления возрастает. При **отрицательной обратной связи** (ООС) знаменатель возрастает, а коэффициент усиления падает. Положительная обратная связь (ПОС) используется в генераторах. В генераторах сигналы на входе суммируются $y = X_{вх} + Z$.

В усилителях используется **отрицательная обратная связь** (ООС), при которой $y = X_{вх} - Z$. Коэффициент усиления усилителя с ООС равен

$$K_{ос} = \frac{K}{1 + \beta \cdot K}$$

где К – коэффициент усиления без обратной связи, β – коэффициент

передачи цепи обратной связи, $1 + \beta \cdot k$ – глубина обратной связи, $\beta \cdot k$ – петлевое усиление. При $\beta \cdot K \gg 1$, $K_{oc} \approx 1/\beta$, т.е. при глубокой ООС K_{oc} зависит только от свойств цепи обратной связи. В общем случае K и β имеют комплексный характер.

Введение ООС приводит к **повышению стабильности коэффициента усиления** в условиях температурных изменений параметров элементов из-за их старения, в частности транзисторов; используется для улучшения амплитудно-частотной характеристики многокаскадных усилителей; позволяет увеличить входное сопротивление усилителя в $1 + K_{ux}$ раз; выходное напряжение $U_{вых}$ усилителя меньше подвержено изменению при изменении тока нагрузки, что соответствует уменьшению выходного сопротивления.

$$\frac{dK_{ux}}{K_{ux}} = \frac{dK_U / K_U}{1 + K_{ux}}$$

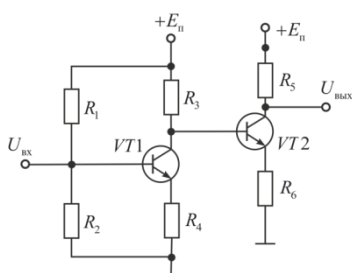
Относительное изменение коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью в $(1 + K_U)$ раз меньше относительного изменения коэффициента усиления усилителя без обратной связи.

При этом стабильность коэффициента усиления повышается с увеличением глубины обратной связи, т. е. величины $1 + K_{ux}$. Если предположить, что относительное изменение коэффициента усиления усилителя $dK_U/K_U = 20\%$ и $1 + K_{ux} = 100$, то относительное изменение коэффициента усиления усилителя с обратной связью dK_{Uoc}/K_{Uoc} составит всего $0,2\%$.

Для получения большего усиления УУ соединяются между собой. Для исключения взаимного влияния друг на друга при передаче сигнала применяют различные типы межкаскадной связи.

Основные типы межкаскадных связей:

- непосредственная,

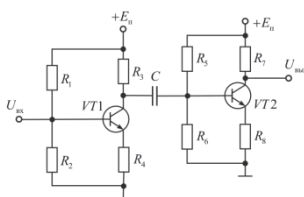


Достоинство: простоту реализации, отсутствие НЧ искажений, возможность стабилизации режимов работы на постоянном токе.

Недостаток: дрейф нуля.

Используется в усилителях постоянного тока (УПТ) и в аналоговых микросхемах.

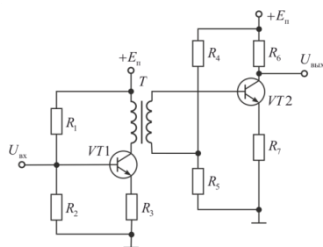
- резистивно-емкостная,



Достоинство: отсутствие дрейфа нуля, передаваемого на следующий каскад, обеспечение необходимых напряжений на усилительных элементах при питании многокаскадного усилителя от одного источника, небольшие нелинейные искажения.

Используется в усилителях низкой частоты.

- трансформаторная.

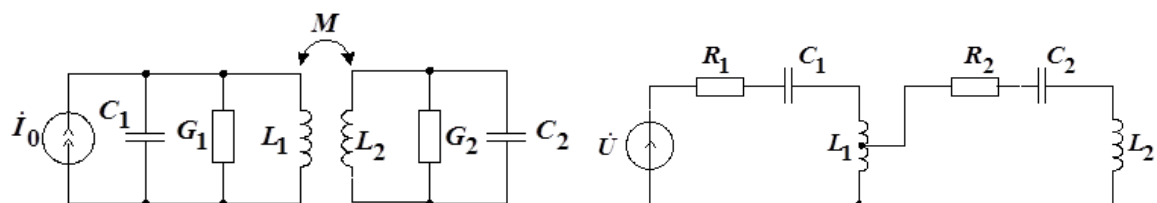


Достоинство: выбором коэффициента трансформации можно обеспечить оптимизацию значения нагрузки усилительного прибора и тем самым реализовать возможность получения предельных значений сигнальной мощности.

Недостаток: громоздкость трансформаторов, наводки.

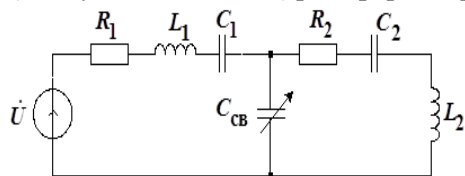
Используется в оконечных каскадах усилителей мощности.

Межкаскадные связи могут осуществляться при помощи контуров для обеспечения согласования входных и выходных сопротивлений и максимальной передачи мощности.

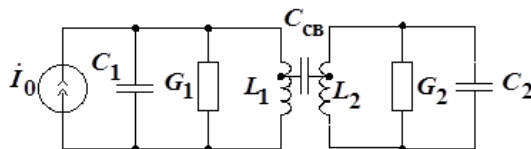


а) индуктивная связь (трансформаторная)

б) автотрансформаторная связь



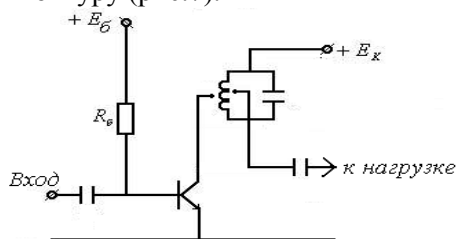
в) емкостная связь



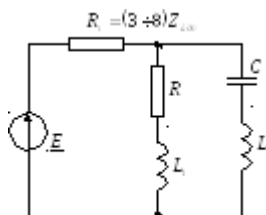
г) емкостная связь с неполным включением контуров.

Неполное включение контура:

Для уменьшения влияния выходного сопротивления транзистора на параметры и частотные характеристики усилителя используют частичное (неполное) подключение транзистора и нагрузки к контуру (рис.7).

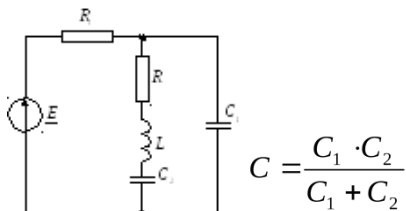


Вносимые сопротивления в этом случае уменьшаются в p^2 раз, где p – коэффициент включения. Коэффициент передачи при этом уменьшается, добротность контура сохраняется.



Вводят понятие коэффициент включения контура:

$$p_L = \frac{L_1}{L_1 + L_2} = \frac{L_1}{L} < 1$$



$$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

Сравнение последовательного и параллельного контуров

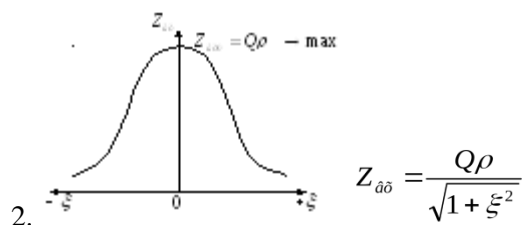
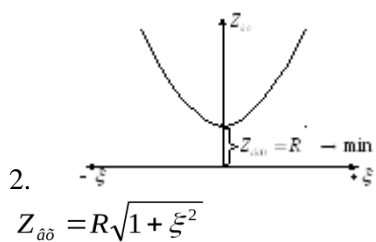
$$\xi_{\bar{y}} = 2Q_{\bar{y}} \frac{\Delta f}{f_0} - \text{эkv. расстройка}$$

Последовательный контур

Параллельный контур

1. Резонанс напряжений $\phi = 0$, $x_L = x_C$

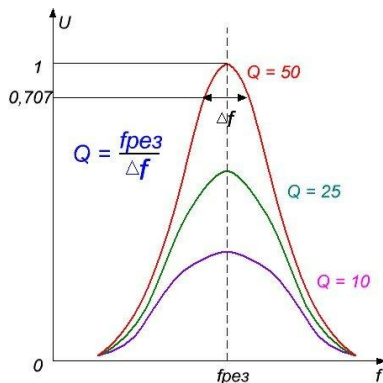
1. Резонанс токов $\phi = 0$, $b_L = b_C$



3. $I_0 \rightarrow \max$; $Q = \frac{U_{L0}}{U} = \frac{U_{C0}}{U}$

3. $I_0 \rightarrow \min$; $Q = \frac{I_{L0}}{I} = \frac{I_{C0}}{I}$

В последовательном контуре добротность показывает, во сколько раз напряжение на реактивных элементах (на выходе) больше, чем напряжение на входе. Это явление называется **резонанс напряжений**.



В параллельном контуре добротность показывает, во сколько раз ток ветвей больше общего тока в момент резонанса. Это явление называется **резонанс токов**.

Добротность электрического колебательного контура

$$Q = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}$$

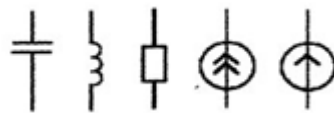
Последовательный резонанс возникает, когда расположение компонентов создает минимальное полное сопротивление, тогда как параллельный резонанс возникает, когда расположение компонентов создает наибольшее сопротивление.

Методы анализа линейных усилительных каскадов в частотной области

Для формирования математических моделей объектов применяются **компонентные и топологические уравнения**. **Компонентными** называют уравнения, описывающие свойства элементов (компонентов). **Топологические уравнения** описывают взаимосвязи в составе моделируемой системы. В совокупности компонентные и топологические уравнения конкретной физической системы представляют собой исходную **математическую модель системы (ММС)**. Решение ММС представляется в виде зависимостей электрического напряжения и (или) электрического тока. Модели можно представлять в виде систем уравнений или в графической форме, если между этими формами установлено взаимно однозначное соответствие. В качестве графической формы часто используют **эквивалентные схемы**.

) **Эквивалентная схема (в отличие от функциональной) использует количественные параметры составляющих элементов, опираясь на которые можно провести оценку работы реального устройства. Эквивалентные электрические схемы можно условно классифицировать по трём уровням сложности: - **по постоянному току** (включает идеальные элементы: источник напряжения, источник тока, активное сопротивление); - **по переменному току** – добавление ёмкости и индуктивности с сосредоточенными параметрами; - **нелинейная** – добавление элементов с переменным сопротивлением, например, идеальный диод и управляемый ключ (коммутатор).*

В электрических системах компонентами систем могут быть простые двухполюсные элементы и более сложные двух- и многополюсные компоненты. К простым двухполюсникам относятся следующие элементы: **сопротивление, ёмкость и индуктивность**, характеризующиеся параметрами R, C, L ,



источник тока и источник напряжения.

Компонентные уравнения простых двухполюсников:
для сопротивления (закон Ома): $u = iR$ (3)

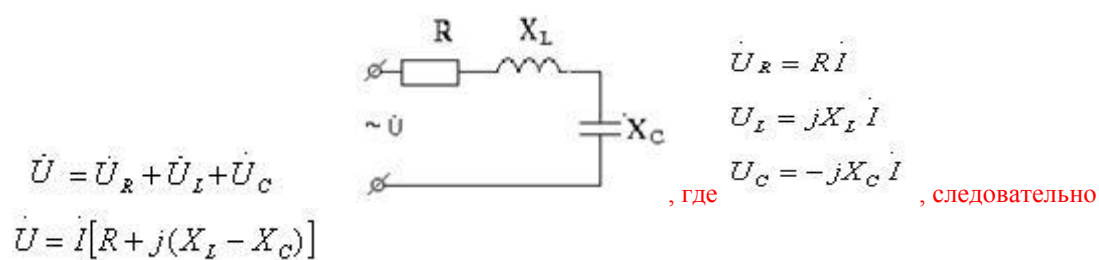
для ёмкости:

$$i = C \frac{du}{dt}, \quad (4)$$

для индуктивности:

$$u = L \frac{di}{dt}, \quad (5), \quad \text{где } u \text{ — падение напряжения на двухполюснике; } i \text{ — ток.}$$

В электрической цепи с последовательным соединением резистора, катушки индуктивности и конденсатора полное напряжение определяют по формуле:



где \dot{Z} - комплекс полного сопротивления, а закон Ома в комплексной форме

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{\dot{Z}}$$

имеет вид:

Эти модели лежат в основе моделей других возможных более сложных компонентов. Большая сложность может определяться нелинейностью уравнений (3) — (5) (т.е. зависимостью R , C , L от фазовых переменных), или учетом зависимостей параметров R , C , L от температуры, или наличием более двух полюсов. Однако многополюсные компоненты могут быть сведены к совокупности взаимосвязанных простых элементов.

Топологические уравнения выражают законы Кирхгофа для напряжений (ЗНК) и токов (ЗТК).

Согласно ЗНК, сумма напряжений на компонентах вдоль любого замкнутого контура в эквивалентной схеме равна нулю, а в соответствии с ЗТК сумма токов в любом замкнутом сечении эквивалентной схемы равна нулю:

$$\sum_{k \in K_p} u_k = 0, \quad (6)$$

$$\sum_{j \in J_q} i_j = 0, \quad (7)$$

где: K_p — множество номеров элементов p -го контура; J_q — множество номеров элементов, входящих в q -е сечение.

Примером ММ сложного компонента может служить **модель биполярного транзистора**, (описывается подпрограммой или макросом рис. 1), в которой зависимые от напряжений источники

тока $i_{эд} = i_{тэ} \exp(\frac{u_э}{m\phi_t})$ и $i_{кд} = i_{тк} \exp(\frac{u_к}{m\phi_t})$ отображают статические вольтамперные характеристики p - n переходов, $i_{тэ}$ и $i_{тк}$ — тепловые токи переходов, $m\phi_t$ — температурный потенциал, $u_э$ и $u_к$ — напряжения на эмиттерном и коллекторном переходах, $C_э$ и $C_к$ — емкости переходов, $R_{уэ}$ и $R_{ук}$ — сопротивления утечки переходов, $R_б$ и $R_к$ — объемные сопротивления тел базы и коллектора, $i_г = B i_{эд} - B_i i_{кд}$ — источник тока, моделирующий усилительные свойства транзистора, B и B_i — прямой и инверсный коэффициенты усиления тока базы.

Здесь $u_э$, $u_к$, $i_{эд}$, $i_{кд}$, $i_г$ — фазовые переменные, а остальные величины — параметры модели транзистора. **Модель Эберса-Молла** — включает 14, Гуммеля - Пуна - 25 параметров.

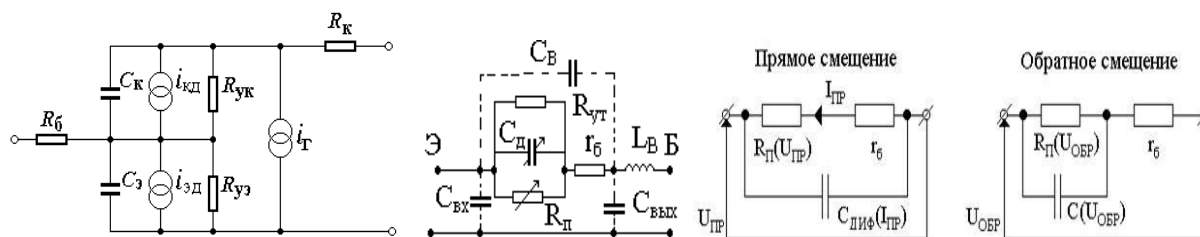


Рис. 1. а) Эквивалентная схема биполярного транзистора б) эквивалентная схема p - n диода ($R_{ут}$ — сопротивление утечки)

Решение ММС получают на основе **обобщенного метода узловых потенциалов (ОМУП)***. Метод узловых потенциалов не привносит ничего нового к правилам Кирхгофа и закону Ома. Данный метод лишь формализует их использование настолько, чтобы их можно было применить к любой, сколь угодно сложной цепи и пригоден для расчёта посредством вычислений на компьютере.

При использовании ОМУП схема в целом заменяется **матрицей эквивалентных проводимостей**, отображающей как конфигурацию, так и свойства некоторой линейной схемы, аппроксимирующей реальную. Матрица проводимостей составляется на основе формальных правил, компонентных и топологических уравнений. При этом усилительные элементы представляются в виде четырехполюсников, описываемых эквивалентными Y-или h- параметрами (пересчитываются друг в друга). Для определения малосигнальных Y-параметров БТ и ПТ используют их эквивалентные схемы. **Параметры эквивалентной схемы БТ, например, полностью определяются справочными данными** $H_{21э}, f_T(|h_{21э}| \cdot f_{изм}), C_K, \tau_{oc}(r_b)$ **и режимом работы.**

Упрощенная эквивалентная схема биполярного транзистора приведена на рис.2.7. Параметры элементов определяются на основе справочных данных следующим образом:

♦ объемное сопротивление базы $r_b = \tau_{oc} / C_K$, где τ_{oc} - постоянная времени цепи внутренней обратной связи в транзисторе на ВЧ;

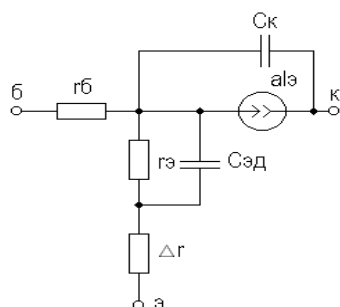


Рисунок 2.7 - Эквивалентная схема биполярного транзистора

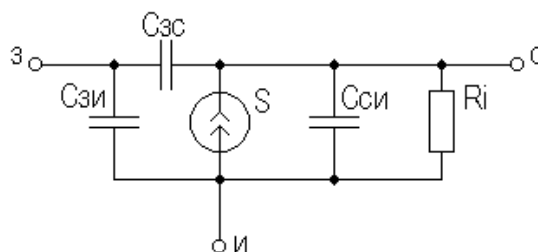


Рисунок 2.8 Эквивалентная схема ПТ

♦ активное сопротивление эмиттера $r_э = 25,6 / I_э$, при $I_э$ в миллиамперах $r_э$ получается в омах;

♦ диффузионная емкость эмиттера $C_{эд} = 1 / (2\pi f_T r_э)$, где f_T - граничная частота усиления по току транзистора с ОЭ, $f_T = |h_{21э}| \cdot f_{изм}$;

♦ коэффициент усиления тока базы для транзистора с ОБ $\alpha = H_{21э} / [(1 + H_{21э}) \cdot (1 + jf / f_T)]$, где $H_{21э}$ - низкочастотное значение коэффициента передачи по току транзистора с ОЭ. $\Delta r = (0,5 \dots 1,5) \text{ Ом}$;

Усилительный каскад на биполярном транзисторе с ОЭ является одним из наиболее распространенных усилительных каскадов, в котором эмиттер является общим электродом для входной и выходной цепей. Каскад с ОЭ для биполярного транзистора структуры *n-p-n*.

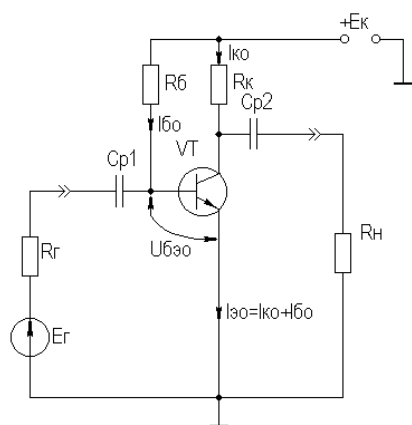


Рисунок 2.9 Простой усилительный каскад с ОЭ

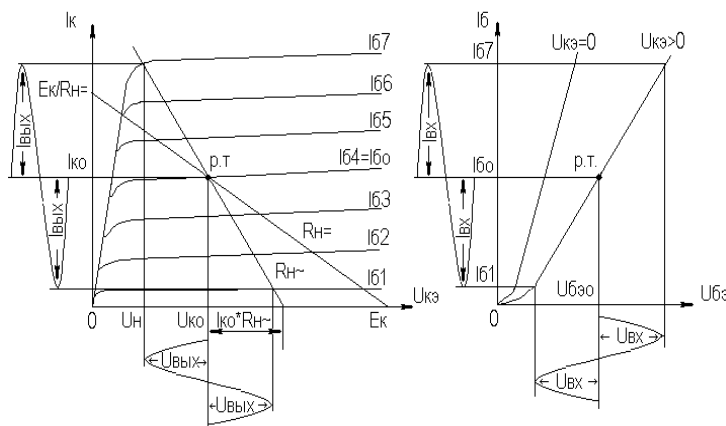


Рисунок 2.10 Динамические характеристики каскада с ОЭ

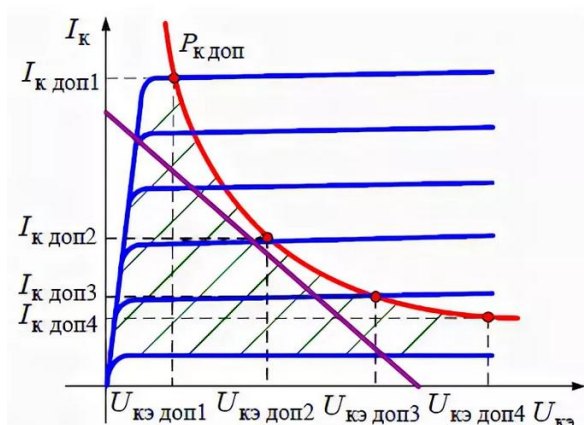
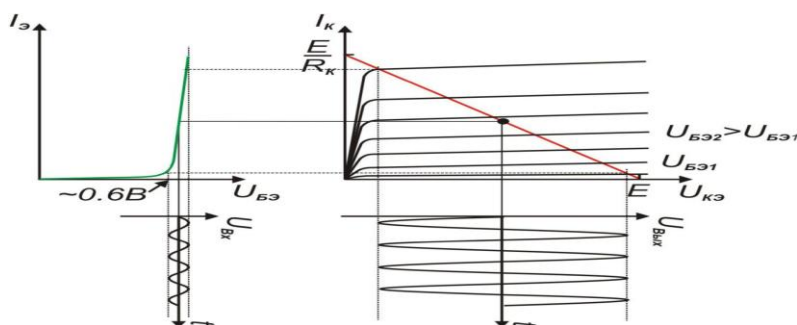
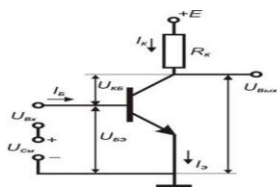


Рис. Область допустимых мощностей

Наличие ВАХ позволяет рассчитать схему включения транзистора. R_k – резистор, включенный в коллекторную цепь транзистора VT. R_6 – резистор, включенный в цепь базы, задает положение рабочей точки биполярного транзистора (по току), обеспечивая требуемую работу транзистора в режиме покоя (в отсутствие входного сигнала). $C_{1,2}$ – конденсаторы, предохраняющие ток базы и коллектора от нарушения режимов работы по постоянному току.

Для усиления в режиме А простейшей является **схема установки параметров транзистора фиксированным током базы** (рис.2-9). Сопротивление коллектора определяется по закону Кирхгофа, $R_k = (E_k - U_{PT}) / I_k$, где U_{PT} и I_k – параметры выбранной рабочей точки. Сопротивление R_b в цепи базы определяется выражением $R_b = (E_k - U_{бэ}) / I_{бэ}$, где ток $I_{бэ}$ определяется из тока коллектора по соотношению $I_b = I_k / \beta$ (с учетом реального β при выбранном токе коллектора) или по входной статической характеристике транзистора, исходя из требуемого положения рабочей точки. Напряжение $U_{бэ}$ известно из входной характеристики. Для кремния это примерно 0,75 V. Линейный режим усиления ограничен допустимой амплитудой сигнала в рабочей точке. Некоторую неточность расчета можно уменьшить, проверив реальное напряжение на коллекторе по постоянному току (в линейном режиме примерно половина напряжения питания).

При подаче на вход положительной полуволны синусоидального сигнала будет возрастать ток

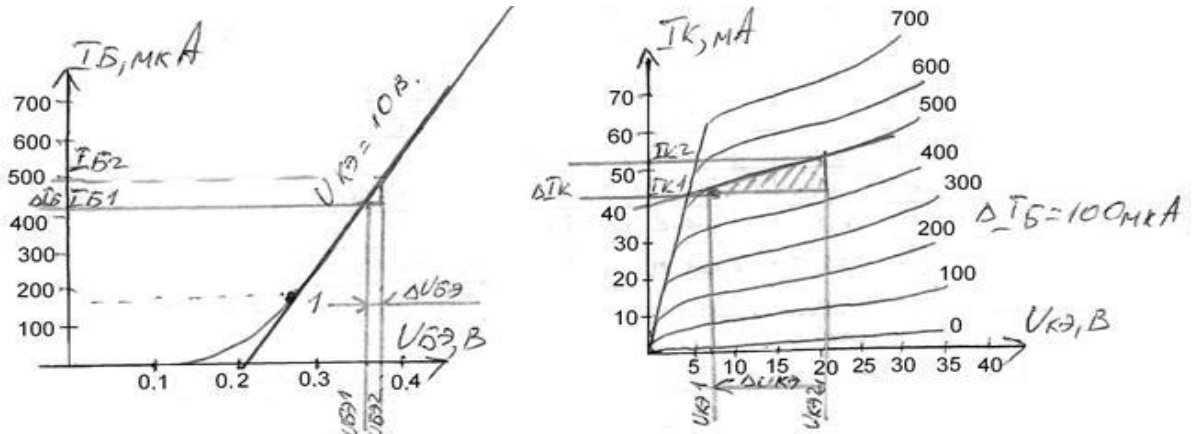


базы, а, следовательно, и ток коллектора. В результате напряжение на R_k возрастет, а напряжение на коллекторе уменьшится, т.е. произойдет формирование отрицательной полуволны выходного напряжения – каскад с ОЭ осуществляет **инверсию фазы входного сигнала на 180 град.**

Определение $I_{к0}$, U_{R_k} и $U_{кэ}$ для различных токов базы I_b и сопротивлений резистора R_k , можно провести **графически**. Для этого на семействе выходных характеристик транзистора

необходимо провести **нагрузочную прямую** из точки E_k на оси абсцисс ВАХ резистора R_k , удовлетворяющую уравнению $U_k = E_k - R_k I_k$; При токе $I_k = 0$; $U_{k3} = E_k$; При напряжении $U_{k3} = 0$; $I_k = E_k / R_k$. Точка пересечения нагрузочной прямой с линией выходных характеристик

(1б) дает графическое решение уравнения $R_b = \frac{E_k - U_{b0}}{I_{b0}}$. Справа выходные характеристики ограничены выходной мощностью $P_{\text{вых}} = I \cdot U$.



*) При отсутствии справочных данных о ВАХ БТ, координаты рабочей точки определяются приближенно аналитическим путем по алгоритму:

- максимальное напряжение и максимальный ток коллектора транзистора (из справочника). Выбираем напряжение питания менее максимального $E_{\text{пит}} < U_{k \text{ max}}$. Определяем напряжение рабочей точки как $U_{k \text{ рт}} = E_{\text{пит}} / 2$;
- определяем рабочий ток из условия $I_{k \text{ рт}} < P_{\text{max}} / U_{k \text{ рт}}$, P_{max} (из справочника);
- определяем ток базы из соотношения $I_b = I_k / \beta$;
- используем параметры рабочей точки для расчета цепей смещения. Принимаем напряжение на базе 0.75 В для кремниевых транзисторов. Некоторую неточность расчета можно уменьшить, проверив реальное напряжение на коллекторе по постоянному току (в линейном режиме примерно половина напряжения питания).

Схема смещения фиксированным напряжением

В данной схеме формируется напряжение на базе транзистора VT1 делителем напряжения на резисторах R_1 и R_3 . Через указанные резисторы протекают токи делителя I_1 и I_3 . Для данной схемы справедливы выражения $E_k = R_1 I_1 + R_2 I_2$ и $U_{BЭ} = R_2 I_2$, из которых определяются сопротивления делителя: $R_1 = (E_k - U_{BЭ}) / I_1$ и $R_2 = U_{BЭ} / I_2$. При условии $I_d \gg I_{BЭ}$ сопротивление $R_1 = (E_k - U_{BЭ}) / I_d$, $R_2 = U_{BЭ} / I_d$. Исходя из соотношения величин E_k и $U_{Об}$, следует, что R_1 всегда значительно больше R_2 . При расчетах схемы резисторы R_1 и R_2 выбирают такими, чтобы токи I_1 и I_2 были много больше тока $I_{BЭ}$. В этом случае изменение тока базы $I_{BЭ}$ не вызывает ощутимого изменения напряжения смещения на базе $U_{BЭ}$.

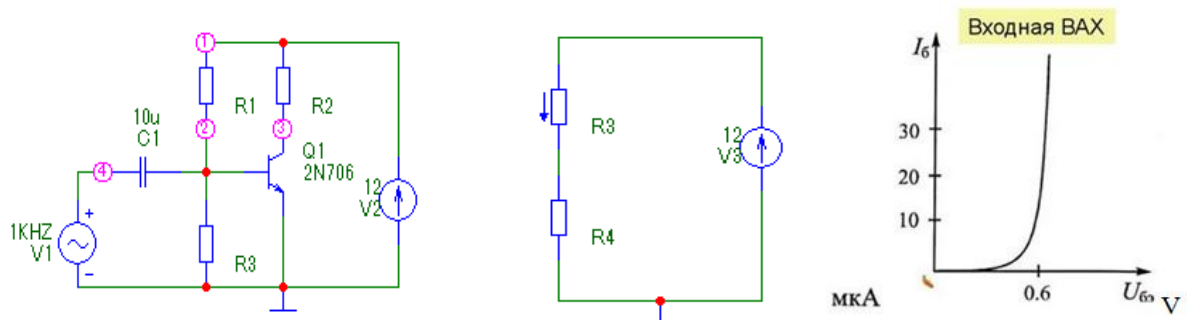


Рис. 2-3 а) Установка режима фиксированным напряжением базы б) Резисторный делитель напряжения без учета тока базы в) Входная характеристика транзистора. Напряжение базы определяется током базы и зависит от температуры и напряжения коллектора.

Если установить напряжение на базе 0.9 В, а ток делителя 1 мА (подходит для большинства маломощных транзисторов), то $R3 = 0.9 / 1 \text{ мА} \approx 900 \text{ Ом}$, а $R1 = (12 - 0.9) / 1 \text{ мА} \approx 11.1 \text{ кОм}$.

Если транзистор мощный и ток базы велик, можно выбрать ток делителя в 10 раз больше тока базы. При напряжении питания 12 В и сопротивлении $R_k = R_2 = 510 \text{ Ом}$, напряжении на коллекторе 6 В, ток коллектора равен примерно 12 мА ($6 \text{ В} / 510 \text{ Ом}$). При коэффициенте усиления $\beta = 50$ ток базы будет 0.24 мА. Выберем ток делителя $I_d = 3 \text{ мА}$. При токе 3 мА (рассматриваем делитель б) сумма сопротивлений $(R1 + R3) = 12 \text{ В} / 3 \text{ мА} = 4 \text{ к}$.

Как выяснили ранее, отношение сопротивлений $R1/R2 = (E_k - U_{бэ}) / U_{бэ} \approx 11$. Отсюда $R1 \approx 3,6 \text{ к}$, $R3 \approx 330 \text{ Ом}$ (ряд Е24, Ряды номиналов радиодеталей).

Как и в предыдущем случае, после моделирования проверяем напряжение на коллекторе (V node) и подстройкой резистора R3 обеспечиваем половину напряжения питания. Это обеспечит и максимальный коэффициент усиления каскада.

Усилительный каскад на полевом транзисторе JFET с общим истоком (ОИ).

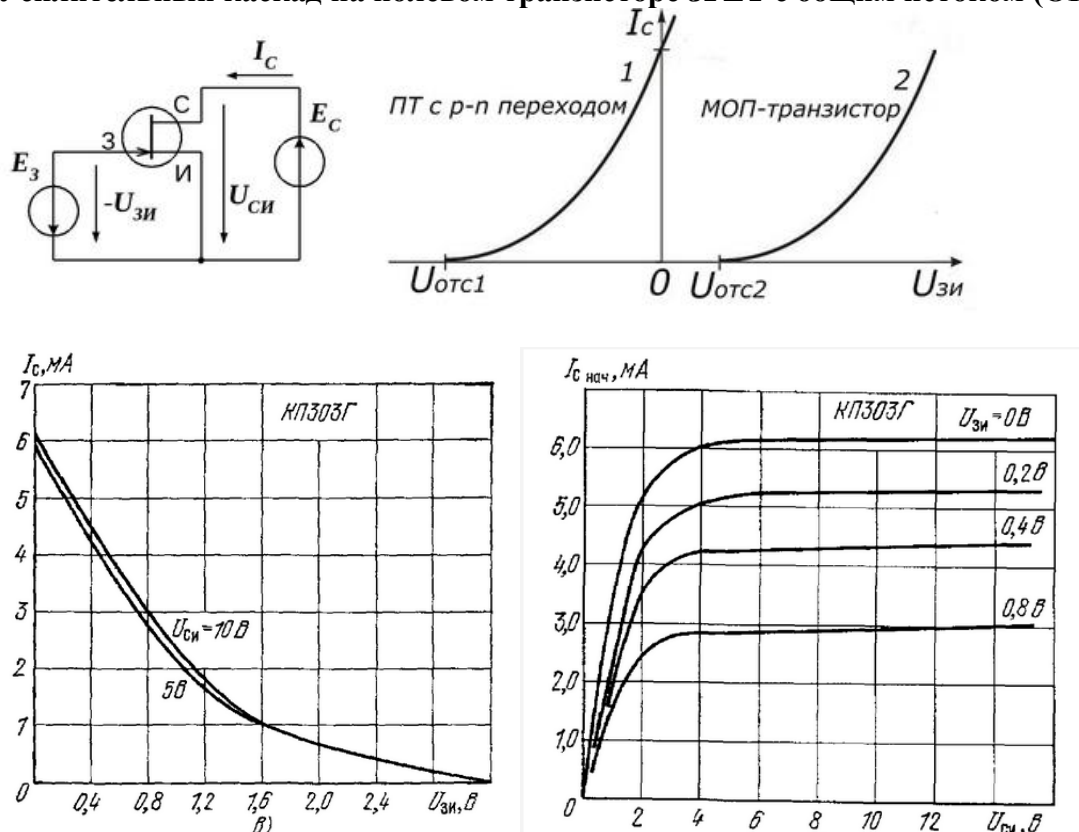


Рис. Переходные и выходные ВАХ полевого транзистора JFET p-типа.

Для запирания канала p-типа (дырочная проводимость) используются положительные напряжения на затворе. Чем больше напряжение, тем уже канал. При 2.6 В канал перекрывается полностью (обеднение).

Область работы по стоку от 4 В до $U_{мах}$, определяемого $R_{мах}$. Ток стока $< I_{с \text{ мах}}$. Значение напряжения рабочей точки по затвору определяется требованиями схемы. Если требуется максимальная линейность, то напряжение на затворе должно изменяться от 0 до 1.6 В (p-тип). Если допускается неравномерное усиление сигналов по амплитуде, рабочую точку можно выбрать 1.6 В – в точке перегиба.

Усилительный каскад на полевом транзисторе MOS с общим истоком (ОИ). При увеличении напряжения затвора более порогового, положительный потенциал отталкивает дырки и притягивает электроны в узкой области под затвором, формируя канал электронной проводимости (обогащение). Область работы транзистора на выходных характеристиках от $U_{с0}$ до $U_{мах}$. Транзистор такого типа в линейном режиме

не самый лучший усилитель, однако имеет огромное входное сопротивление ($>10^9$) и прекрасно работает в ключевом режиме.

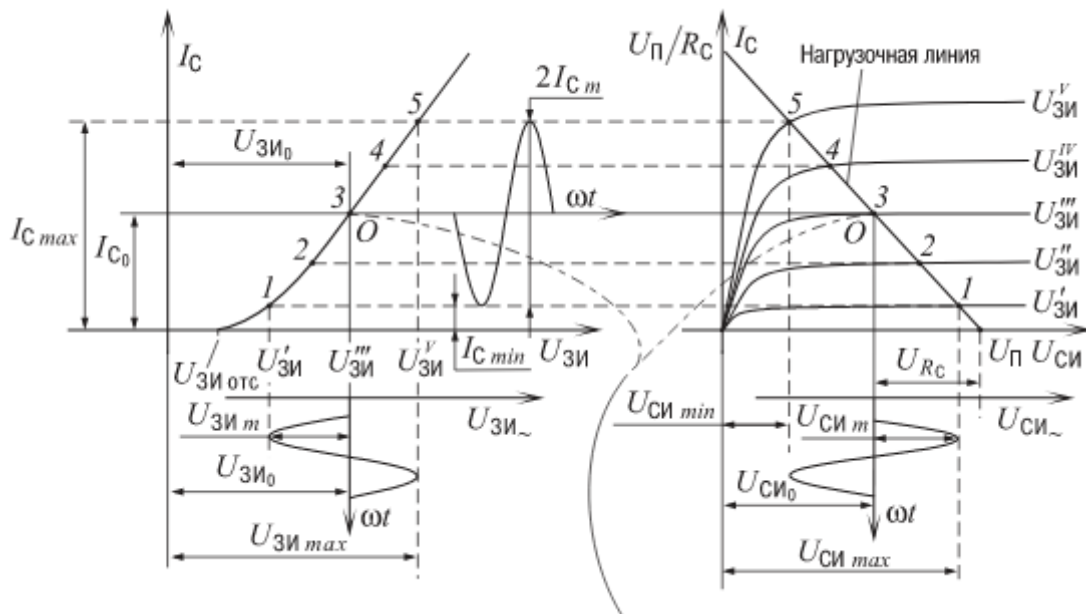


Рис. Переходные и выходные ВАХ полевого транзистора n-MOS.

Основными элементами усилительного каскада являются: источник питания $U_{инп}$, транзистор и резистор R_c . Полярность напряжения источника питания $U_{инп}$ определяется типом канала транзистора (для канала n-типа $U_{инп}$ положительно; для канала p-типа $U_{инп}$ отрицательно). Расчет такого усилителя простейший – на основе выходной и проходной ВАХ.

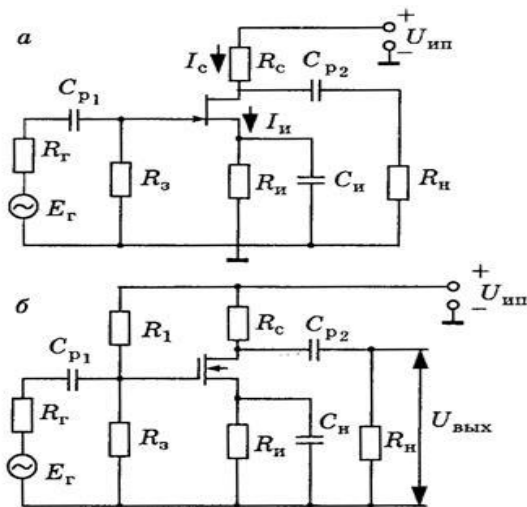


Рис.10.28. Принципиальные схемы усилительных каскадов на полевых транзисторах в схеме с ОИ:
а — с управляющим p-n переходом;
б — со встроенным каналом

Резистор R_3 (рис. 10.28,а) осуществляет гальваническую связь затвора с общей шиной, т.е. обеспечивает в режиме покоя равенство потенциалов затвора и общей шины усилительного каскада. Поэтому потенциал затвора ниже потенциала истока на величину падения напряжения на резисторе $R_и$ от протекания постоянной составляющей тока $I_{и0}$. В связи с этим напряжение $U_{зи0}$ является отрицательным. Источник входного сигнала $E_г$ через разделительный конденсатор $C_{п1}$ подключается ко входу усилительного каскада, а нагрузка через разделительный конденсатор $C_{п2}$ подключается к стоку транзистора.

Цепочка $R_и C_и$ называется **звеном автоматического смещения** и обеспечивает стабильное отрицательное напряжение $U_{зи0}$ для режима покоя. Кроме того, конденсатор $C_и$ устраняет отрицательную обратную связь по

$$C_и = \frac{10 \dots 20}{2\pi f_{нч} R_и}$$

переменному току, и его сопротивление на самой низкой частоте усиливаемого напряжения должно быть во много раз меньше сопротивления резистора $R_и$. Ёмкость конденсатора $C_и$ рассчитывается по формуле , где $f_{нч}$ – самая низкая частота усиливаемого сигнала.

Рабочая точка в режиме покоя выбирается на середине линейного участка сток-затворной характеристики, что обеспечивает минимальные нелинейные искажения. Выбрав положение рабочей точки, находят сопротивление резистора $R_и = U_{зи0} / I_{с0}$.

Усилители постоянного тока (УПТ).

Необходимость в средствах усиления медленно изменяющихся сигналов от термопар, тензодатчиков, газовых анализаторов, датчиков пульса и т.п. определила требование к разработке устройств - усилителей постоянного тока, которые должны иметь большой коэффициент усиления, высокое входное сопротивление, линейную амплитудную характеристику с заданным коэффициентом усиления K в заданном диапазоне частот. Для выполнения этих требований схема усилителя должна иметь гальванические связи (без разделительных конденсаторов) источника сигнала и нагрузки.

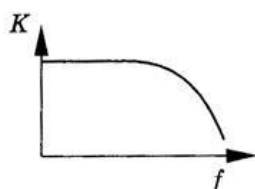


Рис.10.31.
Амплитудно-
частотная
характеристика
усилителя
постоянного тока

Для построения усилителей постоянного тока используют два различных подхода. Первый основан на использовании непосредственных связей между каскадами, установлении точки покоя и стабилизации режима транзисторов.

Второй - с использованием модуляции и демодуляции - входной сигнал предварительно преобразуется в периодический сигнал, состоящий из прямоугольных импульсов постоянной частоты, амплитуда которых равна величине входного сигнала. Этот сигнал переменного тока далее поступает на усилитель, с выхода которого - на схему демодуляции, в которой из прямоугольных импульсов воссоздается сигнал постоянного тока.

Идеальный усилитель (операционный, предназначенный для идеальных действий).

Идеальным называется операционный усилитель, который имеет:

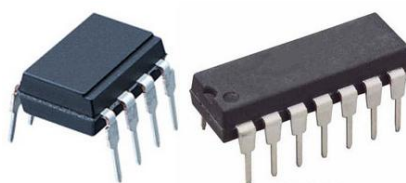
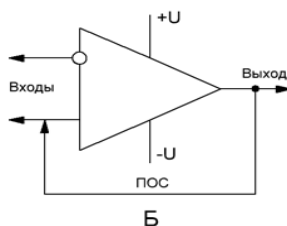
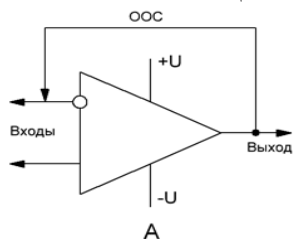
- бесконечно большой коэффициент усиления по напряжению $K_U = DU_{\text{вых}} / D(U_1 - U_2)$ (у реальных ОУ от 1 тыс. до 100 млн.);
- дифференциальный вход, эффективно подавляющий синфазные помехи. Обычно 2 входа, инвертирующий и неинвертирующий. Коэффициент усиления синфазного сигнала равен нулю;
- нулевое напряжение смещения нуля $U_{\text{см}}$ (при равенстве входных напряжений выходное напряжение равно нулю, реально от 5 мкВ до 50 мВ);
- нулевые входные токи (от сотых долей пА до единиц мкА означают большое входное сопротивление);
- нулевое выходное сопротивление (от десятков Ом до единиц кОм);
- мгновенный отклик на изменение входных сигналов (от единиц наносекунд до сотен микросекунд).

Реальный усилитель всегда включен с **отрицательной обратной связью (ООС)**, которая обеспечивает устойчивость работы, конечный коэффициент усиления и стабильные характеристики. **Отрицательная обратная связь** означает наличие сигнала выхода, поступающего обратно на вход так, что он вычитается из входного. В результате схема становится независимой от коэффициента усиления, ее свойства полностью управляются отрицательной обратной связью.

$$K_{\text{ос}} = \frac{K}{1 + \beta \cdot K}$$
, где K – коэффициент усиления без обратной связи, β – коэффициент передачи цепи обратной связи, $1 + \beta \cdot k$ – глубина обратной связи, $\beta \cdot k$ – петлевое усиление. При $\beta \cdot K \gg 1$, $K_{\text{ос}} \approx 1/\beta$, т.е. при глубокой ООС

$K_{\text{ос}}$ зависит только от свойств цепи обратной связи. **Глубина ООС** показывает, во сколько раз изменяется коэффициент усиления схемы под её влиянием по сравнению с её отсутствием.

ООС заводится с выхода *только* на инвертирующий вход, а потенциал на инвертирующем входе уравнивается с потенциалом на неинвертирующем входе.



Операционный усилитель (ОУ, OpAmp) представляет собой усилитель медленно изменяющихся сигналов с низкими входными токами и с высоким коэффициентом усиления. По размерам и цене они практически не отличаются от отдельного транзистора. В то же время, отличается высокой стабильностью и воспроизводимостью параметров. Благодаря практически

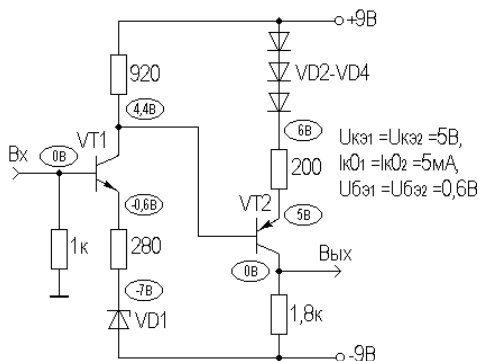
идеальным характеристикам, реализация различных электронных схем на их основе оказывается значительно проще, чем на дискретных элементах.

ОУ - это усилитель постоянного тока с дифференциальным входом, характеристики которого близки к характеристикам «идеального» усилителя, который имеет большой коэффициент усиления по напряжению $K \gg 1$ ($K = 10^4 \dots 10^6$), большое входное ($R_{вх} = 0.1 \dots 100 \text{ МОм}$) и малое выходное ($R_{вых} = 10 \dots 100 \text{ Ом}$) сопротивления. Цепи **отрицательной обратной связи (ООС)** уменьшают коэффициент усиления K по напряжению до $1 \dots 10^3$, одновременно **уменьшая зависимость K от температуры, напряжения питания, увеличивает $R_{вх,уc}$ и уменьшается $R_{вых,уc}$.**

Использование схемотехники для решения задачи создания идеального усилителя.

Дрейфом нуля (нулевого уровня) называется самопроизвольное отклонение напряжения или тока на выходе УПТ от начального значения. Поскольку дрейф нуля наблюдается и при отсутствии сигнала на входе на входе УПТ, то его невозможно отличить от истинного сигнала. К физическим причинам, вызывающим дрейф нуля в УПТ, относятся:

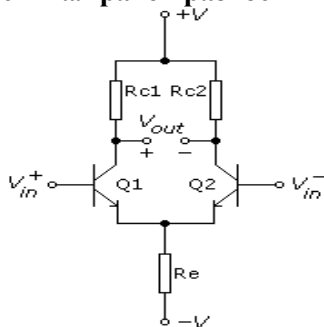
- нестабильность источников питания;
- временная нестабильность ("старение") параметров транзисторов и резисторов;
- температурная нестабильность параметров транзисторов и резисторов;
- низкочастотные шумы, помехи и наводки.



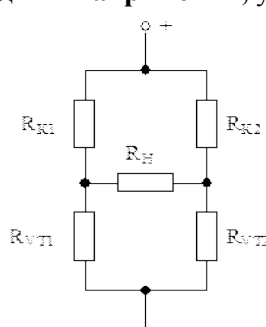
Наибольшую нестабильность вносит **температурный фактор**. Гальваническая связь между каскадами хорошо передает медленные изменения сигнала, что приводит к эффекту каскадирования (умножению) температурных нестабильностей от входа к выходу. Изменение температуры приводит к изменению напряжения на р - n переходе на 2 мВ/град. Это приводит к появлению выходного напряжения в соответствии с $U_{вых} = K * U_{вх}$. Наибольшее влияние на изменение характеристик усилителя оказывает изменение режима первого каскада усиления, который обычно и обеспечивает усиление сигнала по напряжению.

Питание. Для стабилизации выходного напряжения, обеспечения условия $U_{вых} = 0$ при $U_{вх} = 0$ питание каскадов усилителя осуществляется **от двух разнополярных источников напряжения**, а для учета влияния температуры используют **термокомпенсацию**.

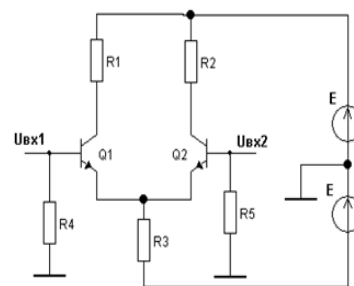
Дифференциальный усилитель (ДУ) применяется в случаях, когда необходимо выделить небольшую разность напряжений на фоне значительной синфазной составляющей. Синфазными сигналами являются, например, сигнал помехи или тепловые токи, действующие на входы усилителя одновременно с одинаковым уровнем напряжения. ДУ имеет два входа, а **выходной сигнал равен разности входных напряжений**, умноженной на константу.



Дифференциальный усилитель



Мост



Стабилизация режима в двухкаскадном УПТ

Схема, усиливающая противофазный сигнал и подавляющая синфазный, представляет собой **мост**, образованный равными резисторами в коллекторах транзисторов $R_{K1} = R_{K2}$, сопротивлениями переходов коллектор-эмиттер транзисторов R_{VT1} и R_{VT2} , которые зависят от сигналов (базовых токов транзисторов). Резистор нагрузки R_n включён в диагональ моста.

При отсутствии сигнала на входе усилителя $R_{VT1} = R_{VT2}$, мост сбалансирован, напряжение на R_n равно нулю. Положительная полуволна противофазного синусоидального входного сигнала

открывает транзистор VT1, ток эмиттера этого транзистора возрастает, сопротивление R_{VT1} уменьшается, транзистор VT2 от этого закрывается, его ток эмиттера уменьшается, сопротивление R_{VT2} растёт. Мост разбалансируется, на резисторе R_H выделяется полезный сигнал. Отрицательная полуволна вызывает противоположный эффект. Коэффициент усиления дифференциального сигнала $K_{U_{diff}}$ равен в случае симметрии плеч коэффициенту усиления каскада с ОЭ.

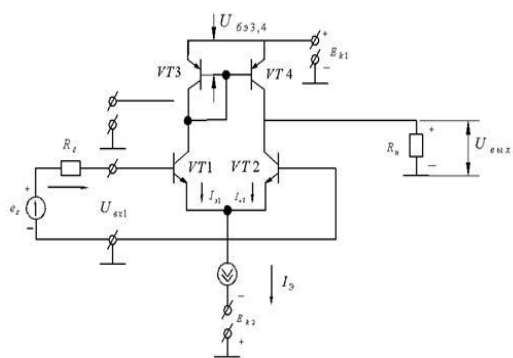
Реальная схема содержит два транзистора, включенных по схеме ОЭ с общим сопротивлением в цепи эмиттера. Питание каскада осуществляется от двухполярного источника $+V$ и $-V$. При равных сопротивлениях резисторов в коллекторных цепях транзисторов и одинаковых параметрах транзисторов коллекторные токи равны и разность напряжений на коллекторах V_{out} равна 0, если равны напряжения на базах транзисторов.

При подаче на базы равных напряжений, напряжение на эмиттере станет равным входному напряжению, изменение тока в $R_E = R_3$ будут определяться значением входного напряжения. Изменения токов в транзисторах будут равны половине изменения тока в $R_3(R_E)$. В результате, изменения напряжений на коллекторах транзисторов составит:

$$\Delta U_{exl} = - \frac{U_{ex} \cdot R_1}{2 \cdot R_3}$$

- чем больше сопротивление эмиттерного резистора R_3 по сравнению с коллекторной нагрузкой R_1 , тем меньше коэффициент передачи синфазного сигнала. Повысить параметры дифференциального усилителя можно простым увеличением сопротивлений резисторов R_K

и R_3 , но при этом уменьшится ток покоя транзисторов и ухудшится температурная и временная стабильность усилителя.



Эффективный путь улучшения характеристик ДУ состоит в а) **в замене эмиттерного резистора источником тока**, обладающими высоким динамическим сопротивлением при достаточно больших токах;

б) в качестве динамической нагрузки в цепи коллекторов транзисторов дифференциального усилителя используется так называемое **токовое зеркало** (рис а). Выходной ток схемы почти повторяет входной, что используется для питания входных каскадов ДУ.

Транзисторы VT3 и VT4 *p-n-p*-типа, близкие по параметрам, выполняют функцию динамических нагрузок каскада. Транзистор VT3 используется в качестве диода. Ток I_{c1} транзистора VT1, протекающий также через транзистор VT3, создает напряжение $U_{бз3}$, определяющее входное напряжение $U_{бз4}$. Поскольку транзисторы VT3 и VT4 близки по параметрам, ток I_{c2} будет близок к I_{c1} – т.н. **токовое зеркало**. В этом главная особенность рассматриваемой схемы. Выходной дифференциальный сигнал снимается с коллектора транзистора VT2.

Использование токовых зеркал в качестве динамической нагрузки дифференциального каскада и источника тока в цепи эмиттеров позволяет получить коэффициент усиления входного дифференциального напряжения на одном каскаде свыше 5000 (при условии, что нагрузка на выходе усилителя отсутствует) и КОСС свыше 100 000 (100 дБ по напряжению).

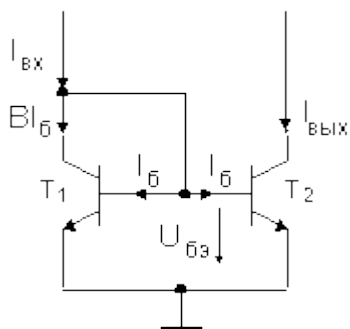
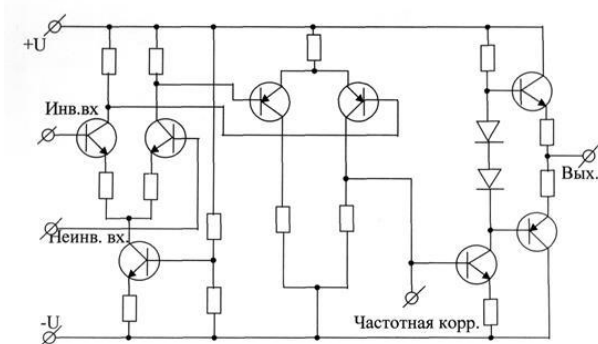


Рис. а) Схема токового зеркала
Упрощенная схема ОУ



б)

Общее сопротивление в эмиттерной цепи осуществляет стабилизацию режима работы при изменении температуры. В дифференциальном каскаде R_E имеет большое сопротивление, поэтому можно считать, что через резистор R_E подается стабильный ток. Вместо резистора R_E используют источник стабильного тока, реализованный на транзисторах (что удобно в МС), варианты схем которого приведены на рисунке 5.6. Такая схема должна обеспечивать стабильный ток при изменении нагрузки.

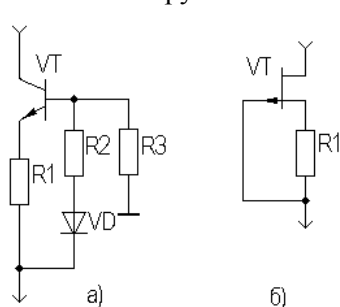
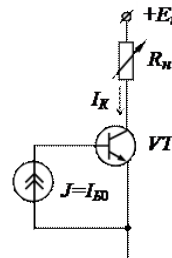


Рисунок 5.6 ИСТ на БТ и ПТ



а) Выходные ВАХ б) упрощенная схема ГСТ на БТ



Обратимся к выходным ВАХ биполярного транзистора для схемы включения с общим эмиттером (рисунок а). Если биполярный транзистор работает в активном режиме, то при фиксированном значении тока базы (например, $I_B = I_{B0}$) его выходной ток I_K мало зависит от напряжения между выводами эмиттера и коллектора $U_{KЭ}$. Изменение сопротивления нагрузки R_n транзистора (рисунок б) может вызывать существенное изменение напряжения $U_{KЭ}$ транзистора ($\Delta U_{KЭ}$ на рисунке а) за счет изменения наклона нагрузочной линии, но при фиксированном токе базы ток коллектора транзистора будет изменяться незначительно (ΔI_K на рисунке а).

Изменение сопротивления нагрузки R_n в цепи коллектора транзистора (рисунок б) не приводит к существенным изменениям тока коллектора, то есть можно полагать, что ток коллектора в этих условиях будет стабильным. Таким образом, чтобы **получить источник тока на биполярном транзисторе**, достаточно обеспечить **постоянство (стабильность) тока в цепи его базы**, например, за счет резистивного делителя, скомпенсировав уход рабочей точки диодом.

Использование ГСТ позволяет реализовать ДУ в виде экономичной ИМС, с КОСС порядка 100 дБ. При использовании ПТ характер построения ДУ не меняется, следует только учитывать особенности питания и термостабилизации ПТ.

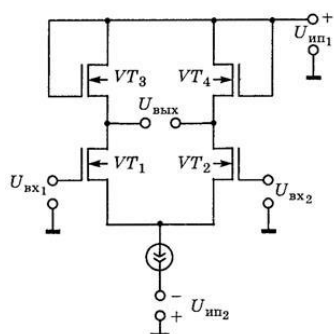


Рис. 11.3. Принципиальная электрическая схема дифференциального усилителя на МДП-транзисторах

Для повышения входного сопротивления часто используют ДУ на полевых транзисторах. На рис. 11.3 приведена принципиальная схема ДУ на МДП транзисторах. В данной схеме использованы МДП транзисторы с каналом n-типа. ДУ также выполнен по принципу сбалансированного моста, два плеча которого образованы транзисторами VT_1, VT_2 , а два других - транзисторами VT_3, VT_4 . Сопротивление нагрузки включается в диагональ моста, т.е. между стоками транзисторов VT_1, VT_2 . Транзисторы VT_3, VT_4 выполняют функции нелинейных резисторов. Поэтому такой ДУ называют усилителем с динамической нагрузкой.

Способность **дифференциального каскада не реагировать на синфазный сигнал** является важным и полезным свойством и позволяет использовать его для **выделения малых сигналов на фоне больших синфазных помех**, производить с их помощью

сравнение сигналов между собой и с заданными уровнями, выделять слабые сигналы на фоне шумов при передаче по длинным линиям (кабелям) цифровых, звуковых, радиочастотных сигналов, напряжений электрокардиограмм, сигналов считывания информации с магнитной памяти и т.п., **ДУ является входным каскадом любого операционного усилителя.**

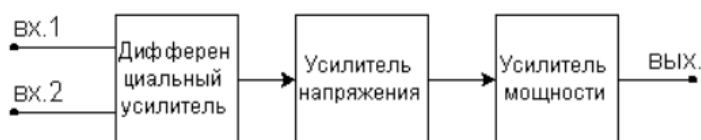
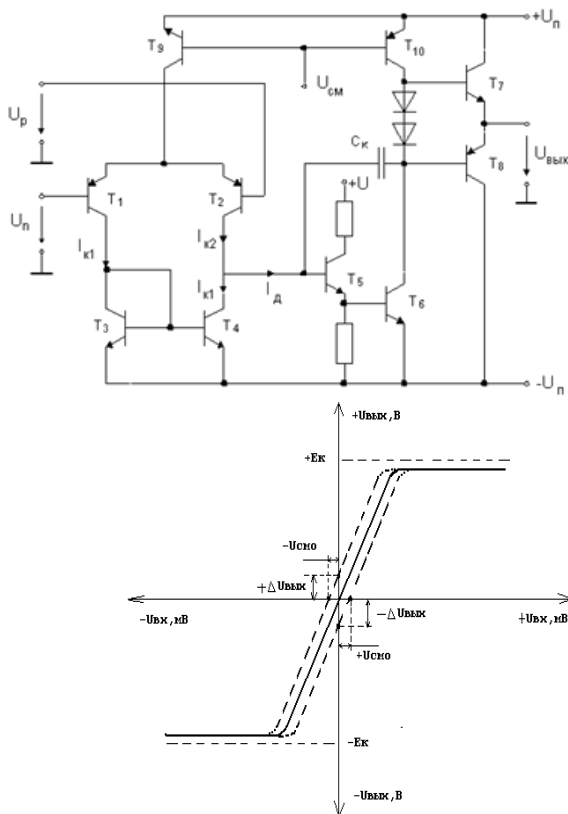


Рис. 7. Структурная схема ОУ

Для снижения чувствительности схемы к синфазным сигналам и увеличения входного сопротивления ток эмиттера первого дифференциального

каскада задается с помощью источника стабильного тока, для выравнивания коллекторных токов применяется «токовое зеркало».



За входным каскадом следуют один или несколько промежуточных; они обеспечивают необходимое усиление по напряжению и по току. Комплементарный выходной каскад обеспечивает низкое полное выходное сопротивление операционного усилителя и большой ток

Рис. ОУ $\mu A741$

Основные параметры операционных усилителей

1. K – собственный коэффициент усиления ОУ (без обратной связи, 10^6).
2. $U_{сдв}$ - выходное напряжение сдвига. Небольшое напряжение, возникающее из-за несимметрии плеч ОУ при нулевом напряжении на обоих входах. Обычно $U_{сдв}$ имеет значение 10 - 100 мВ.

Напряжение $U_{см0}$, при котором $U_{вых} = 0$, называется **входным напряжением смещения** нуля. Оно определяется значением напряжения, которое необходимо подавать на вход ОУ для создания баланса. Основной причиной разбаланса ОУ является разброс параметров элементов дифференциального усилительного каскада. Зависимость от температуры параметров ОУ вызывает **температурный дрейф**

входного напряжения смещения и температурный дрейф выходного напряжения.

3. $I_{см}$ - входной ток смещения. Ток на входах усилителя, необходимый для работы входного каскада операционного усилителя.

4. $I_{сдв}$ - входной ток сдвига. Разность токов смещения появляется вследствие неточного согласования входных транзисторов. $I_{сдв} = I_{см1} - I_{см2}$.

5. $R_{вх}$ - входное сопротивление. Как правило, $R_{вх}$ имеет значение до 1-10 мегаом.

6. $R_{вых}$ - выходное сопротивление. Обычно $R_{вых}$ не превосходит сотен Ом.

7. $K_{осс}$ - коэффициент ослабления синфазного сигнала. Характеризует способность ослаблять сигналы, приложенные к обоим входам одновременно – до 100000

8. Ток потребления. Ток покоя, потребляемый операционным усилителем (мА).

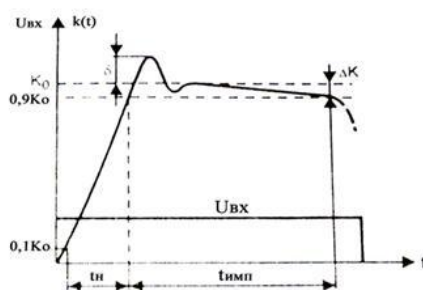
9. Потребляемая мощность (рассеиваемая, мВт)

10. Максимальная скорость нарастания выходного напряжения (В/мкс) .

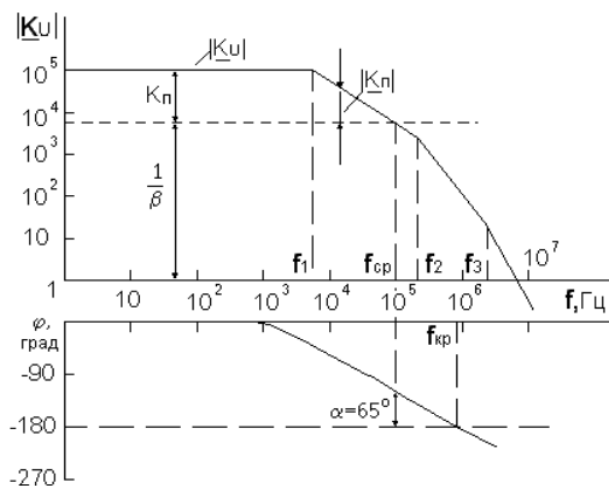
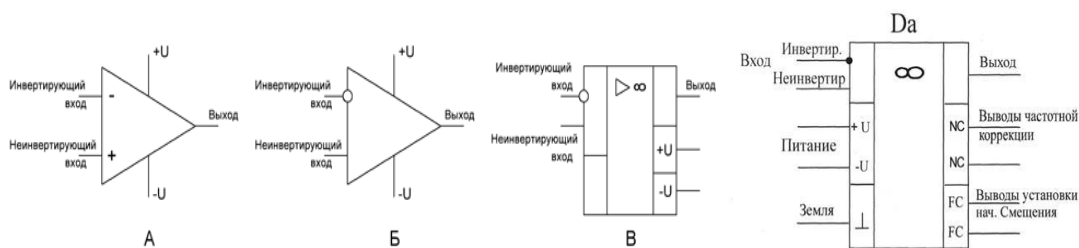
11. U пит. - Напряжение питания – двухполярное.

12. Переходная характеристика. Сигнал на выходе усилителя при подаче на его вход скачка напряжения.

Переходная характеристика $K(t)$ характеризуется выбросом δ , временем нарастания t_n , временем импульса $t_{имп}$, относительным спадом плоской вершины $\Delta K/K_0$.



Обозначение операционного усилителя на схемах. V_+ - неинвертирующий вход; V_- - инвертирующий вход; V_{out} – выход; V_{S+} - плюс источника питания (также может обозначаться как V_{DD} , V_{CC} , или V_{CC+}); V_{S-} - минус источника питания.



Вследствие наличия паразитных емкостей и многокаскадной структуры операционный усилитель по своим частотным свойствам аналогичен **фильтру нижних частот (ФНЧ)**. Устойчивость ОУ с обратной связью определяют его логарифмической асимптотической амплитудно-частотная (ЛАЧХ) и фазово-частотная (ЛФЧХ) характеристик.

Ограниченная АЧХ приводит к **малой скорости нарастания выходного напряжения**, что не может быть устранено путем введения отрицательной обратной связи.

Применение ОУ. Неинвертирующий и инвертирующий усилитель. На рисунке а) приведена схема неинвертирующего усилителя (не меняющего полярность усиливаемых сигналов). С выхода ОУ на его инвертирующий вход подана **последовательная обратная связь по напряжению**. Глубина обратной связи определяется коэффициентом деления делителя R_3 / R_4 . Цепочки $C_1 R_1$, $C_2 R_2$ устраняют возможности самовозбуждения ОУ. Коэффициент усиления такого устройства практически равен $K_{у\text{неин.}} = 1 + R_3 / R_4$, его можно изменять изменением сопротивления резистора R_3 .

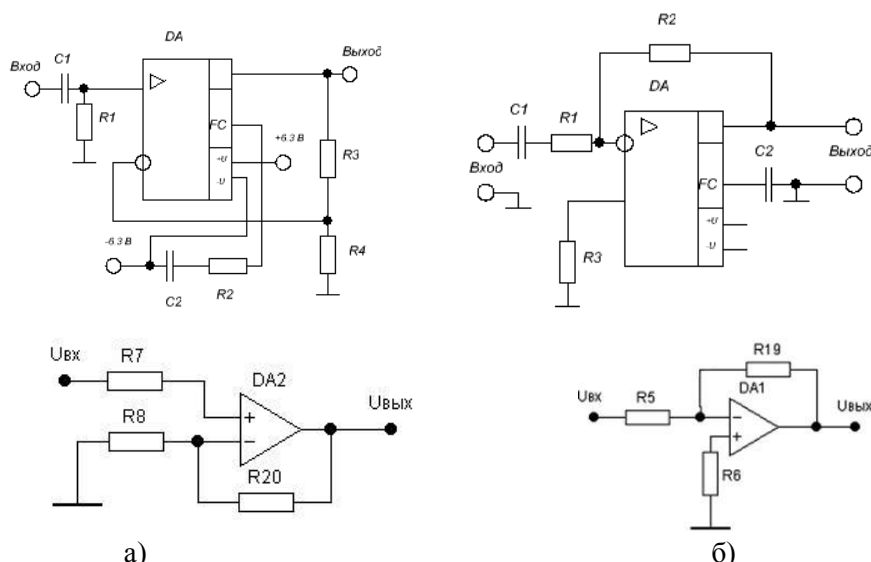
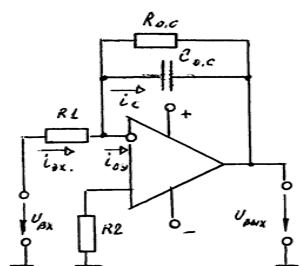


Рисунок – Схема принципиальная неинвертирующего усилителя а) и инвертирующего б) выполненного на ОУ

На рисунке б) приведена схема **инвертирующего** усилителя (меняющего фазу усиливаемых сигналов), где сигнал подается на инвертирующий вход ОУ. Цепочка $FC-C_2$, $C_1 R_2$ устраняет возможности самовозбуждения ОУ. Коэффициент усиления такого устройства практически равен $K_{у\text{ин.}} = - R_2 / R_1$ (изменяют изменением сопротивления резистора R_2).

Схема интегрирования - для реализации математических операций.



Для мгновенных значений: $i_1 = -i_c$. Поскольку $i_1 = u_1/R_1$, а выходное напряжение схемы равно напряжению на конденсаторе:

$$u_{\text{вых}}(t) = u_c(t) = u_c(0) + \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t) dt$$

Может служить фильтром НЧ первого порядка

Схема дифференцирования. $U_{\text{вых}} = -R_{\phi, c} C \frac{dU_{\text{вх}}}{dt} = -\tau \frac{dU_{\text{вх}}}{dt}$

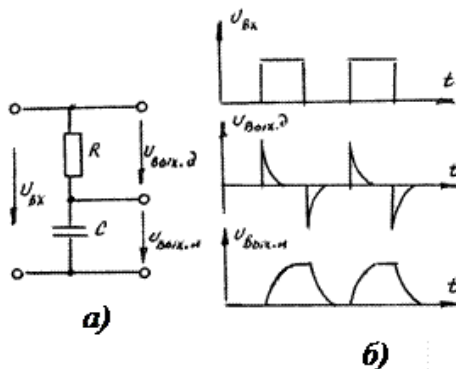
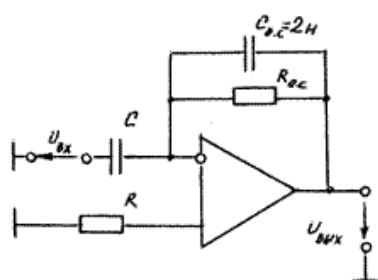
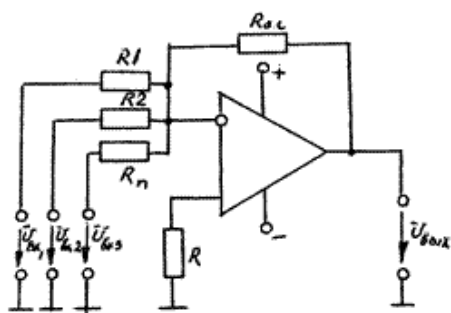
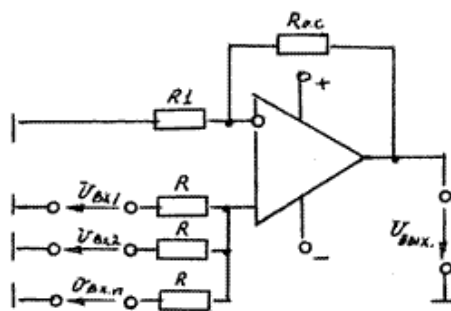


Схема суммирования



Инвертирующий сумматор



Неинвертирующий сумматор

Инвертирующий сумматор формирует алгебраическую сумму нескольких напряжений и меняет ее знак на обратный.

Источники напряжения, управляемые током

Для точных измерений слабых токов, в цифро-аналоговых преобразователях (ЦАП) и в некоторых других устройствах требуется получение **напряжения, пропорционального входному току**. При этом во многих случаях необходимо, чтобы преобразователь ток-напряжение имел, по возможности, **минимальные входное и выходное сопротивления** (в идеале – нулевое). Схема источника напряжения, управляемого током, приведена на рис. 7. Если усилитель идеальный, то $i > U_d = 0$ и $U_{\text{вых}} = -R I_{\text{вх}}$. Если коэффициент усиления K_U конечен, то

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{д}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{R}{1 + K_U} \approx \frac{R}{K_U} \quad R_{\text{вых}} = r_{\text{вых}} \frac{R + R_{\text{и}}}{R_{\text{и}} K_U}, \quad R_{\text{и}} - \text{сопротивление}$$

источника входного сигнала.

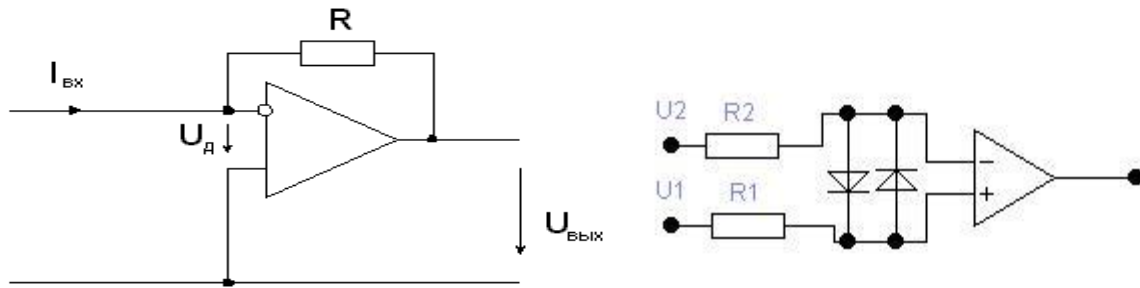
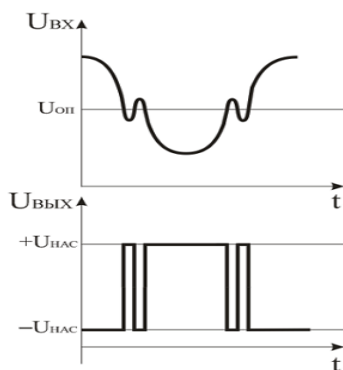


Рис. 7. Источник напряжения, управляемый током



Компаратор – устройство сравнения двух сигналов. Компаратор изменяет скачком уровень выходного сигнала, когда непрерывно изменяющийся во времени выходной сигнал становится выше или ниже определенного уровня. Аналоговый компаратор сравнивает входные напряжения и усиливает их разность с $K_u = 10^4 - 10^5$. Т.е. при малейшем превышении одного сигнала над другим на выходе получаем max сигнал положительной или отрицательной полярности. Благодаря высокому коэффициенту усиления схема переключается при очень малой величине разности напряжений $U_1 - U_2$, поэтому она пригодна для сравнения двух напряжений с высокой точностью.

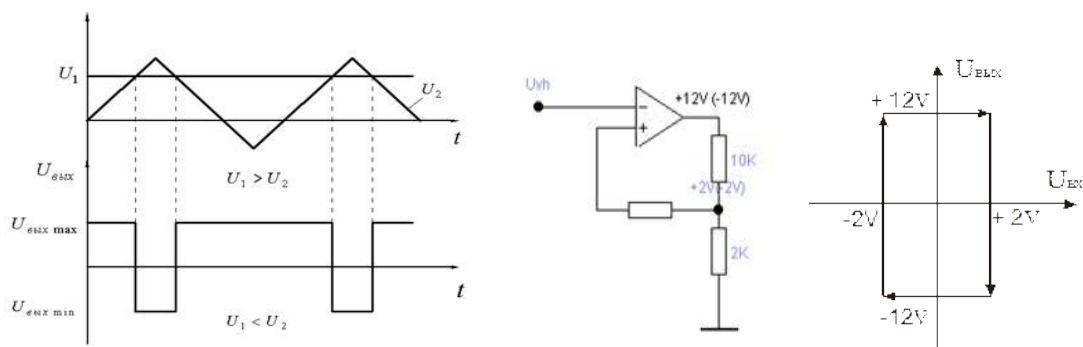


Рис. а) Работа компаратора при сравнении двух напряжений б) Триггер Шмитта. Диоды служат для защиты входов ОУ от перегрузки напряжения. Часто на одном входе компаратора фиксированное $U_{ВХ}$.

При использовании компаратора в схемах, где входное напряжение медленно меняется и амплитуда сигнала очень близка к опорному напряжению, шумы на входном выводе могут вызвать ложные срабатывания компаратора и на его выходе могут появиться дополнительные импульсы, что продемонстрировано на рисунке.

Триггер Шмитта представляет собой компаратор, уровни включения и выключения, которого не совпадают. Разницу в уровнях называют **гистерезисом**. Гистерезис триггера Шмитта определяется разностью $U_{ВЫКЛ}$ и $U_{ВКЛ}$.



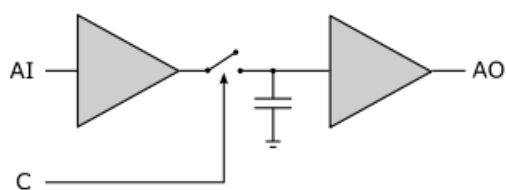
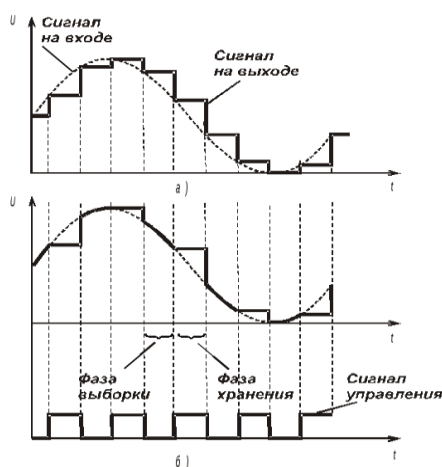
Рис.4.12. Условное обозначение триггера Шмитта.

Если $U_{ВХ}$ станет больше $+2В$, происходит опрокидывание триггера и напряжение на выходе будет $-12В$. На инвертирующем входе $U = -2В$. Для того, чтобы вернуть триггер в

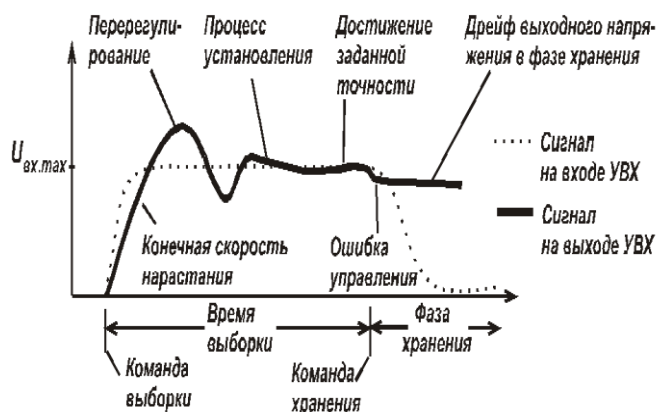
прежнее состояние необходимо подать на вход отрицательное напряжение, превышающее по модулю $2В$.

Операционные усилители в схемах выборки с хранением (**УВХ** - схема, запоминающая напряжение на входе в определённый момент времени.) Схемы выборки с хранением используются в измерительных и преобразовательных устройствах, на вход которых нельзя подавать сигналы, изменяющиеся во времени. К таким устройствам относятся некоторые типы **аналого-цифровых преобразователей (АЦП)**, например преобразователи, **работающие по принципу «взвешивания»**, у которых с помощью матрицы сопротивлений формируется набор постоянных «эталонных напряжений», необходимых для сравнения с измеряемым напряжением.

- **фаза выборки** – осуществление заряда емкости хранения до величины входного сигнала. Выход УВХ может либо повторять значение входного напряжения, либо выдавать значение с предыдущей фазы хранения (рис. а);
- **фаза хранения** – хранение и повторение на выходе напряжение на емкости, полученное на момент поступления команды хранения.



управления



A1- аналоговый вход, A0 – аналоговый выход, C- вход

ОУ получили широкое применение как в виде отдельных чипов, так и в виде функциональных блоков в составе более сложных интегральных схем. ОУ является универсальным блоком для выполнения математических операций с характеристиками, близкими к идеальным, на основе которых можно построить множество различных электронных узлов, применяемых для **аппаратного решения задач** в составе программных комплексов

Первый широко доступный ОУ в интегральном исполнении, был выпущен ещё в далеких 1960х годах. Это был легендарный $\mu A709$ — ОУ фирмы Fairchild, выполненный по биполярной технологии, разработанный Робертом Вилларом в 1965 году. Почти сразу же на замену $\mu A709$ появился 741, который имел лучшие характеристики, был более стабилен и прост в использовании. **ОУ $\mu A741$** производится до сих пор, он стал поистине вездесущим в электронике — многие производители выпускают версии этого классического чипа (их можно узнать по числу "741" в наименовании). Позднее были разработаны ОУ и на другой элементной базе: на полевых транзисторах с р-п переходом (конец 1970х) и с изолированным каналом (начало 1980х), что позволило существенно улучшить ряд характеристик.