

ОСНОВЫ СХЕМОТЕХНИКИ

Ктн.,доц Долин Георгий Аркадьевич

Телефон мобильный: 8-926-610-9859, 8-925-603-6373
E-mail: dolin1974@gmail.com, george-dolin@yandex.ru,
georgedolin@hotmail.com, e-seminar@mail.ru

skype dolin-george

- **АЧХ** - амплитудно-частотная характеристика ;
- **ПХ** - переходная характеристика ;
- **СЧ** - средние частоты ;
- **НЧ** - низкие частоты ;
- **ВЧ** - высокие частоты ;
- **К** - коэффициент усиления усилителя ;
- **U_c** - напряжение сигнала частотой ω ;
- **C_p** - разделительный конденсатор;
- **R₁,R₂** - сопротивления делителя;
- **R_к** - коллекторное сопротивление;
- **R_э** - сопротивление в цепи эмиттера ;
- **C_э** - конденсатор в цепи эмиттера ;
- **R_н** - сопротивление нагрузки;
- **C_н** - емкость нагрузки;
- **S** - крутизна транзистора;
- **L_к** - корректирующая индуктивность;
- **R_ф,C_ф** - элементы НЧ - коррекции.

Особенности усилительных трактов, это то, что в сравнении с другими электронными цепями они обладают преимущественно **однонаправленной передачей сигналов.**

Т.е. передача сигналов с входа на выход преобладает над передачей сигналов с выхода на вход усилительного тракта (например: $g_{21} = \frac{dI_k}{dU_{BX}} \gg 0$, а $g_{12} \approx 0$.)

Процесс передачи сигналов, обратным к основному, с выхода на вход усилительного тракта, называется **обратной связью (ОС)**.

Цепь по которой передается сигнал обратной связи называется - **цепью обратной связи.**

ОС делиться, как:

- Специально организованная с целью достижения тех или иных параметров усилительного тракта.
- Возникшая помимо желания разработчика усилительного тракта (паразитная ОС).

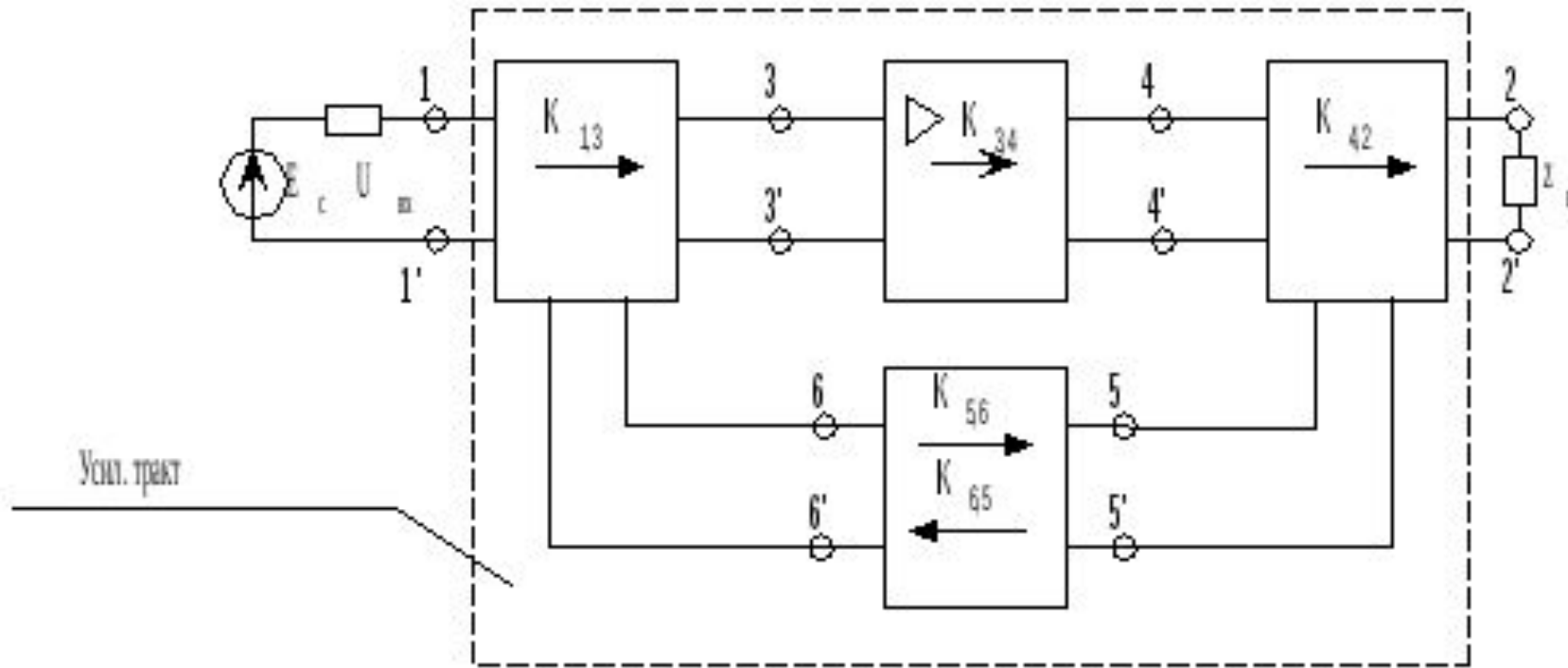
В зависимости от структуры усилительного тракта ОС может:

- Увеличивать коэффициент передачи по напряжению (это положительная ОС) (ПОС);
- Уменьшать коэффициент передачи по напряжению (это отрицательная ОС) (ООС).

В усилительных трактах в основном используется ООС, которая ухудшая усилительные свойства, позволяет:

- Повысить стабильность и определенность усилительных свойств усилительного тракта.
- Снизить уровень нелинейных, частотных и переходных искажений.

Структурная схема усилительного тракта, охваченного цепью обратной СВЯЗЬЮ



В состав структурной схемы входят:

Основной усилительный тракт (K_{34}).

Основное звено ОС (K_{56}).

Шестиполюсник (II), в котором происходит ответвление части

выходного сигнала в основное звено ОС.

Шестиполюсник (I), в котором происходит объединение (или смешивание) входного

сигнала с сигналом, поступающим с выхода основного звена ОС.

сигнала с сигналом, поступающим с выхода основного звена ОС.

сигнала с сигналом, поступающим с выхода основного звена ОС.

Петля цепи ОС характеризуется коэффициентом передачи (T).

Степень влияния цепи ОС на параметры усилительного тракта зависит от T и коэффициента передачи самого усилителя (K).

Степень относительных изменений параметров усилительного тракта, вызванных введением в него ОС, характеризуется параметром $F=1+T$, называемой глубиной обратной связи.

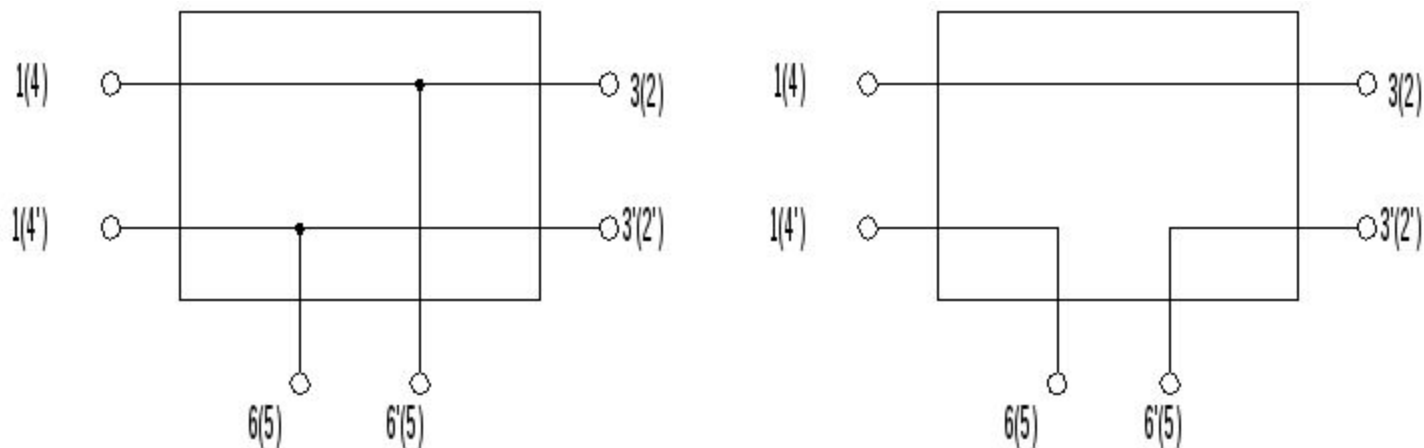
Знак $+T$ ООС. $F>1$

Знак $-T$ ПОС. $F<1$

Следует заметить, что понятия “ООС” и “ПОС.” имеют строгое однозначное толкование только в случаях, когда значение параметра T определяется вещественным числом. Только в этом случае введение ОС не сопровождается появлением дополнительных фазовых набегов в проходящих через усилительный тракт сигналах. В противном случае ОС организованная, например, как ООС может вызывать увеличение коэффициента усиления, а как ПОС - уменьшение коэффициента усиления.

В ряде случаев схема усилительного тракта с ОС организована таким образом, что основное звено K_{56} обратной связи обладает частотно-зависимой передачей. Такая схема называется схемой с частотно-зависимой обратной связью.

Последовательное и параллельное соединения в шестиполюсниках I и II



Соответственно ОС разделяется на:

обратную связь параллельного вида
обратную связь последовательного вида.

Способы снятия сигнала обратной

СВЯЗИ

Отметим, если в петле обратной связи, охватывающей весь усилитель, имеются петли обратной связи, охватывающие отдельные каскады или части усилителя, их называют местными петлями обратной связи.

Существуют различные способы снятия энергии с выхода схемы и подачи её на вход схемы. Если энергию сигнала снимают с выхода схемы параллельно нагрузке, связь называется обратной связью по напряжению (или параллельной по выходу), т.к. при этом напряжение обратной связи прямо пропорционально выходному напряжению усилителя $U_{\text{ВЫХ}}$.

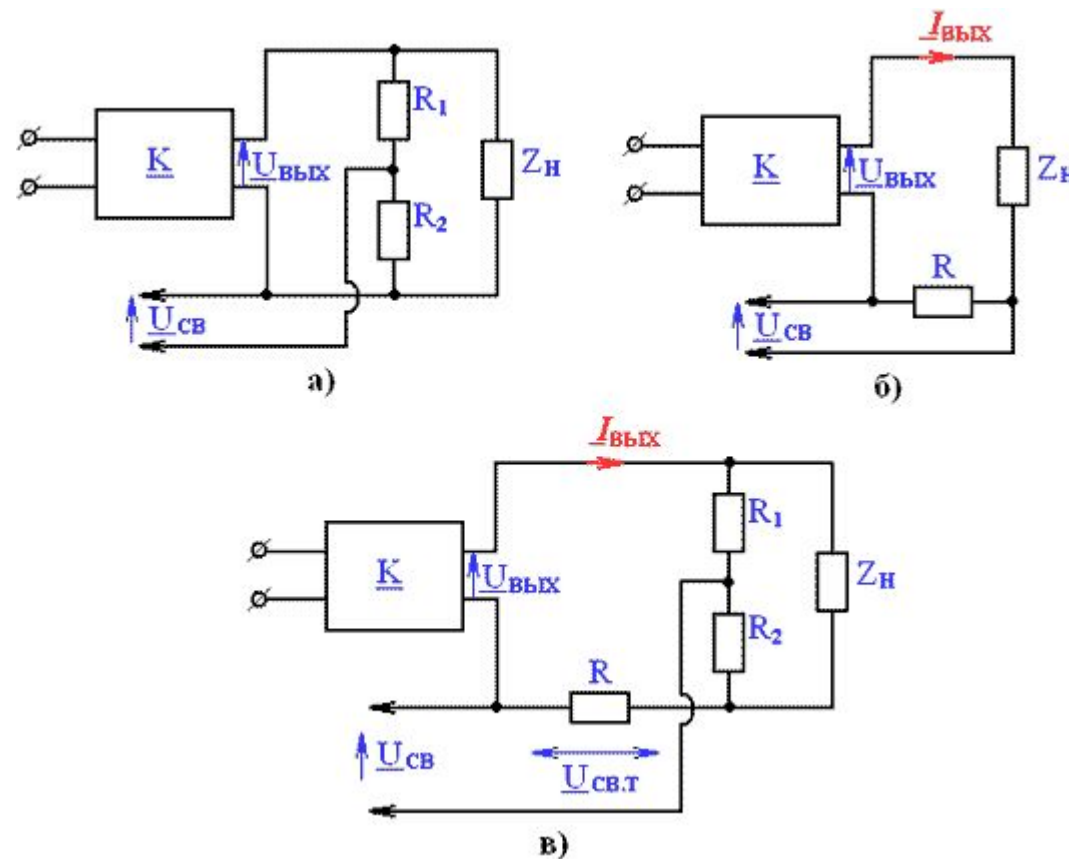
а) обратной связи по напряжению (параллельная обратная связь);

б) обратной связи по току (последовательная обратная связь);

в) смешанная (комбинированная) обратная связь

Если же сигнал обратной связи снимают с выхода последовательно с нагрузкой, связь называют обратной связью по току (или последовательной по выходу). В этом случае напряжение обратной связи прямо пропорционально току $I_{\text{ВЫХ}}$. В групповых усилителях многоканальных телекоммуникационных систем используется комбинация

отмеченных выше способов. Эта схема носит название комбинированной обратной связи по выходу. Напряжение обратной связи в схеме в пропорционально двум



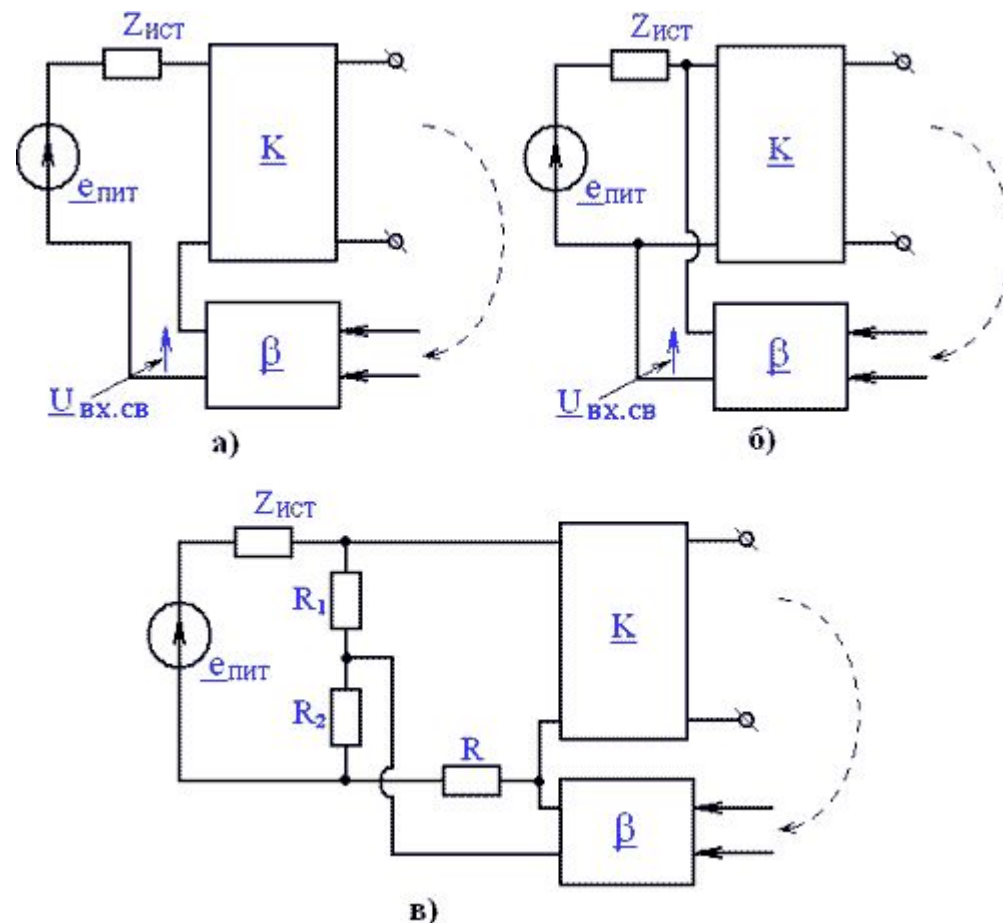
Способы введения сигнала обратной СВЯЗИ

По способу введения сигнала обратной связи во входную цепь усилителя различают:

а) последовательная по входу обратная связь

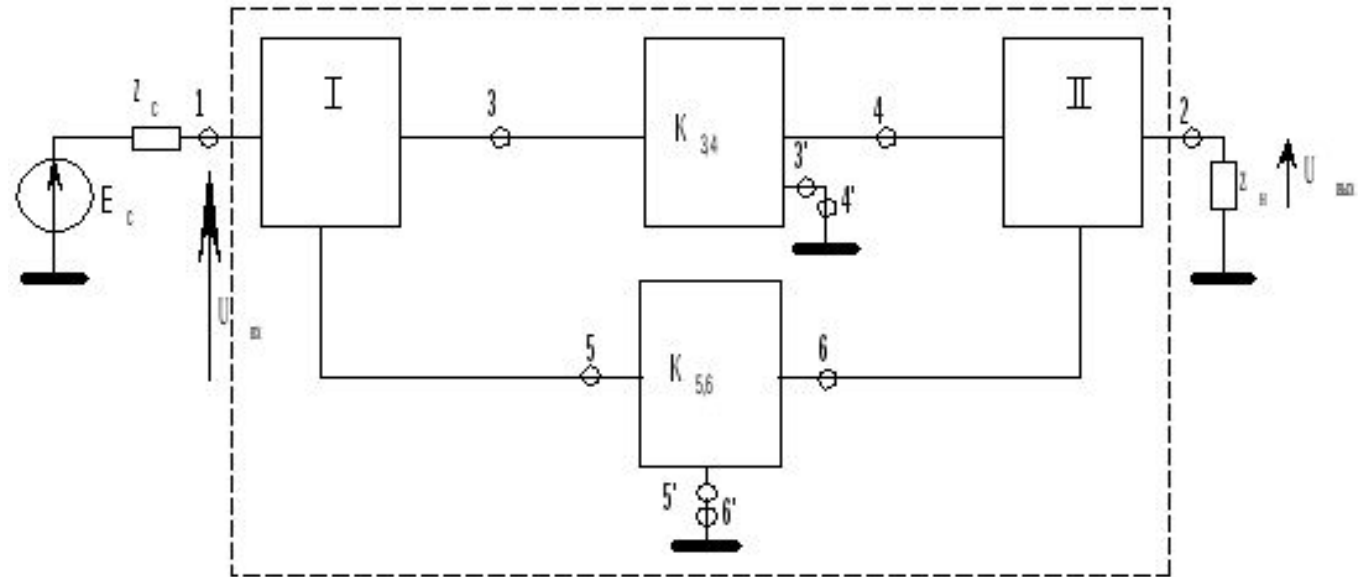
б) параллельная по входу обратная связь

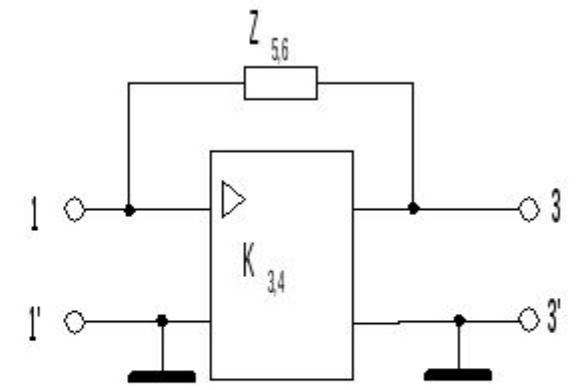
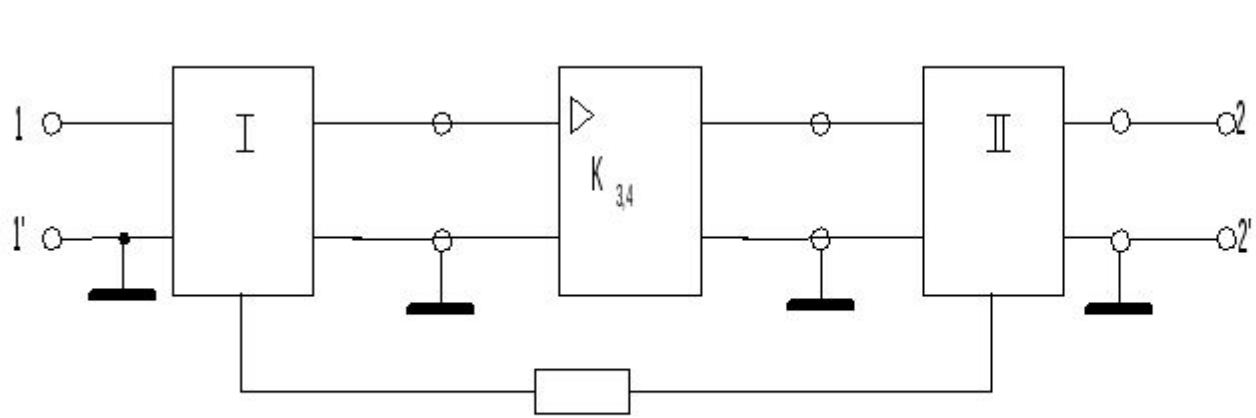
в) мостовая (комбинированная) по входу обратная связь



Структурная схема является общим видом организации цепей ОС. В ряде случаев, четырехполюсники $K_{3,4}$ и $K_{5,6}$ могут быть трехполюсниками (с одной общей стороной с попарно объединенными зажимами $3'-4'$ и $5'-6'$).

Обычно объединенными зажимами блоков $K_{3,4}$ и $K_{5,6}$ соединяются с землей





Вторым частным случаем организации ОС является использование в качестве блока $K_{5,6}$ двухполюсник.

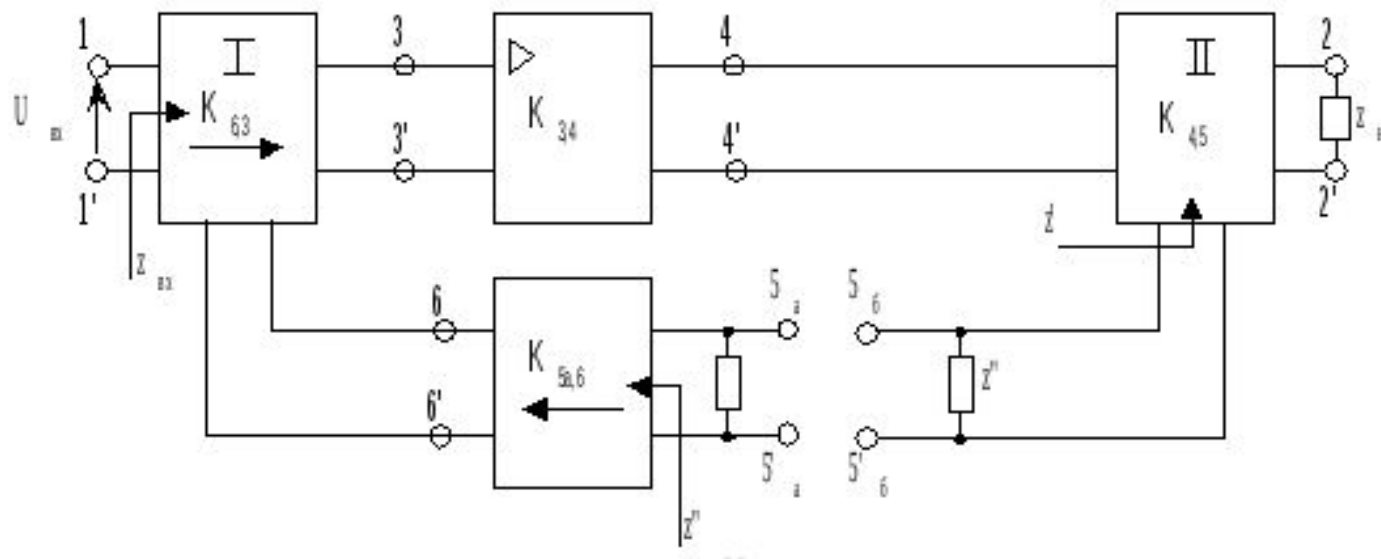
Третьим частным случаем является ОС организуемая таким образом, что двухполюсник ($Z_{5,6}$) соединяется непосредственно с выходом и входом блока $K_{3,4}$ (это обратная связь параллельная по входу и выходу).

Число вариантов построения цепей ОС не исчерпывается приведенными.

Правила определения значений исходных параметров усилительных трактов и петлевой передачи в схемах с обратной связью

При отсутствии цепи ОС параметры усилительного тракта называются исходными. На базе этих параметров осуществляется вычисление характеристик усилительного тракта с введением ОС.

Исходные параметры усилительного тракта соответствуют схеме с оборванной петлей ОС по определенным правилам. Т.е. разрыв петли ОС не должен нарушать режимов работы разделяемых в месте разрыва участков петли ОС. Для этого на выходы блока $K_{5,6}$ необходимо подключить эквивалент выхода блока II (Z'_2), а на входы блока $K_{5,6}$ подключить эквивалент входного сопротивления блока $K_{5,6}$.



Правила определения значений исходных параметров усилительных трактов и петлевой передачи в схемах с обратной СВЯЗЬЮ

При таком разделении петли ОС исходными параметрами усилительного тракта являются:

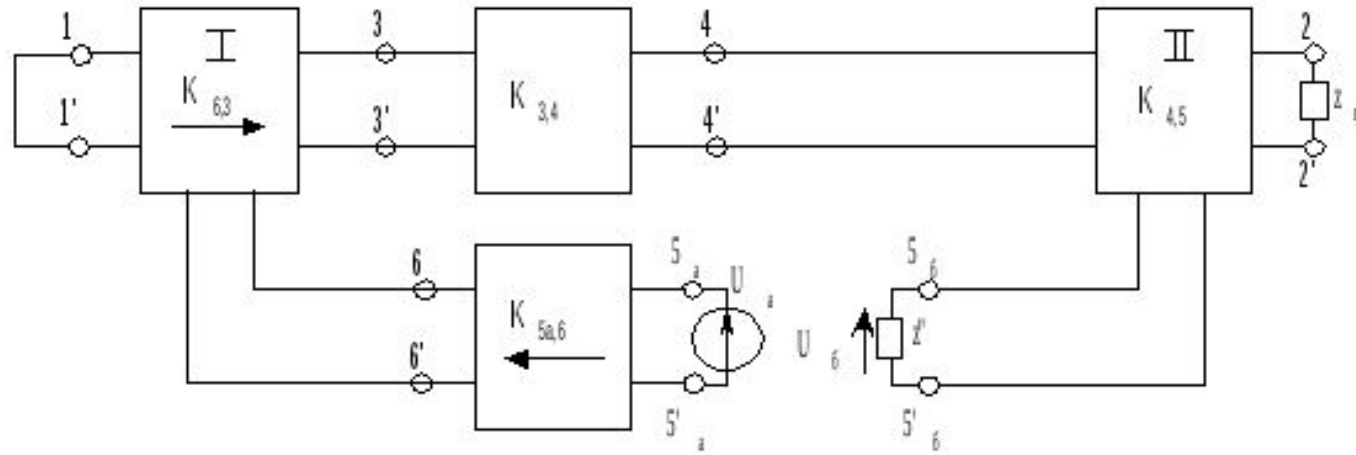
$K_{12i} = u_{\text{вых}} / u_{\text{вх}}$ - коэффициент усиления по напряжению.

$K_{12i} = i_{\text{вых}} / i_{\text{вх}}$ - коэффициент усиления по току.

$Z_{\text{вх}}$ - входное сопротивление.

$Z_{\text{вых}}$ - выходное сопротивление.

Правила определения значений исходных параметров усилительных трактов и петлевой передачи в схемах с обратной СВЯЗЬЮ



Петлевая передача (T) должна определяться в соответствии со схемой.

В разрыв цепи ОС к зажимам $5a, 5a'$ подключается источник испытательного сигнала (U_a).

После этого определяется разность потенциалов между зажимами $5b - 5b'$ (U_b).

Тогда:
$$T = U_b / U_a = K_{5a,6} \cdot K_{6,3} \cdot K_{3,4} \cdot K_{4,5b}$$

В общем случае величина T зависит от Z_c и Z_n . Для оценки степени влияния ОС на свойства усилительного устройства достаточно иметь крайние значения для T . Т.е. в режиме короткого замыкания () по $I Z = 0$ и выходу и холостого хода () по $I Z = \infty$ и выходу.

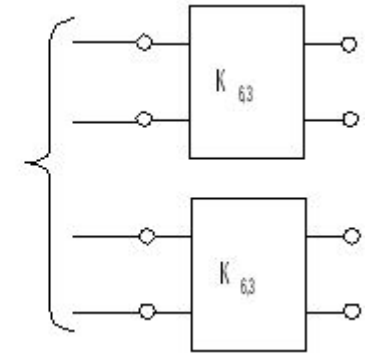
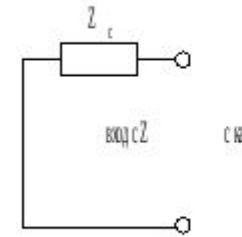
Правила определения значений исходных параметров усилительных трактов и петлевой передачи в схемах с обратной СВЯЗЬЮ

$T_{1,1'}(0) \rightarrow Z_c = 0$ - короткое замыкание на входе.

$T_{1,1'}(\infty) \rightarrow Z_c = \infty$ - холостой ход на входе.

$T_{2,2'}(0) \rightarrow Z_n = 0$ - короткое замыкание на выходе.

$T_{2,2'}(\infty) \rightarrow Z_n = \infty$ - холостой ход на выходе.



Правила определения значений исходных параметров усилительных трактов и петлевой передачи в схемах с обратной

связью

При ФОС и отсутствии дополнительного набега фаз сигнала по петле ОС напряжение U_6 находится в противофазе по отношению к U_a , а при ПОС совпадает по фазе, а T и F определяют вещественными числами.

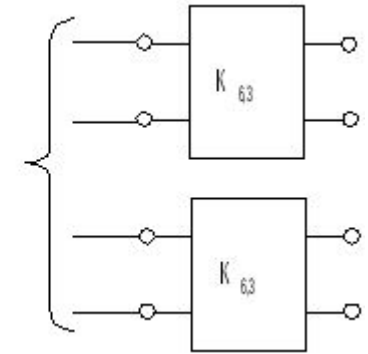
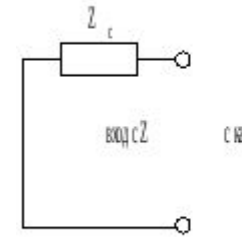
Следует отметить, что ОС в основном являются не однонаправленными. Следовательно имеется прохождение сигнала с блока I через K_{56} к II. Прохождение этого сигнала может обратно, соответствовать коэффициентам передачи: $K_{1.6}$, $K_{6.5}$ и $K_{5.2}$.

Соответственно значения общих коэффициентов передачи K_{12U} и K_{12i} через рассматриваемую ветвь определяется соотношениями:

$$K_{12i} = K_{16i} \cdot K_{65i} \cdot K_{52i}$$

$$K_{12u} = K_{16u} \cdot K_{65u} \cdot K_{52u}$$

Эти коэффициенты называются коэффициентами пассивной передачи. Обычно $k_{12u} \ll K_{12}$, $k_{12i} \ll K_{12i}$ влиянием передачи сигнала со входа на выход усилительного тракта по цепи ОС часто пренебрегают.



Влияние обратной связи на параметры и характеристики усилительного тракта

При охвате усилительного тракта однопетлевой ОС основные параметры и характеристики изменяются. Измененные параметры определяются соотношениями:

$$\begin{aligned}\bar{K}_{1,2uf} &= \bar{K}_{1,2u} / (1 \pm T_{1,1}(0)) + \bar{k}_{1,2} & \bar{Z}_{\text{вх}.f} &= \bar{Z}_{\text{вх}} \cdot |1 \pm T_{1,1}(0)| / |1 \pm T_{1,1}(\infty)|; \\ \bar{K}_{1,2if} &= \bar{K}_{1,2i} / (1 \pm T_{1,1}(\infty)) + \bar{k}_{1,2i} & \bar{Z}_{\text{вых}.f} &= \bar{Z}_{\text{вых}} \cdot |1 \pm T_{2,2}(0)| / |1 \pm T_{2,2}(\infty)|;\end{aligned}$$

(где $\bar{K}_{1,2} = \bar{U}_{\text{вых}} / \bar{U}_{\text{вх}}$ - коэффициент усиления усилительного тракта при разомкнутой петле ОС. Знак(+) ООС, знак (-) ПОС. В общем виде параметры в соотношениях являются комплексными величинами.

Влияние обратной связи на коэффициент усиления

Для оценки влияния обратной связи на коэффициент усиления по напряжению, рассмотрим последовательный способ введения сигнала во входную цепь.

Предположим, что входное сопротивление усиливается $Z_{вх} = \infty$ (бесконечно велико).

$$U_{вх.ист} - U_{вх.ос} + U_{св} = 0; \quad (4.1)$$

Здесь $U_{вх.ос}$ - результирующий сигнал на входе усилителя. Из уравнения (4.1) следует:

$$U_{вх.ос} = U_{вх.ист} + U_{св};$$

Выходное напряжение усилителя равно:

$$U_{вых.ос} = K \cdot U_{вх.ос}; \quad (4.2)$$

Как видно из уравнения (4.2) K не изменяется; но по отношению к сигналу источника $U_{вх.ист}$, коэффициент усиления становится другим:

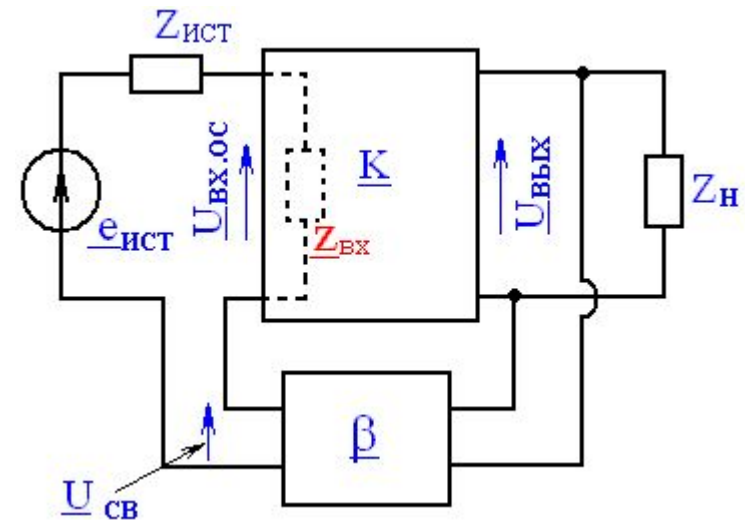
$$U_{вых.ос} = K_{ос} \cdot U_{вх.ист}; \quad (4.3)$$

Левые части уравнений (4.2) и (4.3) равны, значит равны и правые. Тогда можно записать:

$$\frac{K}{K_{ос}} = \frac{U_{вх.ист}}{U_{вх.ос}} = F; \quad (4.4)$$

т.е. коэффициент усиления при введении обратной связи изменяется пропорционально изменению входного сигнала. Величину F называют возвратной разностью. Учитывая, что:

$$U_{вх.ист} = U_{вх.ос} - U_{св};$$



Влияние обратной связи на коэффициент усиления

И с учетом (4.4), получим после подстановки:

$$\underline{F} = \frac{U_{ВХ.ОС} - U_{СВ}}{U_{ВХ.ОС}} = 1 - \frac{U_{СВ}}{U_{ВХ.ОС}} = 1 + \underline{T} \quad ; (4.5)$$

Комплексную величину \underline{T} называют возвратным отношением:

$$\underline{T} = -\frac{U_{СВ}}{U_{ВХ.ОС}} = -\frac{U_{СВ}}{U_{ВХ.ОС}} \cdot \frac{U_{ВЫХ.ОС}}{U_{ВЫХ.ОС}} = -\frac{U_{СВ}}{U_{ВЫХ.ОС}} \cdot \frac{U_{ВЫХ.ОС}}{U_{ВХ.ОС}} = -\underline{\beta} \cdot \underline{K}$$

Таким образом, петлевой коэффициент усиления \underline{T} равен произведению коэффициентов передачи петли обратной связи.

Модуль величины $|\underline{T}|$ показывает изменение сигнала при прохождении через цепь обратной связи. Если $|\underline{T}| > 1$, то обратную связь называют отрицательной (ООС); если же $|\underline{T}| < 1$, то положительной (ПОС).

При ООС коэффициент усиления усилителя с обратной связью уменьшается:

$$K_{ОС} = \frac{K}{|\underline{F}|} = \frac{K}{1 + \beta \cdot K} \quad ; (4.6)$$

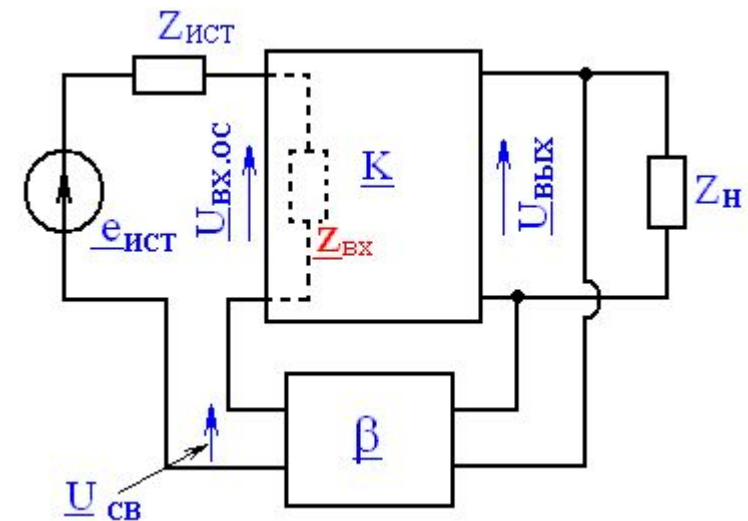
а при ПОС – возрастает:

$$K_{ОС} = \frac{K}{|\underline{F}|} = \frac{K}{1 - \beta \cdot K} \quad ; (4.7)$$

В усилителях часто применяют комбинированную глубокую ООС ($F \gg 1$); тогда из уравнения (4.6) следует:

$$K_{ОС} = \frac{K}{1 + \beta \cdot K} \approx \frac{1}{\beta} \quad ; (4.8)$$

т.е. свойства усилителя с ООС определяются в основном цепью четырёхполюсника обратной связи. Это обстоятельство находит широкое применение на практике.



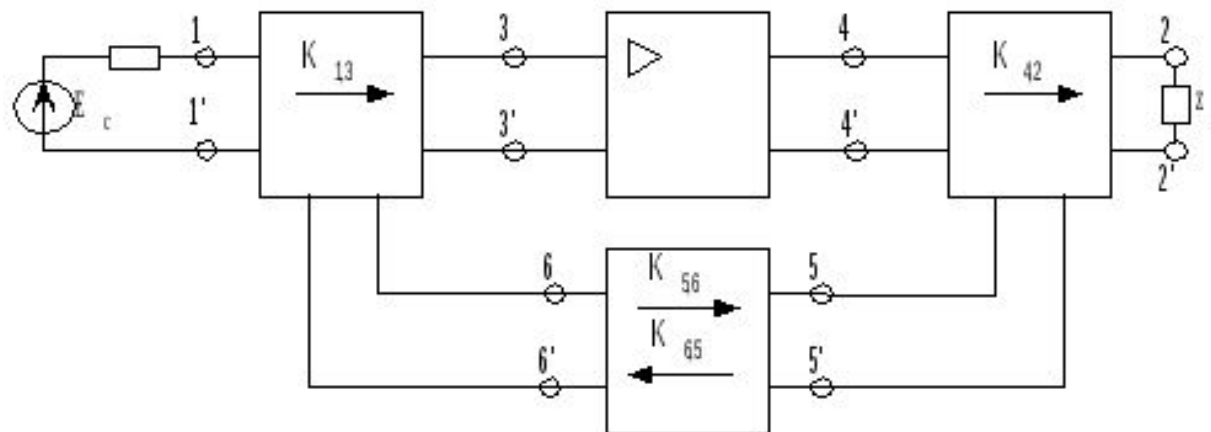
Стабилизирующее влияние отрицательной обратной связи на коэффициент усиления

Главным источником нестабильности параметров усилительного тракта является звено $K_{3,4}$ (непосредственно усилитель). Это звено строится на транзисторах, а именно транзисторные цепи больше всего подвержены воздействию дестабилизирующих факторов. Вернемся вновь к схеме, отражающей усилительный тракт в общем виде, и учитывая, то что блоки I, II и $K_{5,6}$ состоит из пассивных компонентов (R, L, C), изменение параметров которых менее подвержены воздействию дестабилизирующих факторов (технологический разброс параметров, температура, E_n).

Чувствительность усилительного тракта к воздействию дестабилизирующих факторов может быть уменьшена за счет его охвата петлей ООС. Т.е., идя на преднамеренное уменьшение коэффициента усиления усилительного тракта за счет использования ООС, достигается стабилизацией коэффициента усиления тракта. А именно:

$$\frac{\Delta K_f}{K_f} < \frac{\Delta K}{K}$$

(относительное изменение коэффициента усиления).



При этом уменьшение относительного изменения $\frac{\Delta K_f}{K_f}$ достигается в F -раз (F -глубина обратной связи: $OOC = F=1+T$).

$$\frac{\Delta K_f}{K_f} = \frac{\Delta K}{K} / F; \text{ Абсолютные отклонения коэффициента усиления уменьшается в } F^2\text{-раз: } \Delta K_f = \Delta K / F^2.$$

С учетом того, что коэффициенты передачи всех звеньев постоянны, а изменяется только коэффициент передачи звена $K_{3,4}$, оценим эти изменения.

Нам известно, что:

$$K_{1,2 fu} = K_{1,2} / |1 + T_{1,10}(0)| + k_{1,2}$$

где:

$$T_{1,10}(0) = K_{5,6} \cdot K_{6,3} \cdot K_{4,5} \cdot K_{3,4}$$

$T_{1,10}(0)$ можно переписать в виде:

$$T_{1,10}(0) = \beta \cdot K_{3,4} \quad (5.36)$$

$K_{1,2}$ можно представить в виде:

$$K_{1,2} = K_{1,3} \cdot K_{4,2} \cdot K_{3,4};$$

или:

$$K_{1,2} = \alpha \cdot K_{3,4} \quad (5.37)$$

Подставляя _____ имеем:

$$K_{1,2 f} = \alpha \cdot K_{3,4} / |1 + \beta \cdot K_{3,4}| + k_{1,2} \quad (5.38)$$

где _____ на основании ранее сделанных допущений являются постоянными величинами и равны:

$$\alpha = K_{1,3} \cdot K_{4,2} = const$$

$$\beta = K_{5,6} \cdot K_{4,5} \cdot K_{6,3} = const.$$

На основании соотношения можно проследить стабилизирующее влияние петли ООС на изменение коэффициента усиления усилительного тракта $K_{1,2f}$. А именно, изменяя $K_{1,2} = \frac{\alpha \cdot K_{3,4}}{1 + \beta \cdot K_{3,4}}$, стоящее в числителе соответственно будет изменяться и $K_{1,2}$ (α и $\beta = \text{const}$), стоящее в знаменателе дроби

Следует отметить, что изменение коэффициента усиления $K_{3,4}$ сопровождается изменениями глубины ООС: $F = 1 + \beta \cdot K_{3,4}$. Следовательно степень влияния ООС на стабильность коэффициента усиления зависит от различных условий. А именно при высоком $K_{3,4}$ стабильность выше и наоборот.

Получим аналитическое соотношение, подсказывающее стабилизирующее влияние ООС на коэффициент усиления усилительного тракта. Дифференцируя и переходя к конечным приращениям переменных $K_{1,2f}$ и $K_{3,4}$, имеем:

$$\Delta K_{1,2f} = \frac{\alpha \cdot \Delta K_{3,4} \cdot (1 + \beta \cdot K_{3,4}) - \alpha \cdot K_{3,4} \cdot \beta \cdot \Delta K_{3,4}}{(1 + \beta \cdot K_{3,4})^2}$$

$$\frac{\Delta K_{1,2f}}{K_{1,2f}} = \frac{\Delta K_{3,4}}{K_{3,4}} \cdot \frac{1}{F}; \Delta K_{1,2f} = \frac{\Delta K_{3,4}}{F^2};$$

В схемах с глубокой ООС ($T \gg 1$), коэффициент передачи $K_{1,2f}$ усилительного тракта практически не зависит от основного усилительного звена, а определяется передаточными свойствами пассивных звеньев петли ООС.

$$K_{1,2f} = \frac{1}{\beta}; \text{ где } \beta = K_{5,6} \cdot K_{6,3} \cdot K_{4,5};$$

Т.е. коэффициент передачи усилительного тракта при глубокой ООС практически полностью определяется коэффициентом передачи петли ООС.

Схемы с глубокой ООС широко используются в устройствах преобразования аналоговых сигналов, созданных на базе операционных усилителей. Глубокая ООС в подобных устройствах осуществляется, как на переменном так и на постоянном токе.

Влияние ООС на нелинейные искажения и помехи

В усилительных устройствах всегда возникают нелинейные искажения; кроме того, имеются помехи. Введение ООС уменьшает нелинейные искажения и помехи в глубину ООС раз:

$$U_{г.оос} = \frac{U_{г}}{1 + \beta \cdot K} = \frac{U_{г}}{F}$$

$$U_{п.оос} = \frac{U_{п}}{1 + \beta \cdot K} = \frac{U_{п}}{F}$$

Следовательно, ООС уменьшает, а ПОС увеличивает помехи и искажения, возникающие в части усилителя, охваченный обратной связью.

В современных групповых усилителях требуется высокое затухание нелинейности (до 80 ÷ 90 дБ и выше). Достижение столь высоких значений невозможно без применения глубокой ООС.

Влияние ООС на выходное и входное сопротивления усилителя

Обратная связь изменяет выходное и входное сопротивления цепи, к которой оно подключен. Рассмотрим общий случай, т. е. комбинированного подключения четырёхполюсника обратной связи вначале к выходной цепи усилителя, а затем – входной цепи.

Выходное сопротивление усилителя без обратной связи равно:

$$Z_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых.хх}}}{I_{\text{вых.кз}}} ; \quad \frac{Z_{\text{вых}}}{F_{\text{вых.хх}}}$$

где $U_{\text{вых.хх}}$ – напряжение холостого хода, а $I_{\text{вых.кз}}$ – ток короткого замыкания. Выходное сопротивление усилителя с обратной связью равно:

$$Z_{\text{вых.ос}} = \frac{Z_{\text{вых}}}{F_{\text{вых.хх}}} ; \quad Z_{\text{вых.ос}} = Z_{\text{вых}} \cdot \frac{F_{\text{вых.кз}}}{F_{\text{вых.хх}}} ; \quad (4.11)$$

здесь $F_{\text{вых.кз}}$ – глубина ООС на выходе усилителя в режиме короткого замыкания; $F_{\text{вых.хх}}$ – глубина ООС на выходе усилителя в режиме холостого хода.

Формула (4.11) называется формулой Блекмана для выходной цепи. Из неё следуют частные случаи: 1) В схеме отсутствует ООС по напряжению; тогда $F_{\text{вых.хх}} = 1$, а $Z_{\text{вых.ос}}$ равно:

$$Z_{\text{вых.ос}} = Z_{\text{вых}} \cdot F_{\text{вых.кз}} ;$$

Т.е при последовательном подключении четырёхполюсника обратной связи к выходу усилителя, его выходное сопротивление возрастает.

2) В схеме отсутствует ООС по току; тогда $F_{\text{вых.кз}} = 1$, а $Z_{\text{вых.ос}}$

$$\text{равно: } Z_{\text{вых.ос}} = \frac{Z_{\text{вых}}}{F_{\text{вых.хх}}}$$

Т.е при параллельном подключении четырёхполюсника обратной связи к выходу усилителя, его выходное сопротивление уменьшается.

Подбирая $F_{\text{вых.хх}}$ и $F_{\text{вых.кз}}$ можно всегда согласовать $Z_{\text{вых.ос}}$ с нагрузкой. Это обстоятельство широко используется на практике.

Аналогично определяется входное сопротивление усилителя:

$$Z_{\text{вх.ос}} = Z_{\text{вх}} \cdot \frac{F_{\text{вх.кз}}}{F_{\text{вх.хх}}} ; \quad (4.12)$$

Формула (4.12) называется формулой Блекмана для входной цепи. Аналогично, последовательное подключение цепи обратной связи ко входу усилителя увеличивает сопротивление:

$$Z_{\text{вх.ос}} = Z_{\text{вх}} \cdot F_{\text{вх.кз}} ;$$

$$Z_{\text{вх.ос}} = Z_{\text{вх}} \cdot \frac{F_{\text{вх.кз}}}{F_{\text{вх.хх}}} ;$$

А при параллельном – уменьшает:

Регулировка глубины обратной связи в схемах групповых усилителей осуществляется элементами групповой схемы. Обычно для этих целей используется несимметричная дифференциальная схема

Влияние ООС на амплитудно-частотную характеристику усилителя

Обратная связь, изменяя коэффициент усиления усилителя, изменяет его частотную, фазовую и переходную характеристики. Применительно к ООС, которая обычно используется в усилителе, различают частотно-независимую и частотно-зависимую обратные связи.

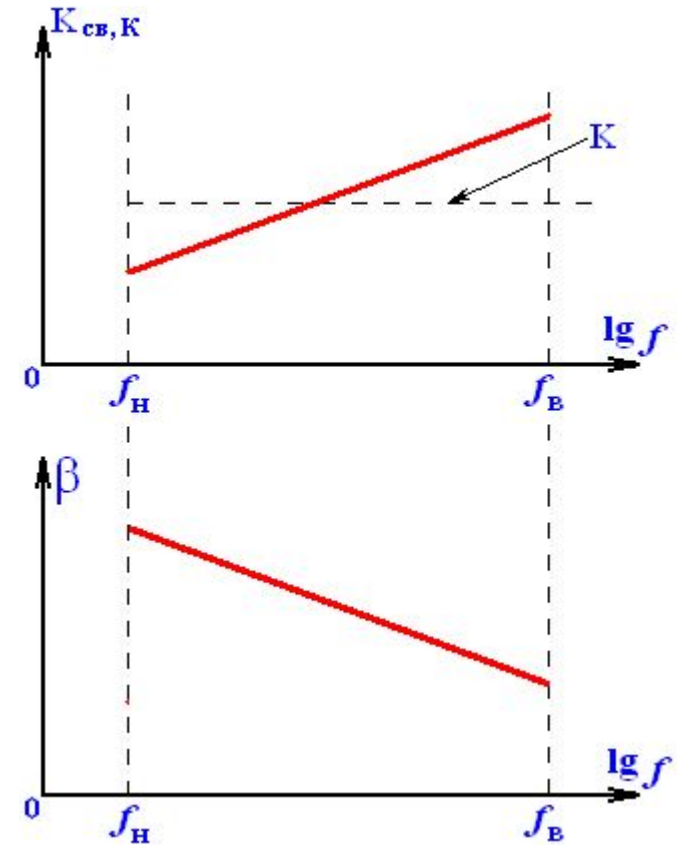
В случае частотно-независимой ООС можно получить коэффициент частотных искажений в виде :

$$M_{св} = 1 + \frac{M - 1}{1 + \beta \cdot K}$$

где M – коэффициент частотных искажений усилителя без обратной связи. При этом полоса частот усилителя расширяется, а коэффициент усиления усилителя, как было отмечено выше, уменьшается в глубину ООС раз.

В другом случае, частотно-зависимой ООС, можно получить желаемую АЧХ (ФЧХ и переходную характеристику), если применить глубокую ООС и зависимость $\beta(f)$. Это свойство широко используется в групповых усилителях, в конструировании усилителей и устройств с заданными параметрами. Например, в линейных усилителях систем передачи с частотным разделением каналов (ЧРК), требуется АЧХ подъёмом в области ВЧ.

Такую характеристику можно реализовать, если напряжение обратной связи будет уменьшаться с ростом частоты.



Устойчивость усилителей с

обратной связью

Усилители с ООС при определенных условиях могут самовозбуждаться, т.е. генерировать электрические колебания. Это свидетельствует о том, что усилитель прекращает свои функции по усилению электрических колебаний. При этом ООС превращается в ПОС. это происходит обычно за пределами рабочего диапазона частот из-за фазовых сдвигов в усилителе и в цепи обратной связи. Фаза как аргумент вектора петлевого коэффициента передачи Γ изменяется:

$$\Gamma = -\beta \cdot K \cdot e^{j\Delta\varphi_{\beta K}};$$

где величина $\Delta\varphi_{\beta K}$ определяется как сумма фазовых сдвигов в усилителе и в четырёхполюснике обратной связи:

$$\Delta\varphi_{\beta K} = \Delta\varphi_K + \Delta\varphi_{\beta}; \quad (4.13)$$

Уравнение (4.13) определяет дополнительный фазовый сдвиг к 180° между векторными источниками сигнала $\underline{U}_{вх.ист}$ и $\underline{U}_{вх.св.}$, т.е. $(180^\circ + \Delta\varphi_{\beta K})$. Причиной изменения фазы являются реактивные элементы схемы, а на высоких частотах дополнительно инерционность работы усилительных элементов.

При ООС и ПОС величина Γ является действительной:

$$\Gamma_{ООС} = 1 + T_{ООС} > 1;$$

$$\Gamma_{ПОС} = 1 - T_{ПОС} < 1;$$

Пока $T_{ПОС} < 1$, усилитель не возбуждается, хотя ООС превращается в ПОС, т.е. она оказывается ещё недостаточно глубокой для самовозбуждения. Генерация наступает при:

$$T_{ПОС} = 1;$$

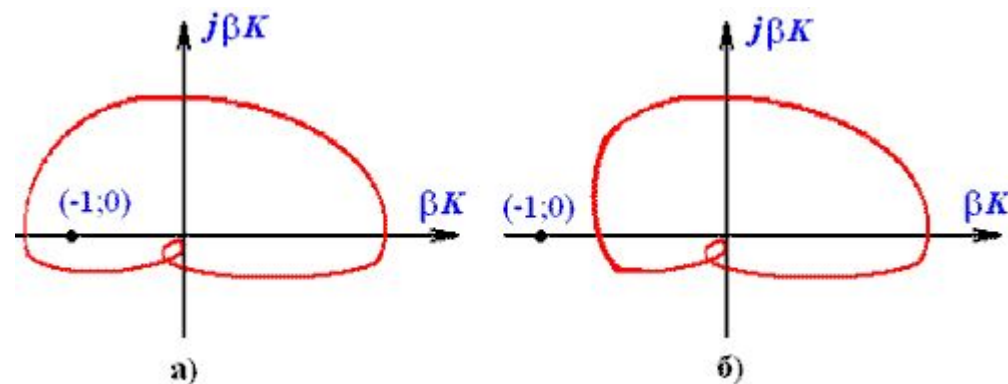
и коэффициент усиления с обратной связью будет иметь бесконечно большое значение:

$$K_{ООС} = \frac{K}{1 - T_{ПОС}} = \frac{K}{1 - 1} = \infty;$$

Практически усилитель возбуждается на низких и высоких частотах при:

$$T_{ПОС} \geq 1 \text{ и } \varphi_{\beta K} = 180^\circ + \Delta\varphi_{\beta K}$$

Для оценки устойчивости усилителя с обратной связью используются различные критерии. Наиболее приемлемым оказался критерий Найквиста, который заключается в следующем: "Если точка с координатами $(-1;0)$ лежит внутри годографа вектора βK для диапазона частот от 0 до ∞ , то система неустойчива, рис. 4.7а; если же точка $(-1;0)$ лежит вне указанного годографа, система устойчива, рис. 4.7б"



Диаграммы Найквиста для неустойчивого а) и устойчивого усилителей б) с обратной связью.

Для повышения устойчивости усилителей разработаны методы, суть которых сводится к следующему.

1. В усилителе с обратной связью следует охватить как можно меньше число каскадов, т.к. это уменьшает сдвиг фаз петли обратной связи
2. Применять в охваченных обратной связью каскадах схемы межкаскадной связи, дающие малые фазовые сдвиги.
3. При проектировании усилителей задаются допустимой степенью приближения годографа Γ к критической точке; эта степень получала название запаса устойчивости усилителя. Различают запас устойчивости по модулю "X" $X = -20 \lg |\Gamma_x|$ при $\arg \Gamma_x = \pi$; и запас устойчивости по фазе "Y"; $\pi_y = \pi - \arg \Gamma$ при $|\Gamma_x| = 1$

Для групповых усилителей, имеющих глубокую ООС принимают запасы устойчивости: по модулю $3n$ дБ, а по фазе $0,175$ рад ($10n$ град.), где n – число усилительных каскадов.

Резисторные усилительные каскады широко применяются в различных областях радиотехники. Идеальный усилитель имеет равномерную **АЧХ** во всей полосе частот, реальный усилитель всегда имеет искажения **АЧХ**, прежде всего - снижение усиления на низких и высоких частотах, как показано на рис.

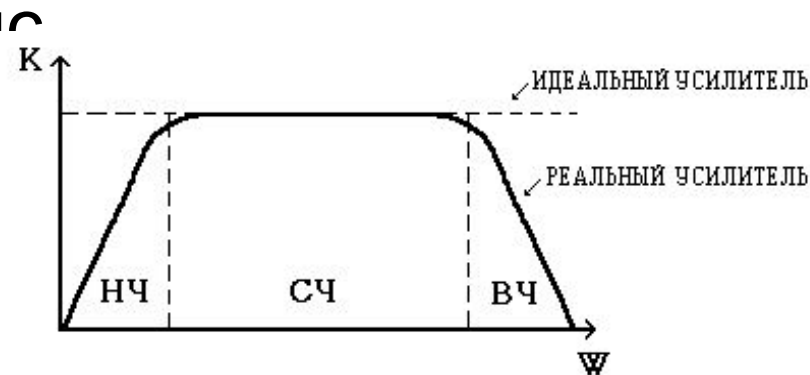
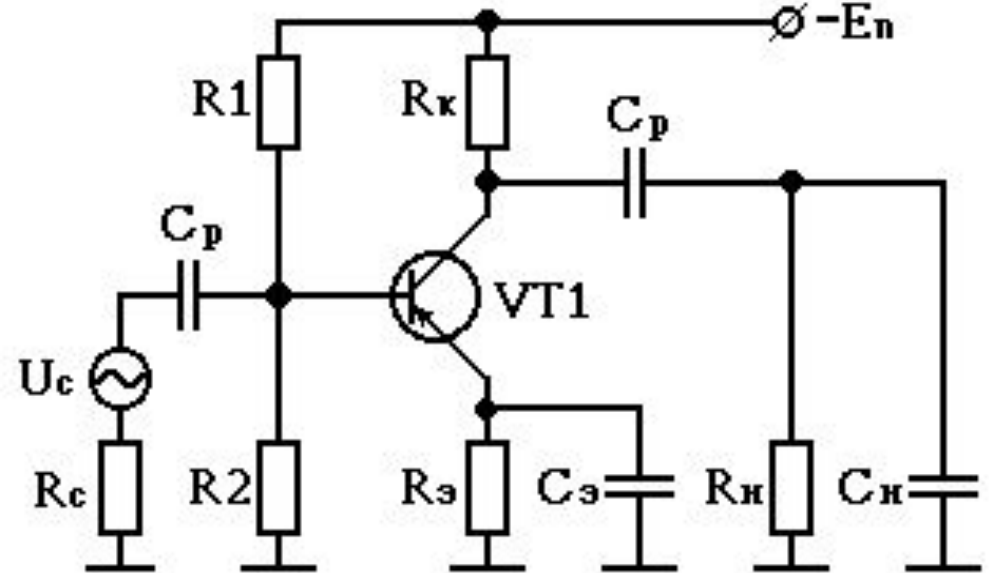
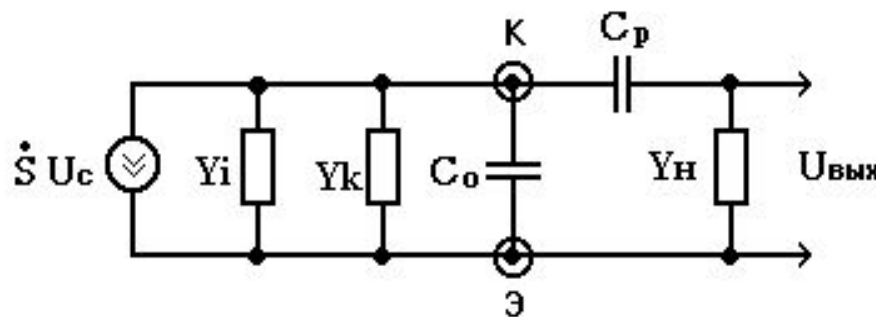


Схема резисторного усилителя переменного тока на биполярном транзисторе по схеме с общим эмиттером представлена на рис. 3.2, где R_c - внутреннее сопротивление источника сигнала U_c ; R_1 и R_2 - сопротивления делителя, задающие рабочую точку транзистора VT_1 ; $R_э$ - сопротивление в цепи эмиттера, которое шунтируется конденсатором $C_э$; R_k - коллекторное сопротивление; R_H - сопротивление нагрузки; C_p - разделительные конденсаторы, обеспечивающие разделение по постоянному току транзистора VT_1 от цепи сигнала и цепи нагрузки.

Температурная стабильность рабочей точки возрастает при увеличении $R_э$ (за счет увеличения глубины отрицательной обратной связи в каскаде на постоянном токе), стабильность рабочей точки также возрастает и при уменьшении R_1, R_2 (за счет увеличения тока делителя и повышения температурной стабилизации потенциала базы VT_1). Возможное уменьшение R_1, R_2 ограничено допустимым снижением входного сопротивления усилителя, а возможное увеличение $R_э$ ограничено

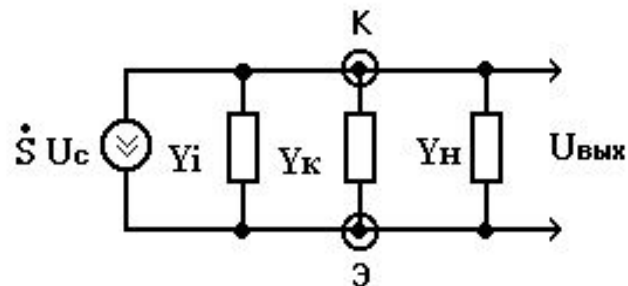


Эквивалентная схема выходной цепи усилителя по схеме рис.3.2 представлена на рис. 3.3, где: S - крутизна транзистора, U_c - входной сигнал, $Y_i = Y_{22}$ - выходная проводимость транзистора, $Y_k = 1/R_k$ - коллекторная проводимость, $C_o = C_{вых} + C_m + C_n$, $C_{вых}$ - выходная емкость транзистора, C_m - распределенная паразитная и монтажная емкости, C_n - емкость нагрузки, C_p - разделительный конденсатор, $Y_n = 1/R_n$ - проводимость нагрузки. Отметим, что обычно в усилителях провод $R_n > R_k$).



Эквивалентная схема получена с учетом того, что на переменном токе шина питания (“-Е_п”) и общая точка (“земля”) являются короткозамкнутыми, а также с учетом допущения $1/\omega C_э \ll R_э$, когда можно считать эмиттер VT1 подключенным на переменном токе к общей точке.

Поведение усилителя различно в области низких, средних и высоких частот (см.рис. 3.1). На средних частотах (СЧ), где сопротивление разделительного конденсатора C_p пренебрежимо мало ($1/\omega C_p \ll R_H$), а влиянием емкости C_o можно пренебречь, так как $1/\omega C_o \gg R_k$, эквивалентная схема усилителя преобразуется в схему рис.3.4.



Из схемы рис.3.4 следует, что на средних частотах усиление каскада K_o не зависит от частоты ω :

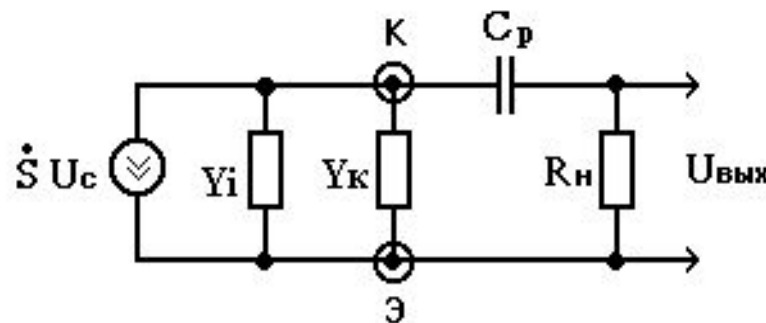
$$K_o = - S / (Y_i + Y_k + Y_n),$$

откуда с учетом $1/Y_i > R_n > R_k$ получаем приближенную формулу

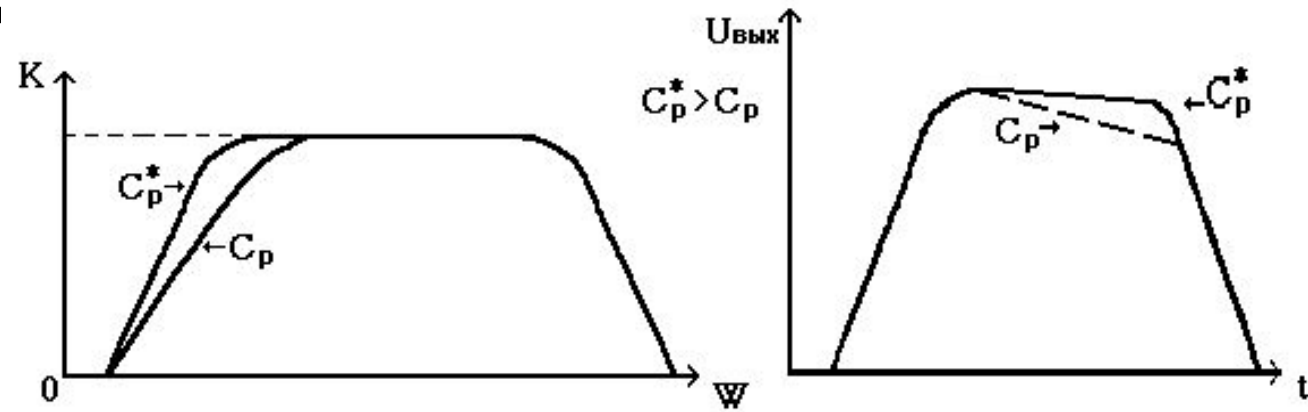
$$K_o \approx -SR_k.$$

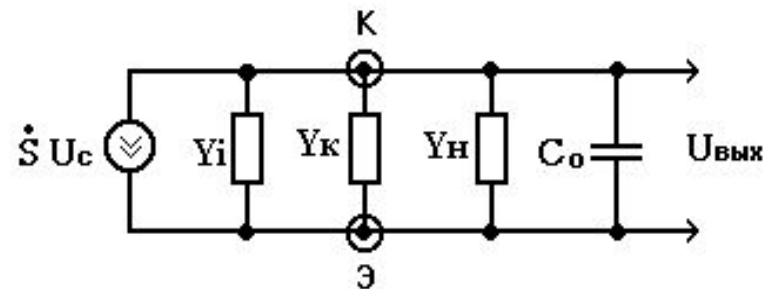
Следовательно, в усилителях с высокоомной нагрузкой номинальный коэффициент усиления K_o прямо пропорционален величине сопротивления коллектора R_k .

В области низких частот (НЧ) также можно пренебречь малой емкостью C_o , но необходимо учесть возрастающее с понижением ω сопротивление разделительного конденсатора C_p . Это позволяет получить из рис. 3.3 эквивалентную схему усилителя на НЧ в виде рис.3.5, откуда видно, что конденсатор C_p и сопротивление R_n образуют делитель напряжения, снимаемого с коллектора транзистора $VT1$.



Чем ниже частота сигнала ω , тем больше емкостное сопротивление C_p ($1/\omega C_p$), и тем меньшая часть напряжения попадает на выход, в результате чего происходит снижение усиления. Таким образом, C_p определяет поведение АЧХ усилителя в области НЧ и практически не оказывает влияния на АЧХ усилителя в области средних и высоких частот. Чем больше C_p , тем меньше искажения АЧХ в области НЧ, а при усилении импульсных сигналов - тем меньше искажения импульса в области больших времен (следствие плоской части вершины импульса), как показано на рис.3.6.





В области высоких частот (ВЧ), как и на СЧ, сопротивление разделительного конденсатора C_p пренебрежимо мало, при этом определяющим на АЧХ усилителя будет наличие емкости C_o . Эквивалентная схема усилителя в области ВЧ представлена на схеме рис. 3.7, откуда видно, что емкость C_o шунтирует выходное напряжение $U_{\text{вых}}$, следовательно с повышением ω будет уменьшаться усиление каскада. Дополнительной причиной снижения усиления на ВЧ является уменьшение крутизны транзистора S по закону:

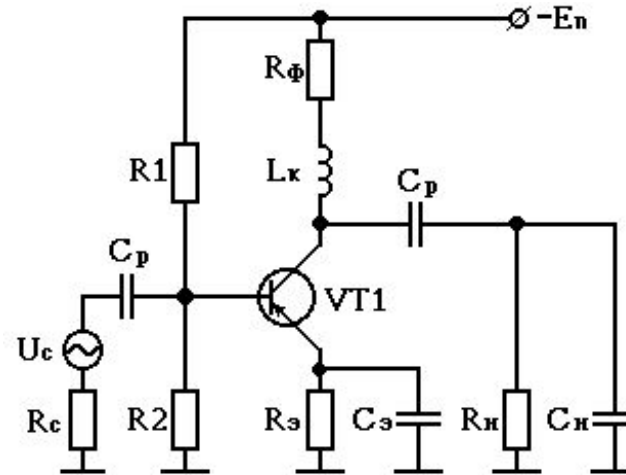
$$S(\omega) = S/(1 + j\omega\tau),$$

где τ - постоянная времени транзистора.

Шунтирующее действие C_o будет сказываться меньше при уменьшении сопротивления R_k . Следовательно, для увеличения верхней граничной частоты полосы усиливаемых частот необходимо уменьшать коллекторное сопротивление R_k , однако это неизбежно приводит к пропорциональному снижению номинального коэффициента усиления.

Для корректирования АЧХ реального усилителя с целью её приближения к АЧХ идеального усилителя применяют специальные схемы коррекции в области НЧ и ВЧ.

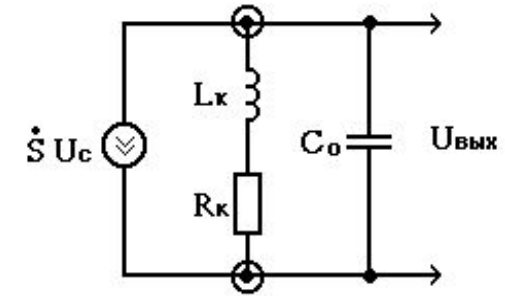
Схема ВЧ - коррекции АЧХ при помощи корректирующей индуктивности L_k приведена на рисунке



Принцип работы этой схемы основан на увеличении в области ВЧ сопротивления коллекторной цепи ($R_k + j\omega L_k$). Увеличение этого сопротивления с ростом ω позволяет повысить усиление каскада на ВЧ. Необходимым условием эффективности работы этой схемы является высокоомность внешнего сопротивления нагрузки $R_n > R_k$. В противном случае малое сопротивление R_n будет шунтировать коллекторную цепь, при этом усиление каскада будет определяться величиной R_n и мало зависеть от R_k и L_k .



Эквивалентная схема каскада с ВЧ-коррекцией при $1/Y_i > R_n > R_k$ представлена на рис.3.9, откуда следует, что на ВЧ АЧХ скорректированного усилителя близка к частотной характеристике параллельного колебательного контура.



Следовательно, при неоптимальном выборе параметров корректирующей индуктивности L_k на АЧХ усилителя может появиться подъем, вызывающий искажения усиливаемых сигналов. АЧХ и ПХ усилителя с ВЧ-коррекцией при оптимальных и неоптимальных параметрах корректирующей индуктивности L_k показаны на рис.

1. $L_k < L_{опт}$ 2. $L_k = L_{опт}$ 3. $L_k > L_{опт}$

Видно, что ВЧ-коррекция оказывает влияние только на область ВЧ (область малых времен - фронты импульсов). При $L_k > L_{опт}$ длительность фронта самая малая, однако, на выходном импульсном сигнале возникает выброс.

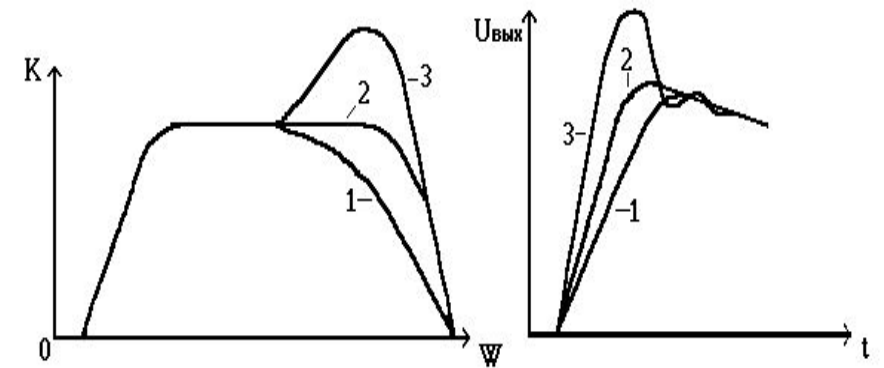
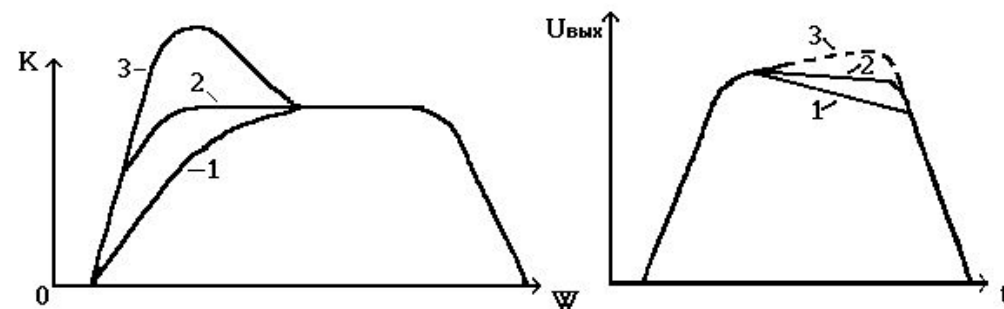
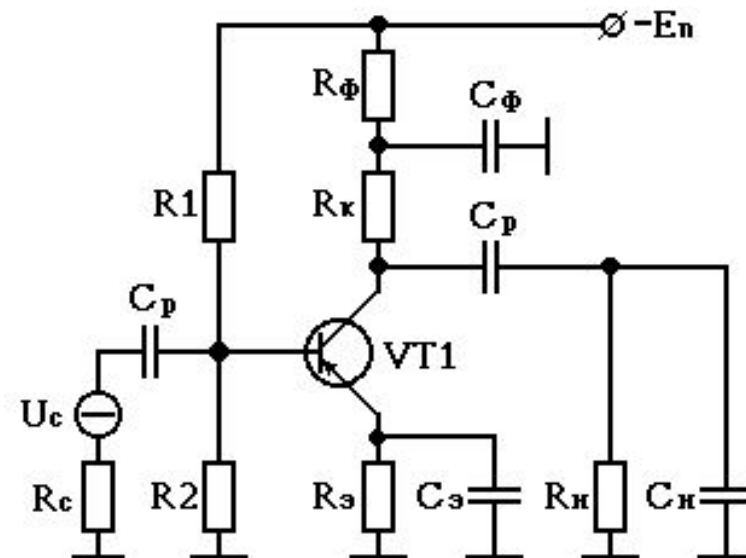


Схема НЧ-коррекции АЧХ усилителя показана на рисунке, где R_{ϕ} и C_{ϕ} - элементы НЧ-коррекции, выполняющие попутно и роль НЧ-фильтра в цепи питания транзистора VT1.

Принцип работы схемы НЧ-коррекции основан на увеличении сопротивления коллекторной цепи в области НЧ, поэтому, как и в схеме индуктивной ВЧ-коррекции, данная схема эффективна только при высокоомной нагрузке $R_H > R_K$. Емкость конденсатора C_p выбирается таким образом, чтобы на средних и высоких частотах выполнялось $1/\omega C_{\phi} \ll R_{\phi}$ (то есть C_{ϕ} шунтирует R_{ϕ}), поэтому цепь C_{ϕ} , R_{ϕ} практически не оказывает влияния на работу усилителя на СЧ и ВЧ. На НЧ сопротивление C_{ϕ} становится больше сопротивления R_{ϕ} , это увеличивает сопротивление коллекторной цепи и как результат - понижает нижнюю граничную частоту полосы пропускания усилителя. При этом отношение R_{ϕ}/R_K определяет максимально возможный подъем усиления с понижением частоты ω , который однако, реально всегда бывает меньше по причине снижения усиления на НЧ из-за разделительного конденсатора C_p .

АЧХ и ПХ усилителя при оптимальных и неоптимальных параметрах НЧ-коррекции (1 - без коррекции, 2 - оптимальная коррекция, 3 - перекоррекция) приведены на рисунке.



КАК ВЫБРАТЬ ПОЛОЖЕНИЕ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

Зависимость тока входного электрода от напряжения на нем при постоянном напряжении выходного электрода называется входной статической характеристикой (рис. 3). Другими словами, для транзистора, включенного по схеме ОЭ, входная статическая характеристика представляет собой зависимость тока базы от напряжения на базе при неизменном напряжении на коллекторе. Если напряжение на коллекторе меняется, то характеристика тоже изменяется. Обычно снимают не одну, а семейство входных характеристик для различных напряжений $U_{КЭ}$.

Выходной статической характеристикой (рис. 4) называется зависимость тока выходного электрода транзистора от напряжения на этом электроде при неизменном токе входного электрода. При включении транзистора по схеме ОЭ — это зависимость тока $I_{К}$ от напряжения $U_{КЭ}$ при неизменном токе базы $I_{Б}$.

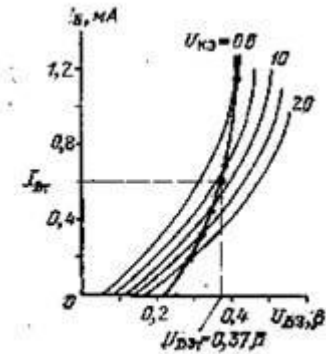


Рис. 3. Входная характеристика транзистора

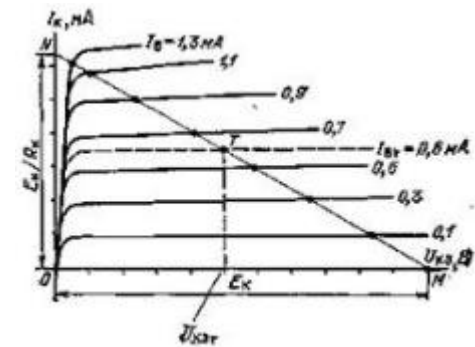


Рис. 4. Выходная характеристика транзистора

КАК ВЫБРАТЬ ПОЛОЖЕНИЕ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

Статические характеристики предполагают, что в коллекторную цепь транзистора не включено сопротивление нагрузки.

Если такое сопротивление есть, то изменение тока коллектора происходит не только под действием изменения тока или напряжения на базе, но и под действием изменения напряжения на самом коллекторе.

Это последнее изменение происходит потому, что при изменении коллекторного тока, протекающего через резистор нагрузки R_K , происходит изменение падения напряжения на этом резисторе. А это значит, что в процессе усиления переменного сигнала на коллекторе транзистора, напряжение изменяется непрерывно и транзистор как бы непрерывно переходит с одной выходной статической характеристики на другую.

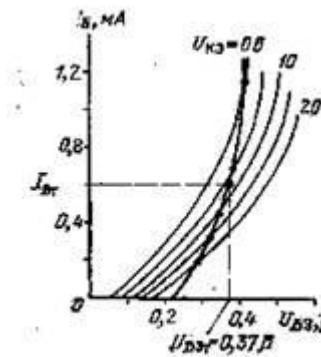


Рис. 3. Входная характеристика транзистора

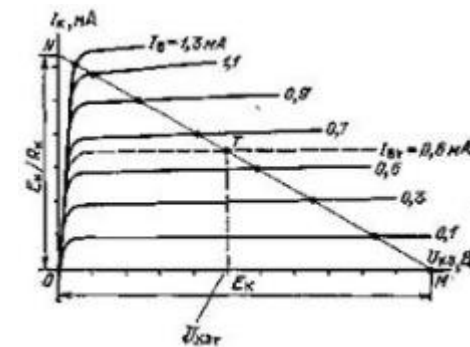


Рис. 4. Выходная характеристика транзистора

КАК ВЫБРАТЬ ПОЛОЖЕНИЕ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

Построим на выходной статической характеристике линию, которая будет характеризовать ток коллектора в зависимости от изменяющегося коллекторного напряжения. Такую линию называют нагрузочной (динамической) выходной или рабочей характеристикой транзистора. Для ее построения предположим вначале, что транзистор заперт и ток коллектора равен нулю: $I_k = 0$. В этом случае напряжение на коллекторе равно напряжению E_k его источника питания, так как падение напряжения на нагрузке R_k отсутствует. На оси напряжений $U_{кэ}$ семейства статических выходных характеристик найдем точку, соответствующую $I_{кэ} = E_k$. Эту точку нулевого тока обозначим M . Теперь найдем вторую крайнюю точку динамической характеристики из предположения, что напряжение на коллекторе транзистора $U_{кэ} = 0$, т. е. транзистор замкнут накоротко. В этом случае ток коллектора $I_k = E_k / R_k$.

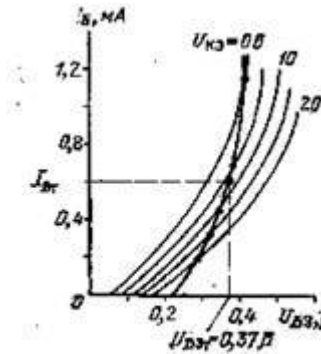


Рис. 3. Входная характеристика транзистора

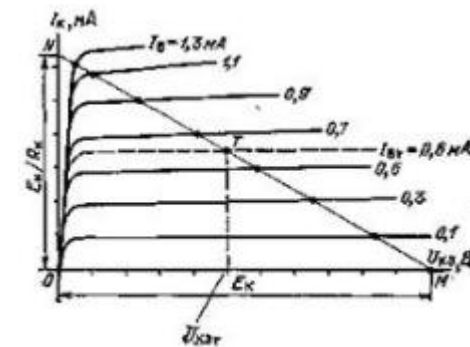


Рис. 4. Выходная характеристика транзистора

КАК ВЫБРАТЬ ПОЛОЖЕНИЕ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

В действительности коллекторный ток таким быть не может, так как при нулевом коллекторном напряжении транзистор вообще не работает. Отметим, что теоретический максимальный ток на оси токов семейства статических коллекторных характеристик соответствует точке N . Таким образом, получили две крайние точки динамической выходной характеристики. Остальные точки лежат на прямой, соединяющей их. Так как уравнение $U_k = E_k - I_k R_k$ — уравнение прямой линии, через точки M и N проведем прямую, которая и есть выходная динамическая характеристика. Если изменить сопротивление нагрузки R_k , например увеличить его до R'_k , то ток $I'_k = E_k / R'_k$ станет меньше $I_k = E_k / R_k$ и точка N опустится, а динамическая характеристика наклонится вниз, повернувшись вокруг точки M . При $R_k \rightarrow \infty$ коллекторный ток прекратится. Наоборот, если уменьшить R_k , то коллекторный ток увеличится и динамическая характеристика поднимется.

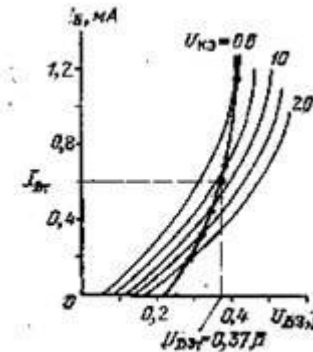


Рис. 3. Входная характеристика транзистора

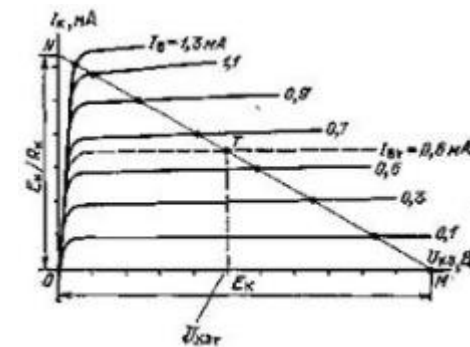


Рис. 4. Выходная характеристика транзистора

КАК ВЫБРАТЬ ПОЛОЖЕНИЕ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

Далее находят точки пересечения выходной динамической характеристики со статическими характеристиками при различных токах базы. Затем определяют соответствующие напряжения коллектора $U_{КЭ}$ этих точек и строят по характеристике $I_B(U_{КЭ})$ точки динамической входной характеристики (см. рис. 3).

Как видно из рис. 3, входная динамическая характеристика нелинейная (хотя и получена с помощью линейной выходной характеристики). Следовательно, во входной цепи усилителя возникают нелинейные искажения, т. е. если синусоидальное напряжение $U_{БЭ}$ входной цепи достаточно велико, то ток I_B будет нелинейным.

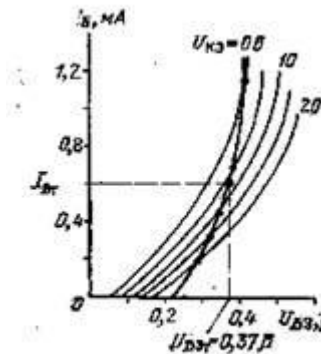


Рис. 3. Входная характеристика транзистора

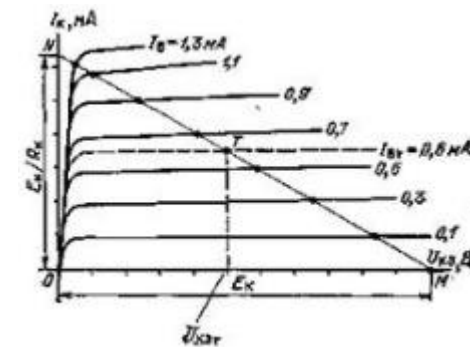


Рис. 4. Выходная характеристика транзистора

КАК ВЫБРАТЬ ПОЛОЖЕНИЕ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

Обычно в справочниках не приводят семейства входных статических характеристик для схемы ОЭ и для ОБ. Объясняется это тем, что коллекторное напряжение слабо влияет на входной ток, поэтому обычно ограничиваются двумя входными статическими характеристиками: при $U_{кэ} = 0$ и 5 В.

Если особой точности не требуется, то можно считать, что входная динамическая характеристика совпадает по форме с входной статической характеристикой при $U_{кэ} = 5$ В. При этом в действительности искажения в каскаде будут меньше, так как нелинейность входной динамической характеристики меньше нелинейности, входных статических характеристик.

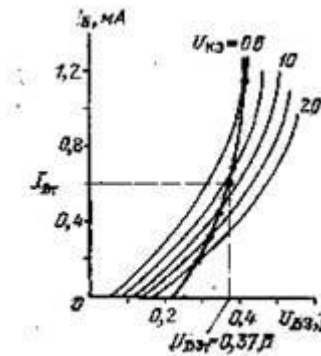


Рис. 3. Входная характеристика транзистора

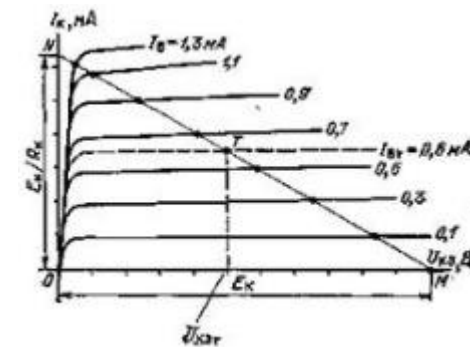


Рис. 4. Выходная характеристика транзистора

КАК ВЫБРАТЬ ПОЛОЖЕНИЕ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

Если теперь подать на базу транзистора переменное напряжение, то рабочая точка T будет непрерывно перемещаться по динамической характеристике в соответствии с мгновенными значениями входного напряжения.

Если положение рабочей точки, напряжения питания и сам транзистор выбраны неправильно, то могут появиться значительные искажения.

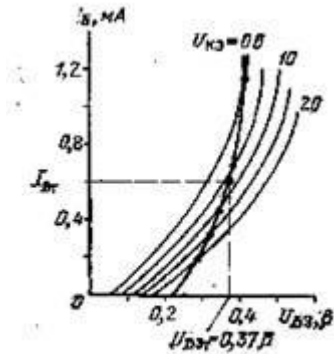


Рис. 3. Входная характеристика транзистора

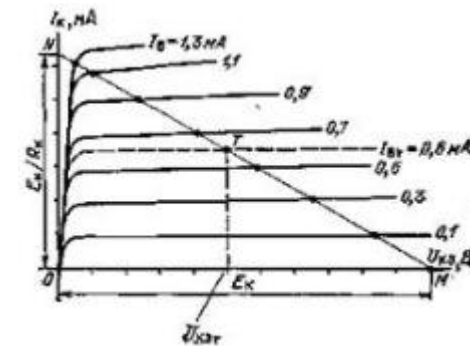


Рис. 4. Выходная характеристика транзистора

КАК ВЫБРАТЬ ПОЛОЖЕНИЕ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

На рис. 5 показана принципиальная схема простейшего усилительного каскада при включении транзистора по схеме ОЭ.

Каскад содержит два источника питания: E_K — коллекторного напряжения и E_G — напряжения смещения.

В реальном усилительном каскаде напряжение смещения получают от источника коллекторного напряжения. Сделаем два опущения.

Первое: нагрузка R_K каскада одинакова для постоянного и переменного токов. Такое допущение справедливо-только в том случае, когда выходное напряжение каскада подается на устройство с очень большим входным сопротивлением. В нашей схеме роль такого сопротивления играет сопротивление резистора R_u переходной цепи, т. е. первое допущение справедливо, если $R_n > R_K$. Однако в реальных условиях роль резистора R_a играет небольшое входное сопротивление следующего каскада, поэтому на грузка транзистора для постоянного тока не равна нагрузке для переменного тока. Второе допущение: внутреннее сопротивление источника сигнала будем считать одинаковым для постоянного и переменного токов (хотя в действительности это не так).

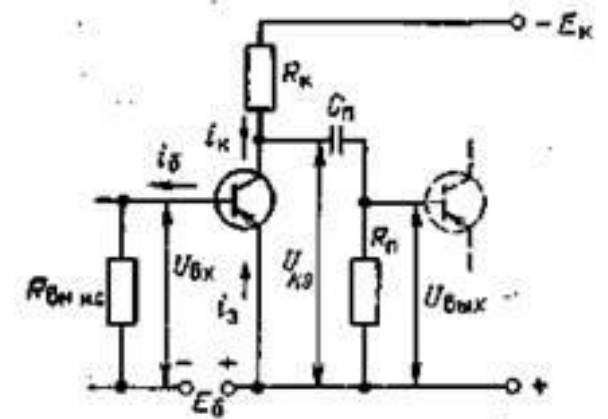


Рис. 5. Схема усилительного транзисторного каскада

КАК ВЫБРАТЬ ПОЛОЖЕНИЕ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

Работа усилительного каскада зависит от исходного режима, т.е. от положения рабочей точки T на характеристиках при отсутствии сигнала (режим по постоянному току) и от амплитуды входного сигнала.

Как видно из характеристик на рис. 3 и 4, исходный режим по постоянному току, т. е. исходное положение рабочей точки T на характеристиках, зависит от напряжения источника смещения E_{σ} , так как именно этим напряжением определяется (при отсутствии входного сигнала) ток базы I_B , а следовательно коллекторный ток I_K и напряжение $U_{KЭ}$. Таким образом, изменяя напряжение смещения на базе E_{σ} , можно установить необходимое исходное положение рабочей точки T на выходной характеристике транзистора.

Каким же должно быть это положение?

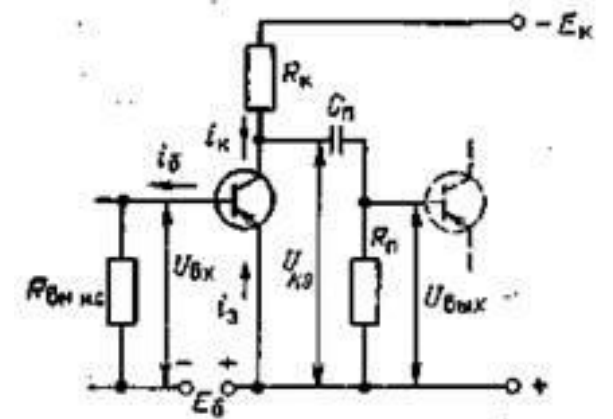


Рис. 5. Схема усилительного транзисторного каскада

КАК ВЫБРАТЬ ПОЛОЖЕНИЕ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

Если неправильно выбрать положение рабочей точки T (рис. 6), то транзистор в процессе усиления будет периодически находиться в режиме насыщения (когда коллекторный ток максимален и не увеличивается, несмотря на продолжающееся увеличение амплитуды входного сигнала), либо в режиме отсечки (когда коллекторный ток минимален из-за запираания транзистора). В обоих случаях усиление сигнала будет происходить со значительными нелинейными искажениями, т. е. форма выходного тока усилительного каскада не будет соответствовать форме входного усиливаемого сигнала.

Поэтому положение точки T на выходной характеристике должно удовлетворять условиям:

$$|U_{KT}| > U_{KЭT} + U_{KЭmin}; |U_{KЭT}| + U_{KЭm} < U_{KЭmax}$$

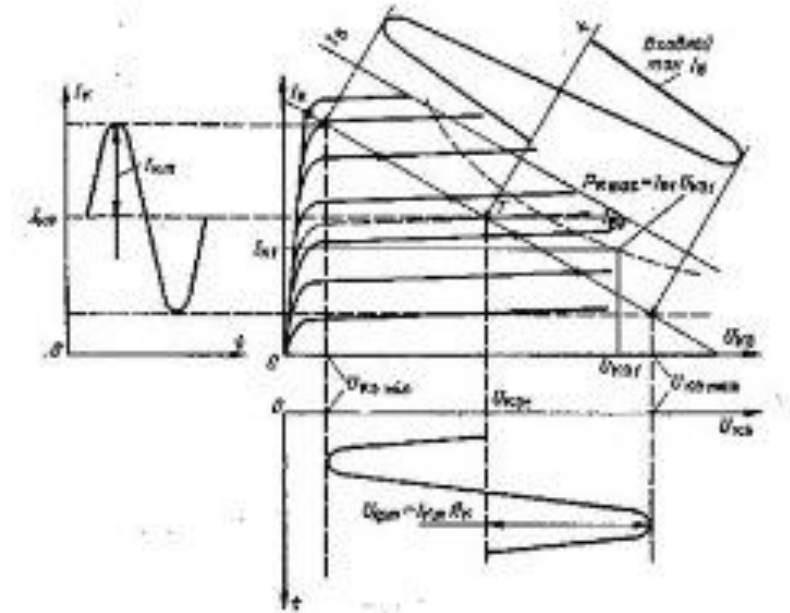


Рис. 6. График работы усилительного транзисторного каскада

КАК ВЫБРАТЬ ПОЛОЖЕНИЕ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

Таким образом, выяснив из приведенных соотношений исходное положение точки T на выходной динамической характеристике, определяют соответствующей этому положению исходный ток базы $I_{БТ}$ (см. рис. 4 — для нашего случая $I_{БТ} = 0,6$ мА). Затем, отыскав на входной динамической характеристике точку, соответствующую $I_{БТ}$, определяют необходимое для создания этого тока напряжение смещения на базе $U_{БЭ}$ (по рис. 3 току $I_{БТ} = 0,6$ мА необходимо напряжение смещения на базе $U_{Б} = 0,37$ В).

Однако надо учитывать и мощностные возможности транзистора. Ведь, произведение напряжения $U_{кэ}$, соответствующее точке T , на ток коллектора $I_{кГ}$ — это мощность P_k , рассеиваемая на транзисторе в состоянии покоя. Она не должна превышать допустимую для данного транзистора $P_{кmax}$, иначе он перегреется и выйдет из строя. Поэтому условие для выбора транзистора по мощности:

$$|U_{ка Т}| I_{кГ} < P_{к max}$$

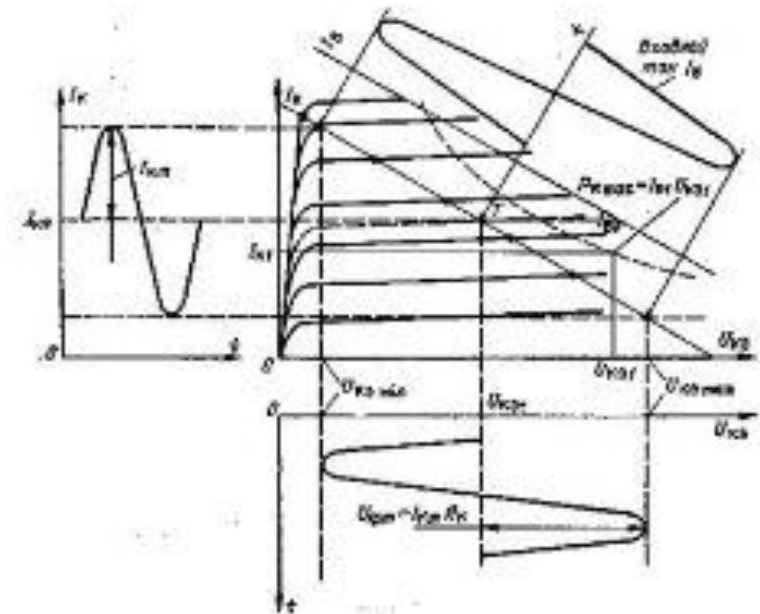


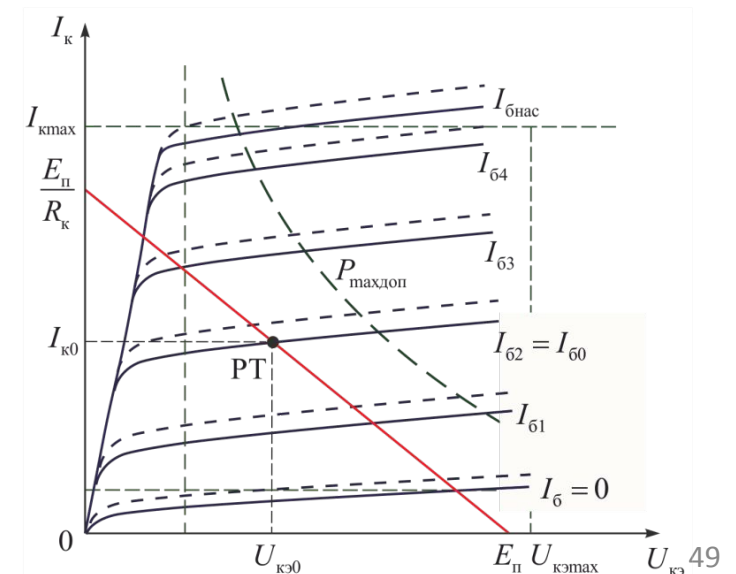
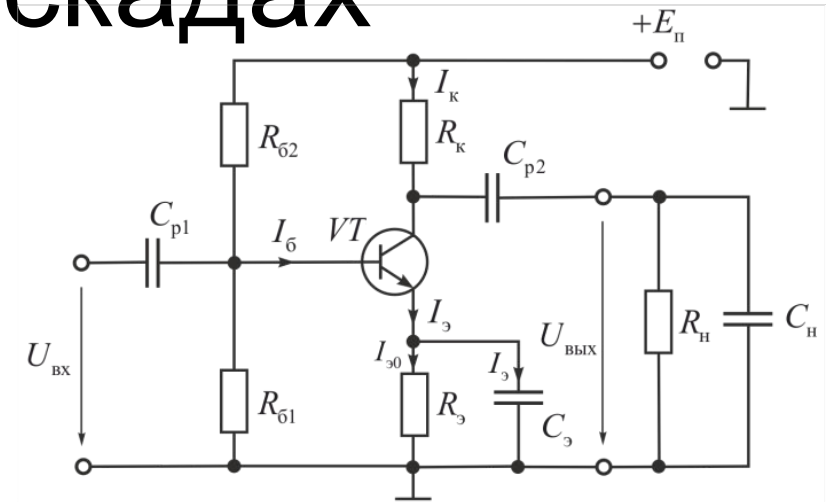
Рис. 6. График работы усилительного транзисторного каскада

Схемы задания и стабилизации режима покоя в транзисторных каскадах

На рис. а представлена схема УК с фиксированным напряжением базы. Данное фиксирование (стабилизация) осуществляется заменой источника напряжения смещения делителем

напряжения питания $E_{\text{п}}$ (сопротивления $R_{\text{б1}}$ и $R_{\text{б2}}$), часть которого, выделяемая на резисторе $R_{\text{б1}}$, равна значению напряжения базы $U_{\text{бэ0}}$, т.е. задает **режим покоя** ($U_{\text{вх}} = 0$) в УК.

Конденсаторы $C_{\text{р1}}$ и $C_{\text{р2}}$ являются разделительными: $C_{\text{р1}}$ исключает шунтирование входной цепи каскада цепью источника входного сигнала по постоянному току, что позволяет, исключить протекание постоянного тока через источник входного сигнала по цепи $+E_{\text{п}} \rightarrow R_{\text{б2}} \rightarrow$ внутреннее сопротивление источника $R_{\text{г}}$, а также обеспечить независимость напряжения $U_{\text{бэ0}}$ в режиме покоя от внутреннего сопротивления источника входного сигнала. Назначение конденсатора $C_{\text{р2}}$ – пропускать в цепь нагрузки только переменную составляющую напряжения.



Схемы задания и стабилизации режима покоя в транзисторных каскадах

Рассмотрим подробнее процесс задания режима покоя. Для этого воспользуемся *графоаналитическим методом*.

Составим уравнение по 2-му закону Кирхгофа для режима покоя, т. е. для постоянных составляющих токов и напряжений:

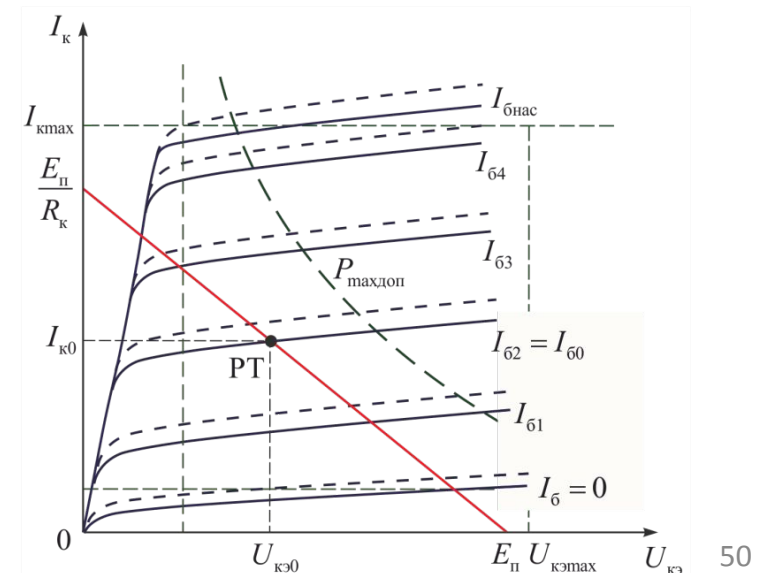
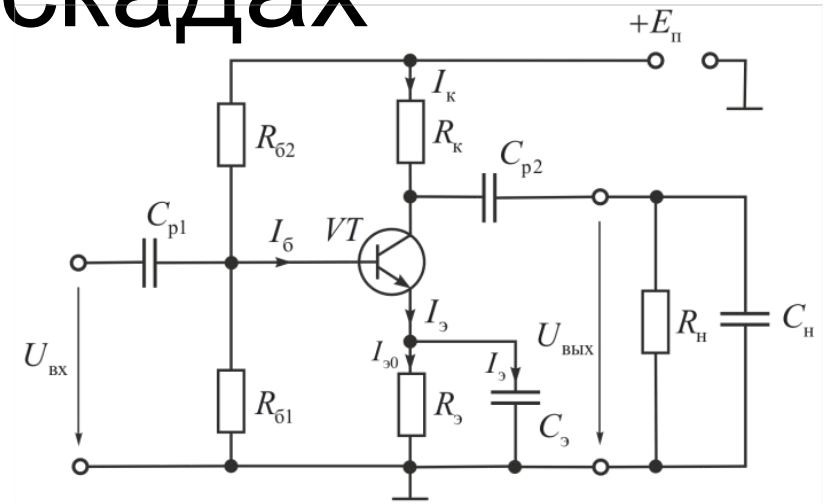
$$I_{к0} R_k + U_{кэ0} + U_{Рэ0} - E_{п} = 0.$$

Величина $U_{Рэ0}$ незначительна, поэтому ею для упрощения анализа можно пренебречь, и тогда получаем уравнение

$$I_{к0} R_k + U_{кэ0} = E_{п}.$$

Данное выражение является уравнением прямой линии на плоскости выходных ВАХ транзистора. Эта линия называется *нагрузочной характеристикой (линией) УК (б)*. Точка пересечения этой линии с ВАХ, соответствующей $I_{б0}$, определяет режим работы каскада по постоянному току (режим покоя).

Основные параметры УК зависят от внешних возмущений и в первую очередь от температуры. При изменении температуры изменяется обратный ток $I_{кобр}$ напряжение $U_{бэ}$ и коэффициент передачи по току. Все эти изменения принято характеризовать понятием **дрейф нуля** УК. Внешние воздействия, *изменяя ток покоя транзистора*, выводят транзистор из заданного режима (в



Методы стабилизации работы УК

Основные методы стабилизации работы УК:

- термокомпенсация,
- параметрическая стабилизация,
- введение отрицательной обратной связи (термостабилизация).

Термокомпенсация заключается в том, что отдельные термозависимые элементы или целиком каскады помещаются в термокамеру с постоянной температурой.

Параметрическая стабилизация основана на введении в схему элементов (полупроводниковых элементов или терморезисторов), которые компенсируют изменение параметров схемы при внешних воздействиях среды.

Например, воздействие температуры может быть уменьшено включением в цепь базы схемы на рис., а прямо смещенного диода VD , температурный коэффициент стабилизации напряжения (ТКН) которого равен ТКН эмиттерного перехода транзистора. При изменении температуры окружающей среды напряжение $U_{b_{30}}$ и напряжение на диоде U_{VD} будет меняться одинаково, в результате чего ток покоя базы $I_{b_{30}}$ останется постоянным.

Методы стабилизации работы УК

Основные методы стабилизации работы УК:

- термокомпенсация,
- параметрическая стабилизация,
- введение отрицательной обратной связи (термостабилизация).

Введение отрицательной обратной связи является более распространенным. Эффект стабилизации в такой схеме достигается введением по постоянному току отрицательной обратной связи (ООС), путем включения резистора R_3 . На частотах сигнала эта ООС устраняется шунтированием резистора R_3 емкостью C_3 .

В данном случае напряжение $U_{бэ0}$ определяется как:

$$U_{бэ0} = U_{бэ} - U_{R_3}$$

Механизм действия ООС можно изобразить следующей диаграммой:

$$\text{Внешнее воздействие } (t^\circ) \uparrow \rightarrow I_{к0} \uparrow \rightarrow U_{R_3} \uparrow \rightarrow U_{бэ0} \downarrow \rightarrow I_{б0} \downarrow \rightarrow I_{к0} \downarrow$$

петля ООС

В некоторых усилителях используются одновременно метод параметрической стабилизации и введение ООС по току и напряжению.

Режимы работы транзистора

В общем случае для транзистора возможны четыре **устойчивых состояния (режима)**. Они отличаются друг от друга тем, в каком состоянии (прямое или обратное смещение) находятся эмиттерный и коллекторный переходы транзистора. Приведем их полное описание.

Активный режим – соответствует случаю, рассмотренному при анализе усилительных свойств транзистора. В этом режиме прямосмещенным оказывается эмиттерный переход, а на коллекторном присутствует обратное напряжение, именно в активном режиме транзистор наилучшим образом проявляет свои усилительные свойства. Поэтому часто такой режим называют *основным* или *нормальным*.

Инверсный режим – полностью противоположен активному режиму, т.е. обратносмещенным является эмиттерный переход, а прямосмещенным – коллекторный. В таком режиме транзистор также может использоваться для усиления. Однако из-за конструктивных различий между областями коллектора и эмиттера усилительные свойства транзистора в инверсном режиме проявляются гораздо хуже, чем в режиме активном. Поэтому на практике инверсный режим практически не используется.

Режим насыщения (режим двойной инжекции) – оба перехода транзистора находятся под прямым смещением. В этом случае выходной ток транзистора не может управлять его входным током, т.е. усиление сигналов невозможно. Режим насыщения используется в ключевых схемах, где в задачу транзисторов входит не усиление сигналов, а замыкание/размыкание разнообразных электрических цепей.

Режим отсечки – к обоим переходам подведены обратные напряжения. Такой режим также используется в ключевых схемах. Поскольку в нем выходной ток транзистора практически равен нулю, то он соответствует размыканию транзисторного ключа.

Угол отсечки – половиной той части периода, в течение которого транзистор открыт.

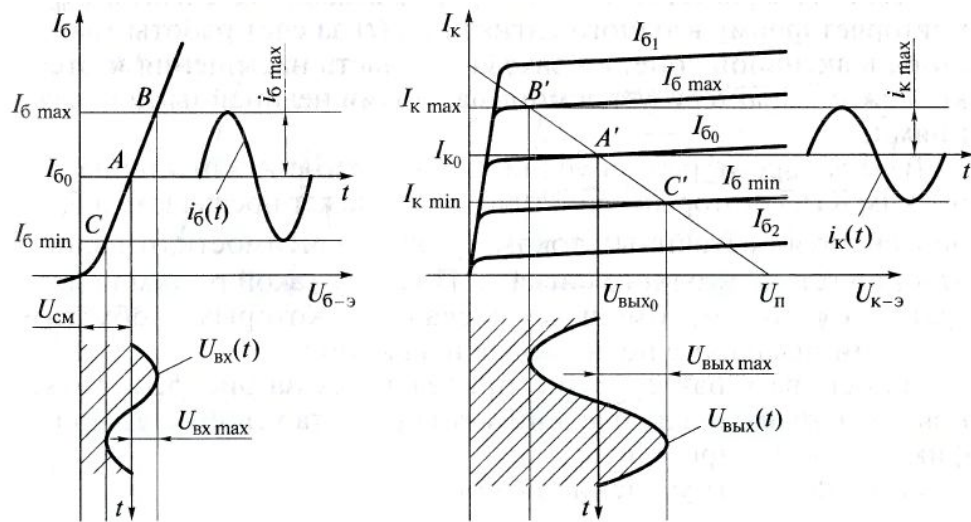
Заметим, что кроме названных основных рабочих режимов в транзисторе возможен *режим пробоя* на различных переходах. Обычно он возникает только в случае аварии и не используется в работе, однако существуют специальные *лавинные биполярные транзисторы*, в которых режим пробоя является как раз основным рабочим режимом.

Классы усиления

Чтобы различать динамику изменений режимов работы транзистора (а это имеет значение при расчете их энергопотребления и тепловыделения) вводится понятие **класса усиления**.

Различают пять основных классов усиления, которые обозначаются прописными латинскими буквами: *A, B, AB, C, D*.

Классы усиления



Класс усиления А. При работе в данном классе усиления транзистор все время находится в активном режиме. Режим характеризуется тем, что ИРТ, определяемая смещением, находится в середине линейного участка входной характеристики, а, следовательно, и в середине нагрузочной характеристики, так, что амплитудные значения сигналов не выходят за те пределы нагрузочной прямой, где изменения тока коллектора пропорциональны изменениям тока базы.

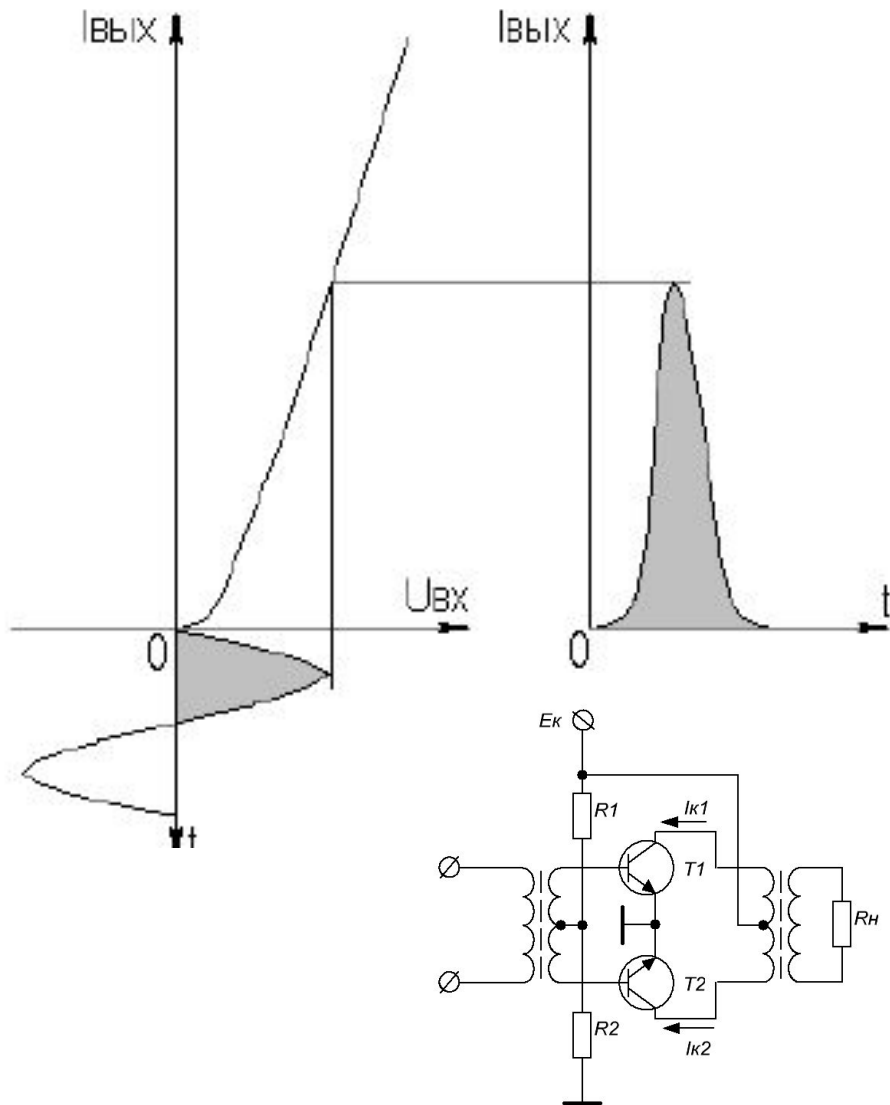
При работе в классе А:

- угол отсечки $\theta = 180^\circ$,
- КПД невысокий: $\eta = (25 \dots 30)\%$,
- коэффициент гармоник: $K_r = 1\%$ (малые нелинейные искажения).

УК такого класса применяются в основном в качестве маломощных предварительных каскадов, но иногда и в качестве окончных.

Классы усиления

Класс усиления B.



Этот класс характеризуется тем, что ИРТ находится в начале входной характеристики. 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..

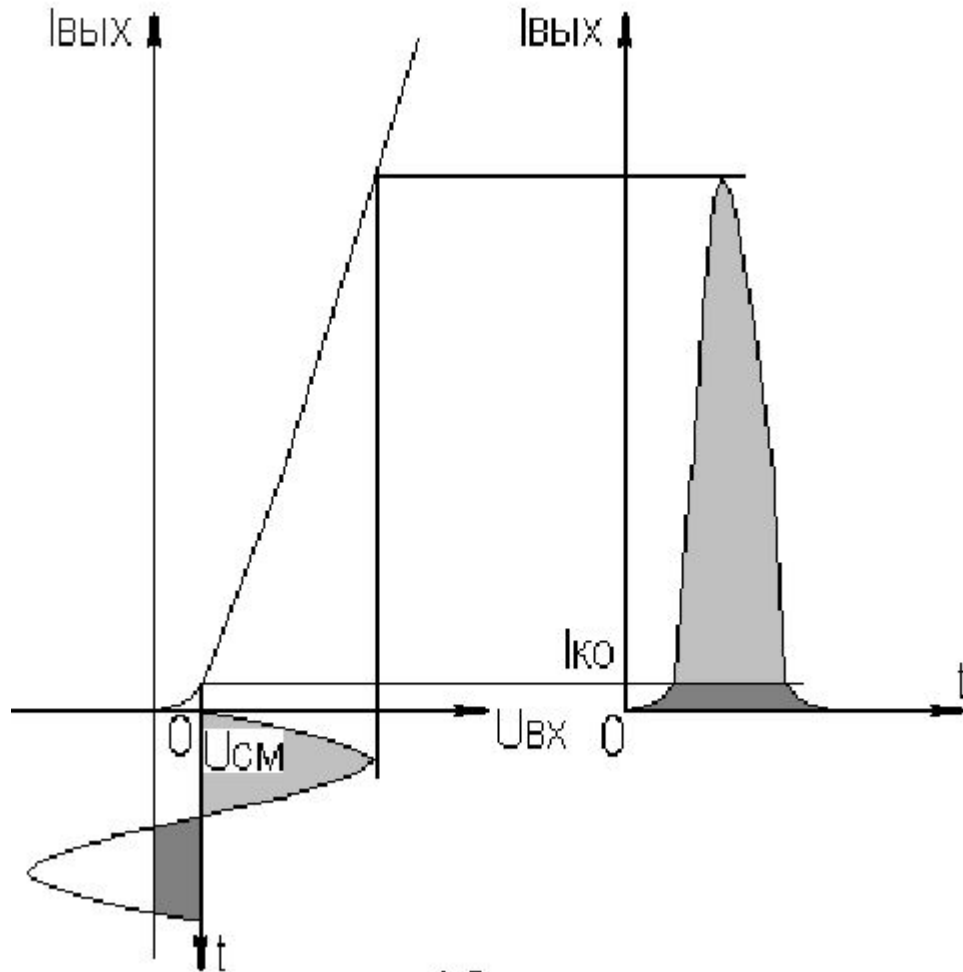
При работе в классе B:

- угол отсечки $\theta = 90^\circ$,
- КПД значительно выше чем в классе A: $\eta = (65...70)\%$,
- коэффициент гармоник: $K_r \leq 10\%$ (большой уровень нелинейных искажений).

Существенный недостаток – 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.

Класс усиления АВ

Классы усиления



Данный класс усиления является промежуточным между классами *A* и *B*. В этом случае транзистор также переключается между режимом отсечки и активным режимом, но преобладающим является все-таки именно активный режим.

Незначительное понижение КПД усилительного каскада в классе *AB* компенсируется существенным уменьшением нелинейных искажений при усилении одного из полупериодов входного сигнала.

При работе в классе *AB*:

угол отсечки $\theta > 90^\circ$,

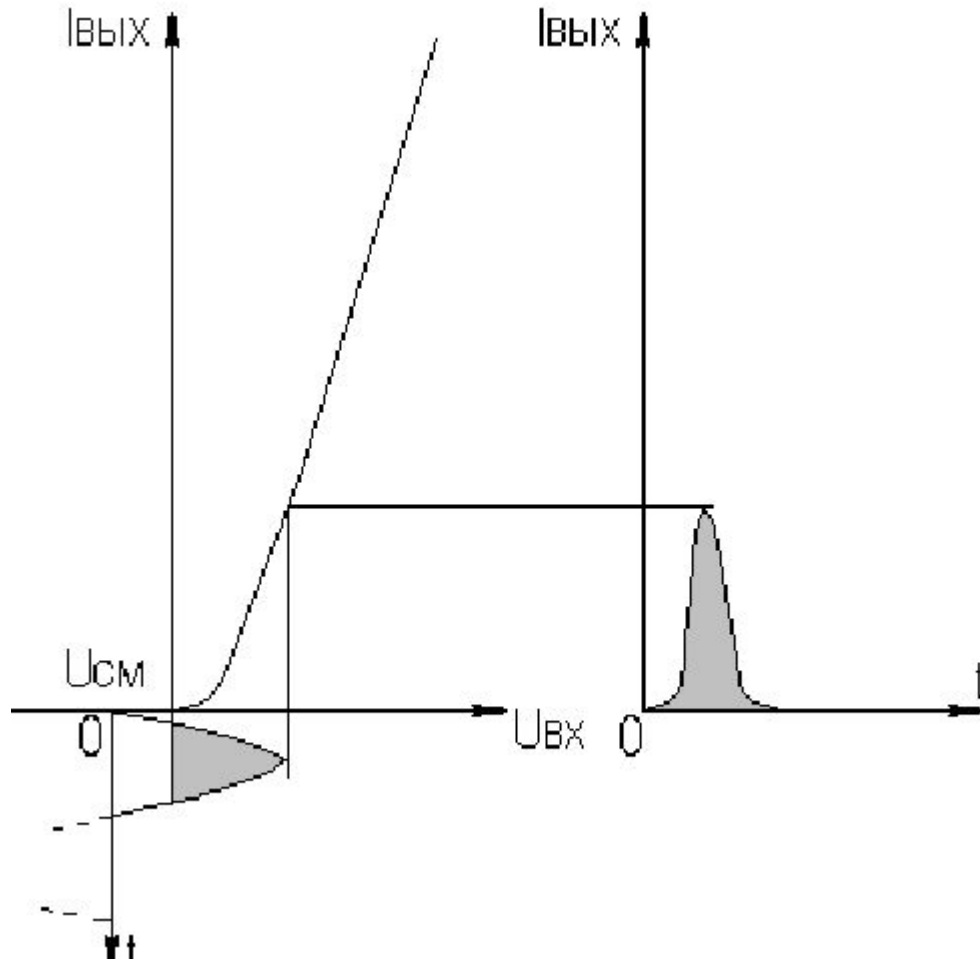
КПД средний между классами *A* и *B*: $\eta = (50...55)\%$,

коэффициент гармоник: $K_r \leq 3\%$ (невысокий 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.

Классы усиления

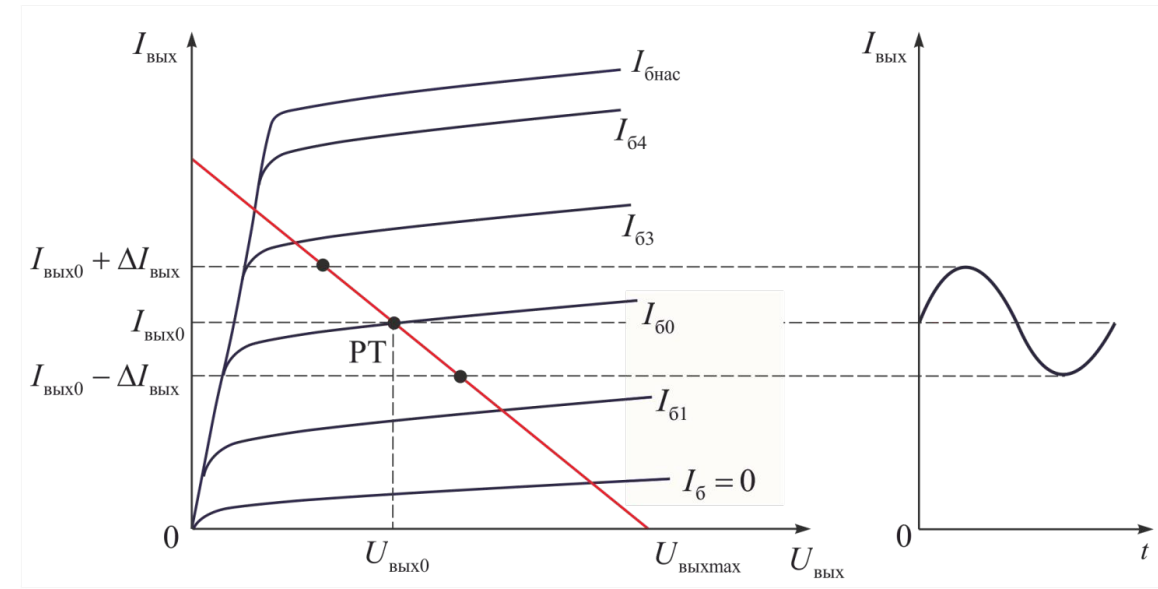
Класс усиления С. В классе усиления С транзистор большую часть периода изменения напряжения входного сигнала находится в режиме отсечки, а в активном режиме – меньшую часть



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. Предназначен для обозначения ключевого режима работы, при котором биполярный транзистор может находиться только в двух устойчивых состояниях: или полностью открытом (режим насыщения), или полностью закрытом (режим отсечки).

Анализ усилительных каскадов в малосигнальном режиме методом эквивалентных схем

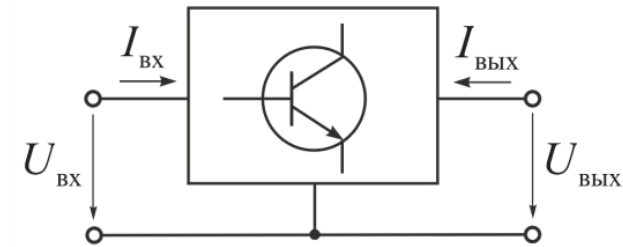


В схемах усилителей токи и напряжения содержат как *постоянные*, так и *переменные* составляющие : $I_{нх} = I_{нх0} + \Delta I_{нх}$ $I_{вых} = I_{вых0} + \Delta I_{вых}$ $U_{нх} = U_{нх0} + \Delta U_{нх}$ $U_{вых} = U_{вых0} + \Delta U_{вых}$

Постоянные составляющие U_0 и I_0 необходимы для того, чтобы обеспечить нужное смещение транзистора. Переменные составляющие ΔU и ΔI содержат полезную информацию. Эти составляющие необходимо усилить и передать без искажения.

Для упрощения анализа усилителей используют *метод наложения*, т.е. рассчитывают схему отдельно для переменной и постоянной составляющих. Переменные (сигнальные) составляющие имеют значительно меньшую величину, чем постоянная. Поэтому расчет по переменной составляющей называют анализом в **малосигнальном (линейном) режиме**. Модели транзистора для малосигнального режима содержат только линейные элементы.

Анализ усилительных каскадов в малосигнальном режиме методом эквивалентных схем



Параметры транзисторных усилителей, характеризующие их работу в малосигнальном режиме, называют *малосигнальными параметрами*. При воздействии малого сигнала транзистор рассматривают как линейный активный несимметричный четырёхполюсник. Этот четырёхполюсник (ЧП) имеет ту особенность, что у него всегда один из выводов является общим для цепей входа и выхода.

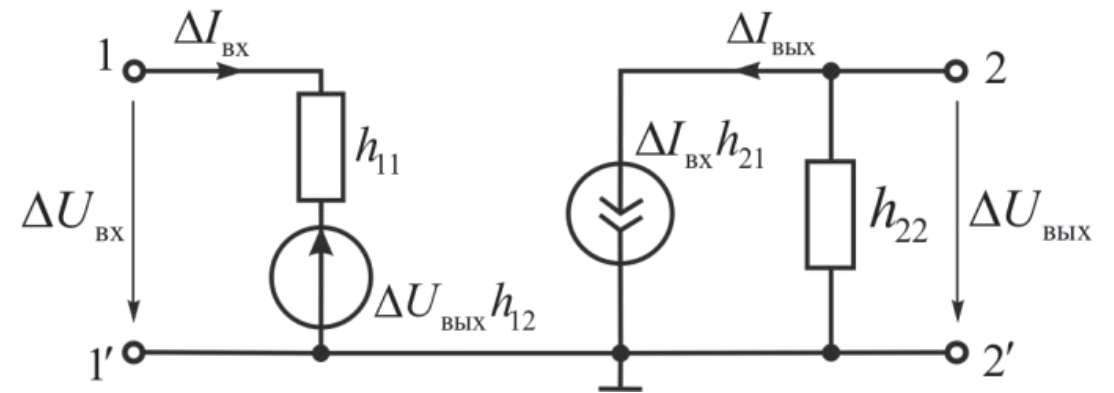
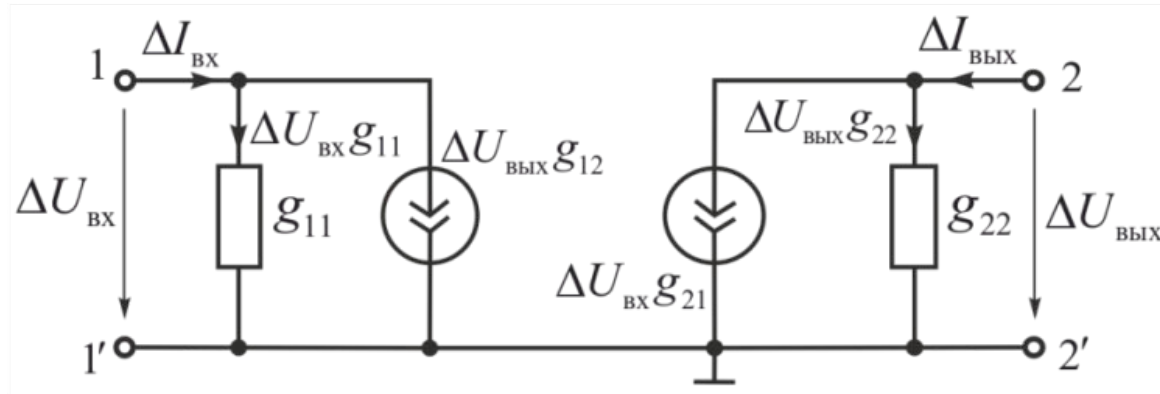
В соответствии с теорией ЧП входные и выходные напряжения и токи транзистора однозначно связаны между собой системой из 2-х уравнений, содержащих 4 параметра четырёхполюсника. Существует ряд систем параметров ЧП. Анализ работы транзисторов в малосигнальном режиме обычно проводят на базе систем *Y*- и *H*-параметров:

$$\begin{cases} I_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} Y_{11} + U_{\text{вых}} Y_{12} \\ I_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} Y_{21} + U_{\text{вых}} Y_{22} \end{cases} \quad \begin{cases} U_{\text{вх}} = I_{\text{вх}} H_{11} + U_{\text{вых}} H_{12} \\ I_{\text{вых}} = I_{\text{вх}} H_{21} + U_{\text{вых}} H_{22} \end{cases}$$

В области низких и средних частот взаимосвязи между сигнальными (переменными) составляющими токов и напряжений в транзисторных усилителях определяются *вещественными* значениями малосигнальных параметров *g* и *h*:

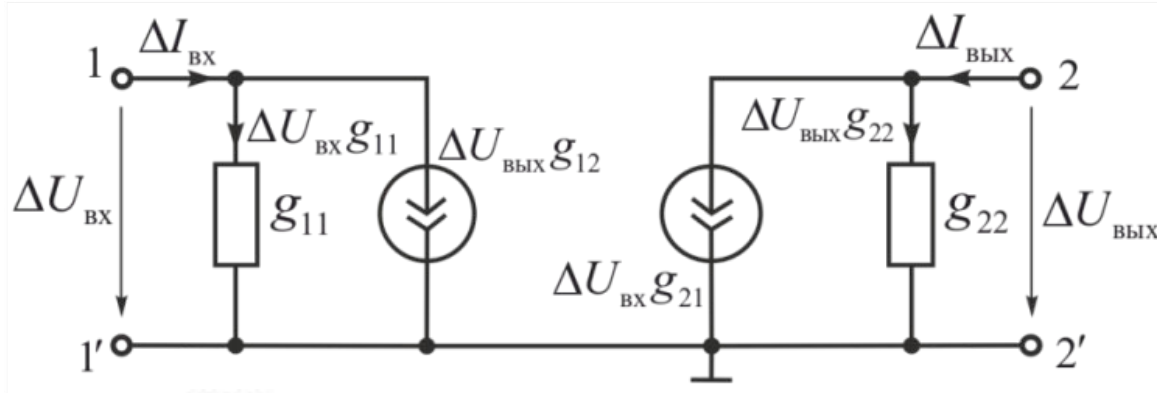
$$\begin{cases} \Delta I_{\text{вх}} = \Delta U_{\text{вх}} g_{11} + \Delta U_{\text{вых}} g_{12} \\ \Delta I_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{вх}} g_{21} + \Delta U_{\text{вых}} g_{22} \end{cases} \quad \begin{cases} \Delta U_{\text{вх}} = \Delta I_{\text{вх}} h_{11} + \Delta U_{\text{вых}} h_{12} \\ \Delta I_{\text{вых}} = \Delta I_{\text{вх}} h_{21} + \Delta U_{\text{вых}} h_{22} \end{cases}$$

Анализ усилительных каскадов в малосигнальном режиме методом эквивалентных схем



Данные соотношения удобно в целях наглядности представить в виде эквивалентных схем замещения ЧП. В этих схемах независимые генераторы тока характеризуют степень управляющего воздействия входного напряжения (обратной связи) на выходной (входной) ток

Анализ усилительных каскадов в малосигнальном режиме методом эквивалентных схем



$$g_{11} = \left. \frac{\Delta I_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вх}}} \right|_{\Delta U_{\text{вых}} = 0}$$

$$g_{12} = \left. \frac{\Delta I_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вых}}} \right|_{\Delta U_{\text{вх}} = 0}$$

$$g_{21} = S = \left. \frac{\Delta I_{\text{вых}}}{\Delta U_{\text{вх}}} \right|_{\Delta U_{\text{вых}} = 0}$$

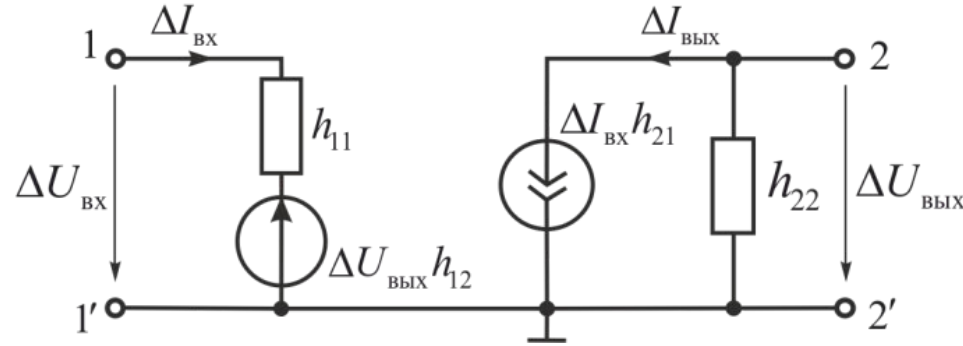
$$g_{22} = \left. \frac{\Delta I_{\text{вых}}}{\Delta U_{\text{вых}}} \right|_{\Delta U_{\text{вх}} = 0}$$

Физический смысл g -параметров определяют следующим образом:

- входная проводимость транзистора;
- проводимость обратной связи транзистора;
- крутизна транзистора;
- выходная проводимость транзистора.

Система g -параметров удобна тем, что в ней все малосигнальные параметры имеют размерность *проводимости*.

Анализ усилительных каскадов в малосигнальном режиме методом эквивалентных схем



Физический смысл h -параметров:

$$h_{11} = \left. \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta I_{вх}} \right|_{\Delta U_{вых}=0}$$

$$h_{12} = \left. \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta U_{вых}} \right|_{\Delta I_{вх}=0}$$

$$h_{21} = \left. \frac{\Delta I_{вх}}{\Delta I_{вх}} \right|_{\Delta U_{вых}=0}$$

$$h_{22} = \left. \frac{\Delta I_{вх}}{\Delta U_{вых}} \right|_{\Delta I_{вх}=0}$$

– входное сопротивление транзистора при коротком замыкании (КЗ) на выходе;

– коэффициент обратной связи по напряжению;

– дифференциальный коэффициент передачи по току;

– выходная проводимость транзистора при холостом ходе (ХХ) на входе.

Система h -параметров удобна тем, что требует обеспечения ХХ на входе транзисторного усилителя ($\Delta I_{вх} = 0$) и КЗ на выходе ($\Delta U_{вых} = 0$), что легко осуществимо на практике.

Отметим, что g - и h -параметры являются *дифференциальными*. На высоких частотах между переменными составляющими токов и напряжений появляются фазовые сдвиги, и параметры становятся *комплексными* (Y, H).

При построении усилительных устройств наибольшее распространение получили каскады на **биполярных** и **полевых** транзисторах, выполненные по схеме включения транзистора с **общим эмиттером (ОЭ)** и **общим истоком (ОИ)**.

Коэффициент усиления по напряжению k_U в схеме с **ОЭ** на биполярном транзисторе определяется по формуле:

$$k_U = h_{21_{OЭ}} \cdot (R_k / R_{вх_диф}),$$

а для схемы с **ОИ** на полевом транзисторе по формуле:

$$k_U = S \cdot R_c,$$

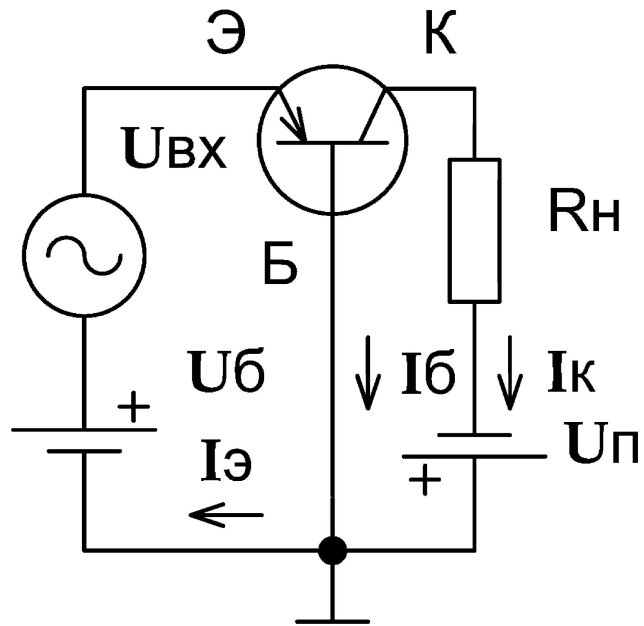
т.е. коэффициент усиления **напрямую** **зависит** от **сопротивления** в цепи коллектора или стока.

Выбирать номинал этого резистора **очень большим** невозможно, потому что это приведет к **уменьшению среднего тока** в цепи коллектора или стока,

а при уменьшении этого тока уменьшается дифференциальный коэффициент передачи тока $h_{21_{оэ}}$ для биполярного транзистора, или крутизна передаточной характеристики S для полевого транзистора.

Поэтому для **увеличения коэффициента усиления** по напряжению наилучшим решением является использование в качестве сопротивления нагрузки R_k или R_c **источника тока** (обладающего максимальным дифференциальным сопротивлением).

ИСТОЧНИКИ ТОКА НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ



Если в схеме с **общей базой (ОБ)** зафиксировать напряжение на базе источником постоянного напряжения $U_{см}$, а ток, который втекает в эмиттер, задать резистором $R_{э}$, то значение тока эмиттера можно рассчитать по формуле:

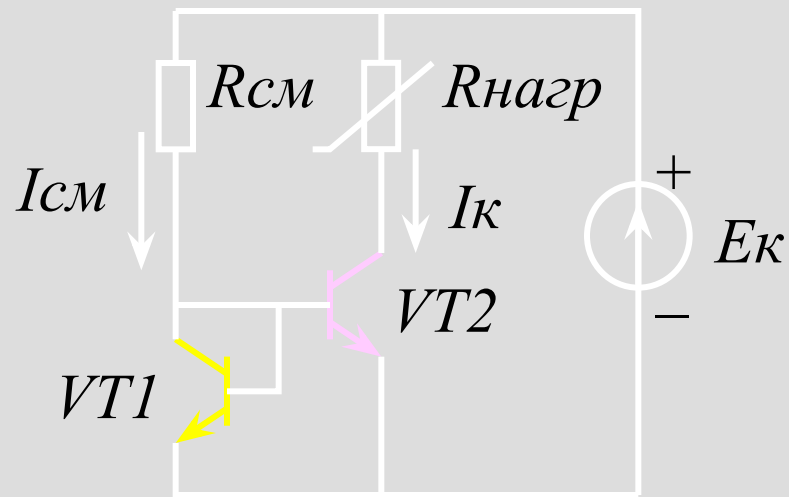
$$I_{э} = (U_{см} - U_{эб}) / R_{э}$$

Ток коллектора в этой схеме почти равен току эмиттера:

$$I_{к} = \alpha \cdot I_{э}.$$

Изменение сопротивления нагрузки $R_{нагр}$ не влияет на ток в цепи эмиттера, поэтому и коллекторный ток тоже не изменяется.

Схема с ОБ имеет максимальное выходное сопротивление, поэтому выходное сопротивление в этой схеме приближается к выходному сопротивлению идеального источника тока, т.е. к бесконечности.



Для стабилизации тока коллектора I_k необходимо поддерживать постоянным ток базы I_b .

Из входной характеристики биполярного транзистора следует, что стабилизация базового тока I_b означает стабилизацию **напряжения** эмиттерно-базового перехода $U_{эб}$.

В качестве элемента, поддерживающего постоянным **напряжение на эмиттерно-базовом** переходе, можно использовать ***p-n*-переход**, через который проходит **постоянный ток $I_{см}$** . Этот ток задается резистором $R_{см}$.

Для стабилизации режима по постоянному току транзистора $VT2$ используется транзистор $VT1$ в диодном включении.

При идентичных параметрах этих транзисторов обеспечивается хорошая температурная стабилизация режима работы транзистора $VT2$.

Изменение напряжения на эмиттерно-базовом переходе транзистора $VT2$ при изменении температуры транзисторов приводит к аналогичным изменениям падения напряжения на эмиттерно-базовом переходе транзистора $VT1$.

Поэтому ток базы I_b и ток коллектора I_k транзистора $VT2$ остаются неизменными в широком диапазоне изменения температур этих транзисторов за счет взаимной температурной компенсации изменения падения напряжения на эмиттерно-базовых $p-n$ -переходах транзисторов.

«Токовое зеркало»

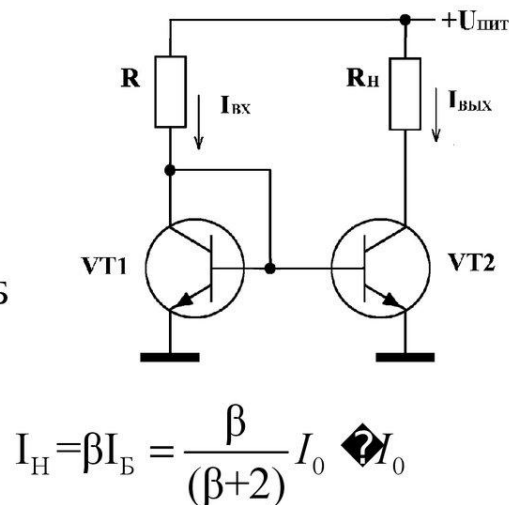
$$U_{БЭ1} = U_{БЭ2}$$

$$I_{Б1} = I_{Б2} = I_{Б}$$

$$I_{К1} = I_{К2Б} = \beta I$$

$$I_{Э} = \beta I_{Б} + 2I_{Б}$$

$$I_{Н} = \beta I_{Б}$$



$$I_{Н} = \beta I_{Б} = \frac{\beta}{(\beta+2)} I_0 \quad \diamond I_0$$

В качестве нагрузки усилительных каскадов часто используют аналогичную схему источника тока, называемую «**ТОКОВЫМ ЗЕРКАЛОМ**».

По выполняемой функции «**ТОКОВОЕ ЗЕРКАЛО**» является управляемым током источником тока, коэффициент передачи которого равен единице.

Для нормальной работы устройства необходимо, чтобы параметры транзисторов *VT1*, *VT2* были полностью идентичными.

Транзистор *VT1* используется в диодном включении. Т.к. напряжение коллектор-база равно нулю, то транзистор работает в активном режиме.

При равенстве параметров транзисторов:

$$U_{эб_{VT1}} = U_{эб_{VT2}}$$

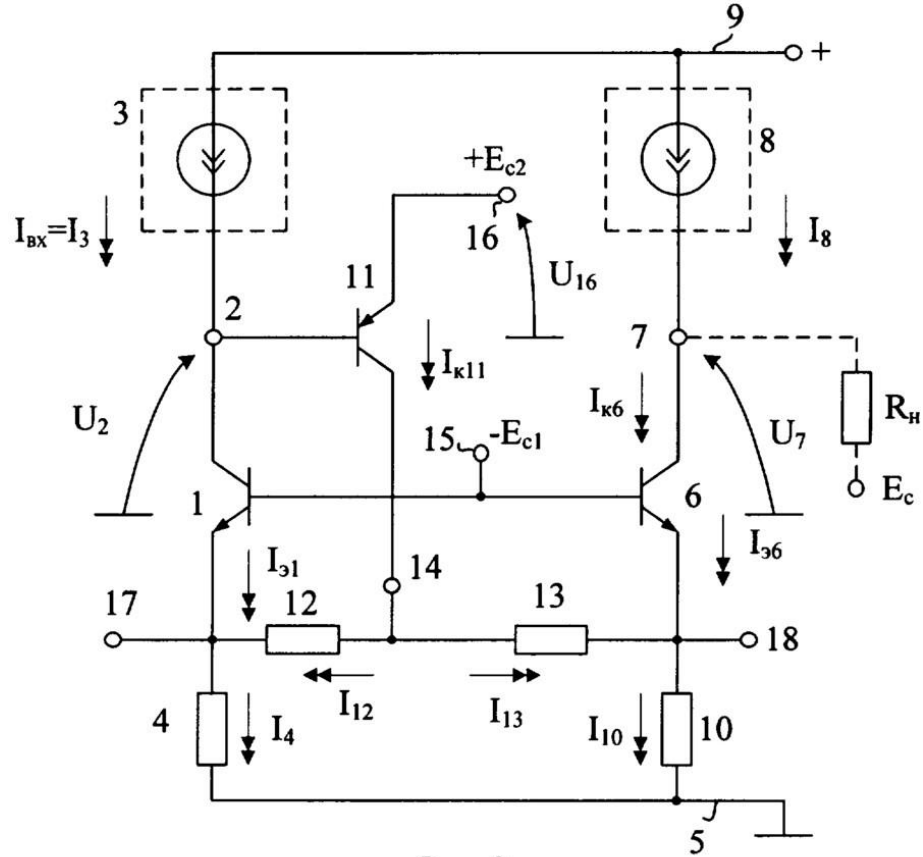
токи коллекторов также равны: $I_{кVT1} = I_{кVT2}$.

Для входного тока устройства справедливо соотношение:

$$I_{вх} = I_{к_{VT1}} + I_{б_{VT1}} + I_{б_{VT2}} = I_{к_{VT1}} \cdot (1 + 2 / \beta).$$

Учитывая, что $\beta \gg 1$, можно с достаточной для инженерных расчетов точностью записать:

$$I_{вх} \approx I_{к_{VT1}} = I_{к_{VT2}} = I_{вых}.$$



Фиг. 2

Поскольку подбор идентичных транзисторов не всегда возможен, то на практике используют улучшенную схему «токового зеркала», которая включает эмиттерные резисторы с одинаковыми номиналами.

Эти резисторы образуют отрицательную обратную связь по выходному току, и тем самым стабилизируют работу «токового зеркала».

Такое улучшение позволяет **более точно** повторять входной ток $I_{вх}$ на выходе $I_{к_{VT2}}$ при **недостаточной** идентичности используемых транзисторов.

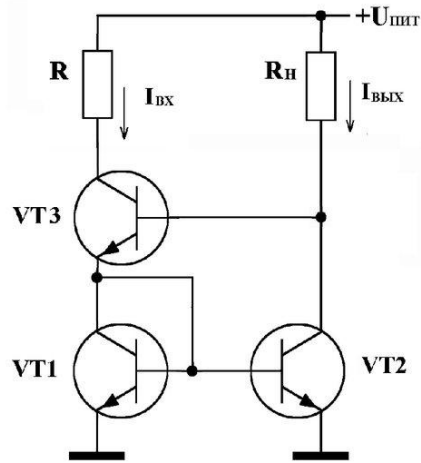
Если падение напряжения на эмиттерных резисторах **больше** напряжения на эмиттерно-базовых переходах:

$$UR_{э} > U_{эб},$$

то эта схема позволяет не только повторять входной ток на выходе, но и **масштабировать выходной ток**.

При $R_{э1} > R_{э2}$ выходной ток $I_{к_{VT2}}$ можно сделать в несколько раз **большим**, чем входной ток $I_{вх}$.

«Токовое зеркало» Уилсона



Более сложная схема «**ТОКОВОГО зеркала**» Уилсона обеспечивает **точное повторение** входного тока **$I_{вх}$** на выходе.

От исходной схемы она отличается введением дополнительного транзистора **$VT3$** .

Запишем уравнения токов для этой схемы с учетом **идентичности** всех транзисторов:

$$I_{вх} = I_{к_{VT1}} + I_{б_{VT3}};$$
$$I_{вых} = I_{к_{VT2}}.$$

Для идентичных транзисторов $VT1$ и $VT2$:

$$I_{б_{VT1}} = I_{б_{VT2}};$$

$$I_{к_{VT1}} = I_{к_{VT2}};$$

$$I_{э_{VT3}} = I_{к_{VT3}} + I_{б_{VT3}} = I_{к_{VT2}} + I_{б_{VT2}} + I_{б_{VT1}}.$$

Принимая во внимание, что:

$$I_{б_{VT3}} \approx I_{б_{VT2}} = I_{б_{VT1}} = I_{б};$$

Получаем окончательный результат:

$$I_{вых} = I_{к_{VT3}} = I_{э_{VT3}} - I_{б_{VT3}} = (I_{к_{VT2}} + I_{б_{VT2}} + I_{б_{VT1}}) - I_{б_{VT3}} = I_{к_{VT1}} + I_{б_{VT3}} = I_{вх}.$$

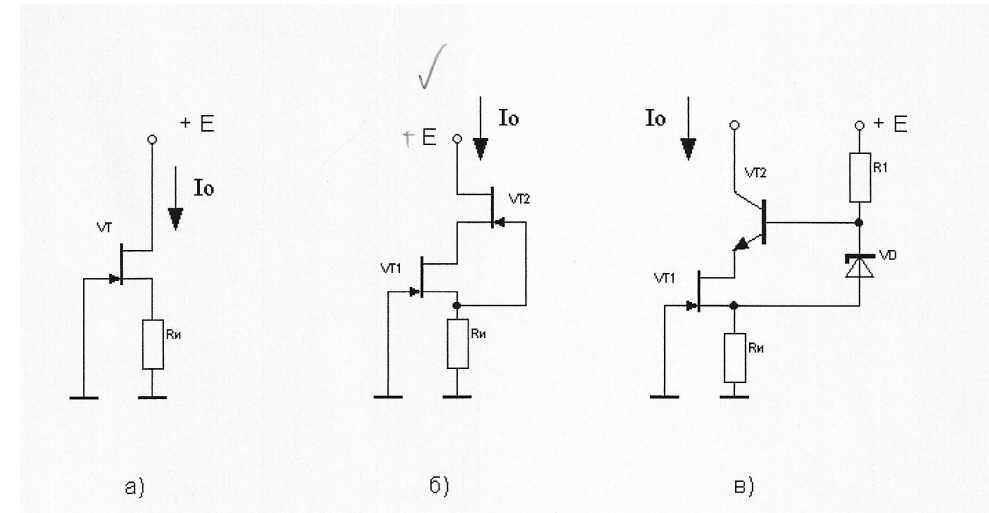
При идентичности транзисторов повторяемость входного тока на выходе схемы «токового зеркала» Уилсона будет полной.

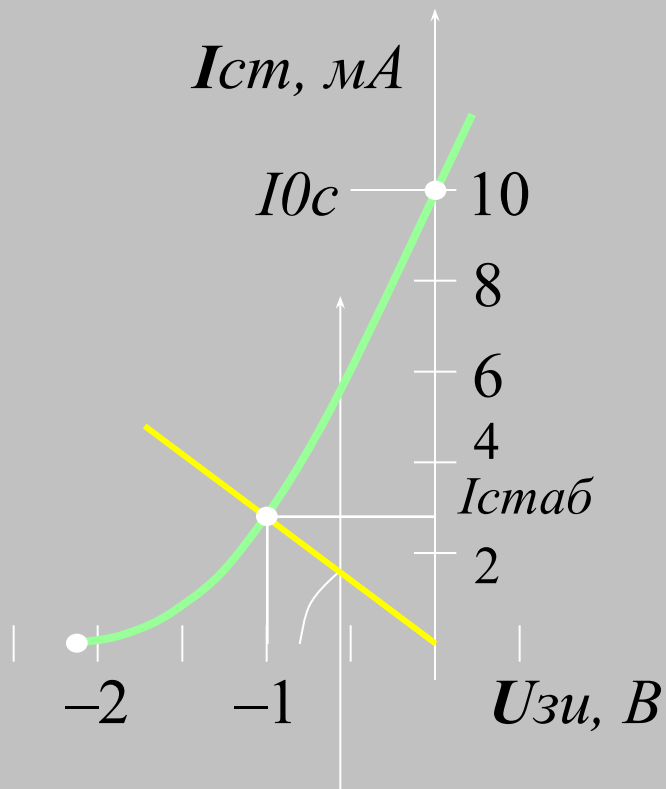
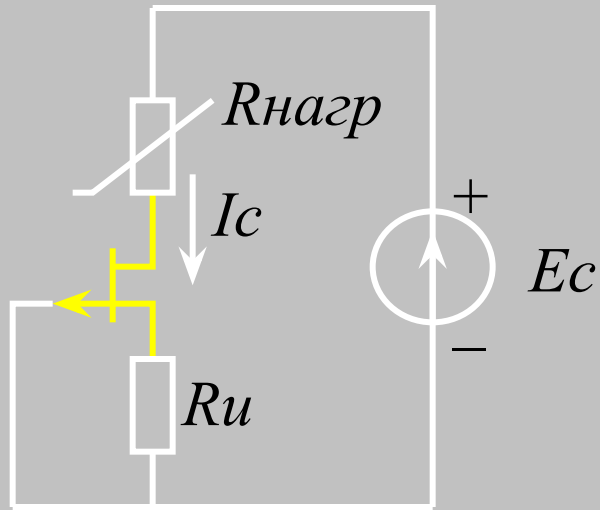
ИСТОЧНИКИ ТОКА НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

При использовании полевых транзисторов (ПТ) с изоляцией затвора *p-n*-переходом или МОП транзисторов со встроенным каналом схемы источников тока могут быть предельно упрощены.

Связано это с тем, что эти транзисторы работают при полярности напряжения затвора, противоположной полярности напряжения стока.

Простейший источник тока может быть получен при закорачивании выводов затвора и истока (на рис. резистор в цепи истока $R_{и} = 0$).





- Ток в цепи сопротивления нагрузки $R_{нагр}$ равен току стока $I_{0с}$ при нулевом напряжении $U_{зи} = 0$.
- Этот параметр имеет **технологический разброс в 2 ÷ 3 раза** даже у полевых транзисторов одного типа.
- Если необходим источник тока с **меньшим значением, чем $I_{0с}$** , можно включить в цепь истока резистор R_u .
- На передаточной характеристике **коэффициент наклона прямой равен номиналу резистора R_u** в цепи истока.
- В точке пересечения этой прямой с передаточной характеристикой ПТ определяем **ток стабилизации $I_{стаб}$** , протекающий через канал ПТ и сопротивление нагрузки.

МНОГОКАСКАДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Как правило, коэффициент усиления по напряжению одиночного транзисторного каскада не превышает нескольких десятков.

Поэтому в случае необходимости получения больших значений коэффициента усиления используют **многокаскадные усилители**, построенные путем последовательного соединения нескольких одиночных каскадов.

Результирующий коэффициент усиления рассчитывается как **произведение** отдельных коэффициентов.

При таком соединении встает **проблема согласования** входных и выходных сигналов как по **постоянному**, так и по **переменному** току.

Типы межкаскадных связей

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

Основные типы межкаскадных связей:

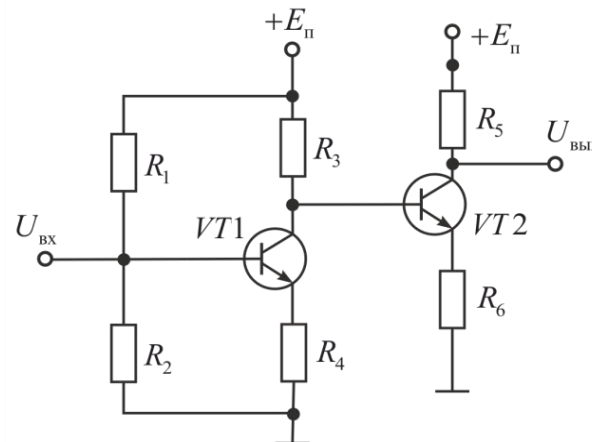
- непосредственная,
- резистивно-емкостная,
- трансформаторная.



Типы межкаскадных связей

Непосредственная связь. При непосредственной межкаскадной связи выходной электрод предыдущего каскада соединяется с входным электродом последующего непосредственно. Различают последовательную и параллельную непосредственную связь.

К достоинствам непосредственной межкаскадной связи следует отнести простоту ее реализации, отсутствие при ее использовании низкочастотных искажений, возможность стабилизации режимов работы на постоянном токе усилительного тракта в целом за счет охвата этого тракта общей петлей обратной связи (ОС). Недостатком, нарушающим нормальную работу усилителей, является дрейф нуля. Непосредственная связь широко используется в усилителях постоянного тока (УПТ) и в аналоговых микросхемах.



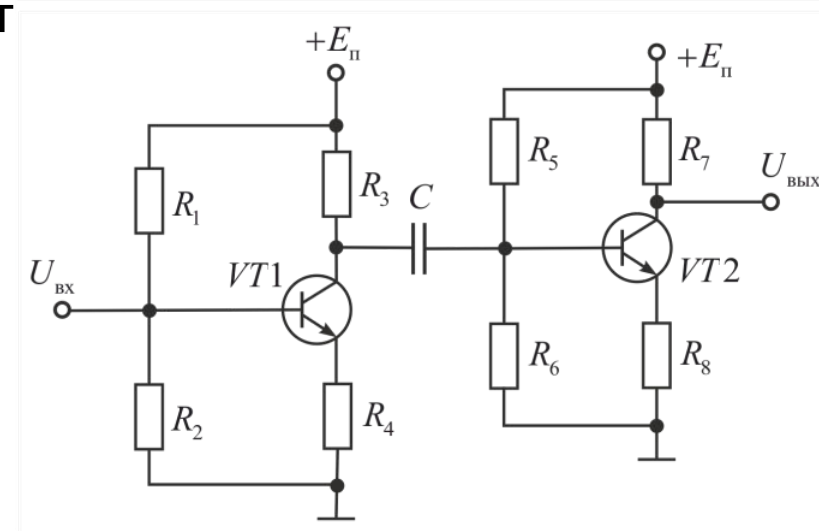
Типы межкаскадных связей

При резисторно-емкостной связи применяется разделительный конденсатор C , который преграждает путь постоянной составляющей напряжения из выходной цепи на вход следующего каскада.

УК, соединенные такой связью свободны от недостатков каскадов с непосредственной связью, т.е. они не обладают дрейфом нуля, передаваемым на следующий каскад, и без затруднения позволяют обеспечить необходимые напряжения на усилительных элементах при питании многокаскадного усилителя от одного источника. Также, такие каскады обладают хорошей частотной характеристикой, имеют небольшие нелинейные искажения и находят широкое применение.

Конденсатор C является блокирующим для постоянного тока и конденсатором связи для переменного тока. Резистор R_3 является коллекторной нагрузкой первого каскада. Резистор R_4 является входной нагрузкой, а также замыкает по постоянному току цепь перехода база-эмиттер второго каскада.

Резисторно-емкостная связь используется, главным образом, в усилителях низкой частоты. Конденсатор связи C должен иметь низкое реактивное сопротивление для минимизации ослабления сигнала на низких частотах. Обычно используется емкость в пределах от 10 до 100 микрофарад. Конденсатор связи обычно бывает электролитическим.

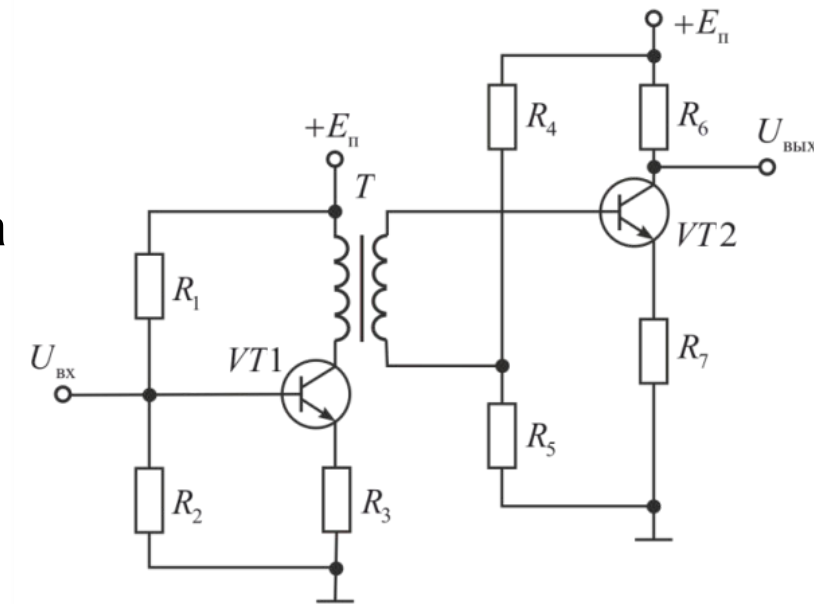


Типы межкаскадных связей

При трансформаторной межкаскадной связи используется трансформатор. Через первичную обмотку трансформатора, включаемую в выходную цепь усилительного элемента, на выходной электрод подается напряжение питания, а ко вторичной присоединяют входную цепь следующего каскада. Переменная составляющая выходного тока, проходя через первичную обмотку, создает на ней напряжение сигнала, трансформирующееся во вторичную обмотку и подающееся на вход следующего каскада.

К достоинству связи этого типа следует отнести то, что при ее применении выбором коэффициента трансформации можно обеспечить оптимизацию значения нагрузки усилительного прибора и тем самым реализовать возможность получения предельных значений сигнальной мощности, отдаваемой в нагрузку. В связи с этим трансформаторное подключение нагрузки к выходной цепи транзистора используется в окончательных каскадах усилителей мощности, где требуется получение больших сигнальных мощностей и высоких значений КПД.

Недостатком этого типа является то, что трансформаторы громоздки и дороги. Кроме того, усилитель с трансформаторной связью может использоваться только в узком диапазоне частот.



По виду межкаскадных связей усилители разделяются на две группы: **усилители переменного тока** и **усилители постоянного тока**.

К первой группе относятся усилители с **трансформаторными** или **РС-связями**, ко второй группе относятся усилители с **непосредственными гальваническими связями**.

В усилителях переменного тока в каждом отдельном каскаде можно установить наиболее **оптимальный режим работы** по постоянному току, например с точки зрения **коэффициента усиления** или **вносимых искажений**.

Однако, если в этих усилителях входной сигнал содержит и **постоянную составляющую**, то после усиления **информация о постоянной составляющей будет потеряна**.

В усилителях с гальваническими связями режимы работы транзисторов по постоянному току **взаимосвязаны** и изменение режима работы по постоянному току **в первых каскадах** (например, при изменении температуры) приводит к **многократному изменению режима работы по постоянному току в выходных каскадах.**

Поэтому для стабилизации режимов работы в усилителях **постоянного тока** используют методы термокомпенсации: **дифференциальные усилительные каскады**, нагрузки усилительных каскадов выполняются по схеме **«токового зеркала»**, а также для **стабилизации режима работы** широко используют отрицательную обратную связь **ООС** с выхода усилителя на **ВХОД.**

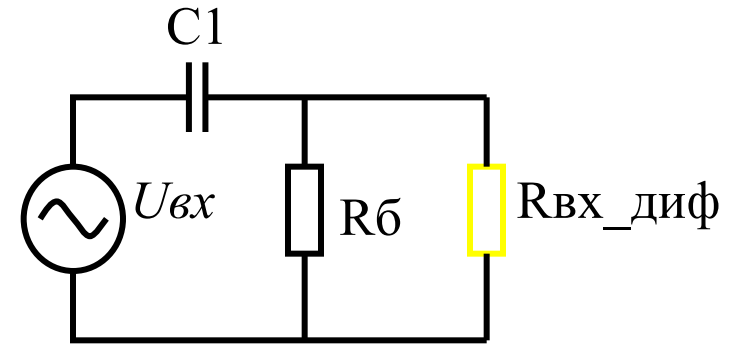
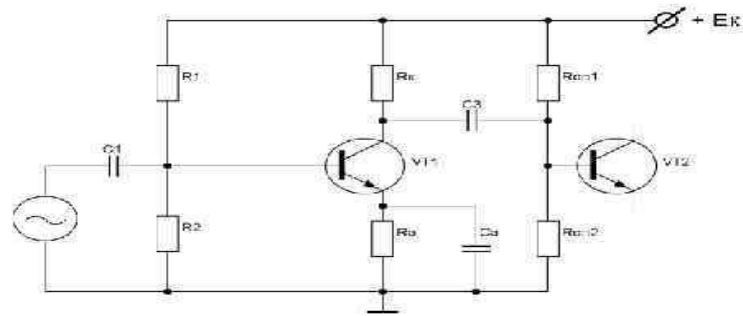
Усилители с RC-связями

В усилителях с **RC-связями** нижняя частота усиливаемого сигнала F_n (определяемая по **снижению коэффициента усиления на 3 дБ** по сравнению с коэффициентом усиления на средних частотах) зависит от номиналов **разделительных конденсаторов** между каскадами и конденсаторов, **блокирующих цепи ООС** стабилизации режима работы.

Цепь с разделительным конденсатором C_1 можно представить **эквивалентной схемой**. Резистор R_b равен параллельному соединению резисторов базового делителя R_{b1} и R_{b2} . Резистор $R_{вх_диф}$ – это входное дифференциальное сопротивление каскада с **ОЭ**.

Поскольку в большинстве случаев $R_b \gg R_{вх_диф}$, то резистор R_b в этой схеме можно не учитывать.

Резисторные каскады



Резисторный каскад с эмиттерной стабилизацией

Коэффициент передачи по напряжению в эквивалентной схеме уменьшается в корень из двух раз (т.е. на 3 дБ) на частоте, при которой реактивное сопротивление конденсатора равно сопротивлению $R_{вх_диф}$:

$$R_{вх_диф} = 1 / \omega \cdot C_1 = 1 / (2 \cdot \pi \cdot F_n \cdot C_1).$$

Поэтому: $C_1 = 1 / (2 \cdot \pi \cdot F_n \cdot R_{вх_диф})$.

Точно также конденсатор $C2$ уменьшает коэффициент передачи по напряжению на **3 дБ** на частоте F_n :

$$C2 = 1 / (2 \cdot \pi \cdot F_n \cdot R_{нагр}).$$

Аналогично конденсатор $C3$ уменьшает коэффициент передачи по напряжению на **3 дБ** на частоте F_n :

$$C3 = 1 / (2 \cdot \pi \cdot F_n \cdot R_э).$$

Результатирующее уменьшение коэффициента передачи на частоте F_n составит **9 дБ**.

Для того, чтобы суммарное уменьшение коэффициента передачи **не превышало 3 дБ**, в этих формулах необходимо рассчитанные номиналы конденсаторов **увеличить в 3 раза** (т.е. умножить на **количество** тех конденсаторов, которые **определяют снижение коэффициента передачи на низких частотах**).

Описанные в литературе **более точные** формулы расчета номиналов этих конденсаторов приводят к результатам с немного меньшими значениями.

Поэтому рассчитанные по формулам и умноженные на количество конденсаторов номиналы C_1 , C_2 и C_3 получаются **с небольшим запасом**, что в итоге позволяет **улучшить частотную характеристику** усилителя, т.е. получить уменьшение коэффициента передачи на частоте f_H **менее 3 дБ**.

Аналогично рассчитываются номиналы конденсаторов в **многокаскадных схемах с RC-связями** между каскадами.

УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Усилители **постоянного тока** усиливают сигналы в полосе частот от **нуля** до **верхней граничной частоты F_v** с **неравномерностью не более 3 дБ**.

Наибольшее распространение в вычислительной технике получили специализированные усилители постоянного тока (усилители с гальваническими связями) — **операционные усилители (ОУ)**.

ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Большинство сигналов, поступающих на вход вычислительных систем, имеют **непрерывный** характер и требуют последующего преобразования в **дискретные** сигналы. До начала преобразования многие сигналы проходят обработку в **аналоговой форме**. К таким преобразованиям относятся:

- линейное усиление;**
- частотная фильтрация** (линейные преобразования);
- интегрирование и дифференцирование непрерывных сигналов;**
- нелинейные преобразования** (в частности, логарифмическое преобразование, детектирование и др.);
- коммутация** аналоговых сигналов;
- выделение** какого-нибудь **параметра**, например, амплитуды, среднего значения сигнала, фазы и др.

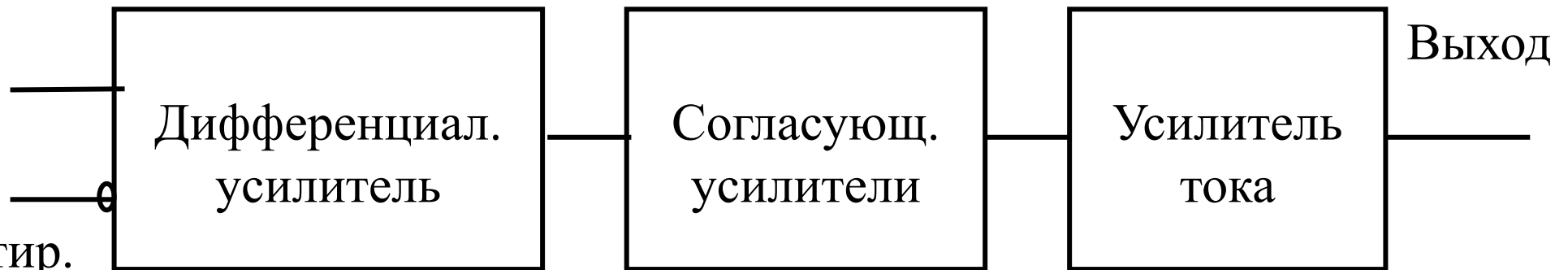
Основные преобразования аналоговых сигналов выполняются специальными интегральными микросхемами – **операционными усилителями (ОУ)**, охваченными **обратными связями (ОС)**.

Интегральные **ОУ** содержат:

- **входной каскад**, который всегда выполняется по **дифференциальной, параллельно-симметричной** схеме;
- **промежуточный согласующий каскад**;
- **выходной каскад** усилителя тока по схеме **эмиттерного повторителя**.

Неинверт.

ВХОД



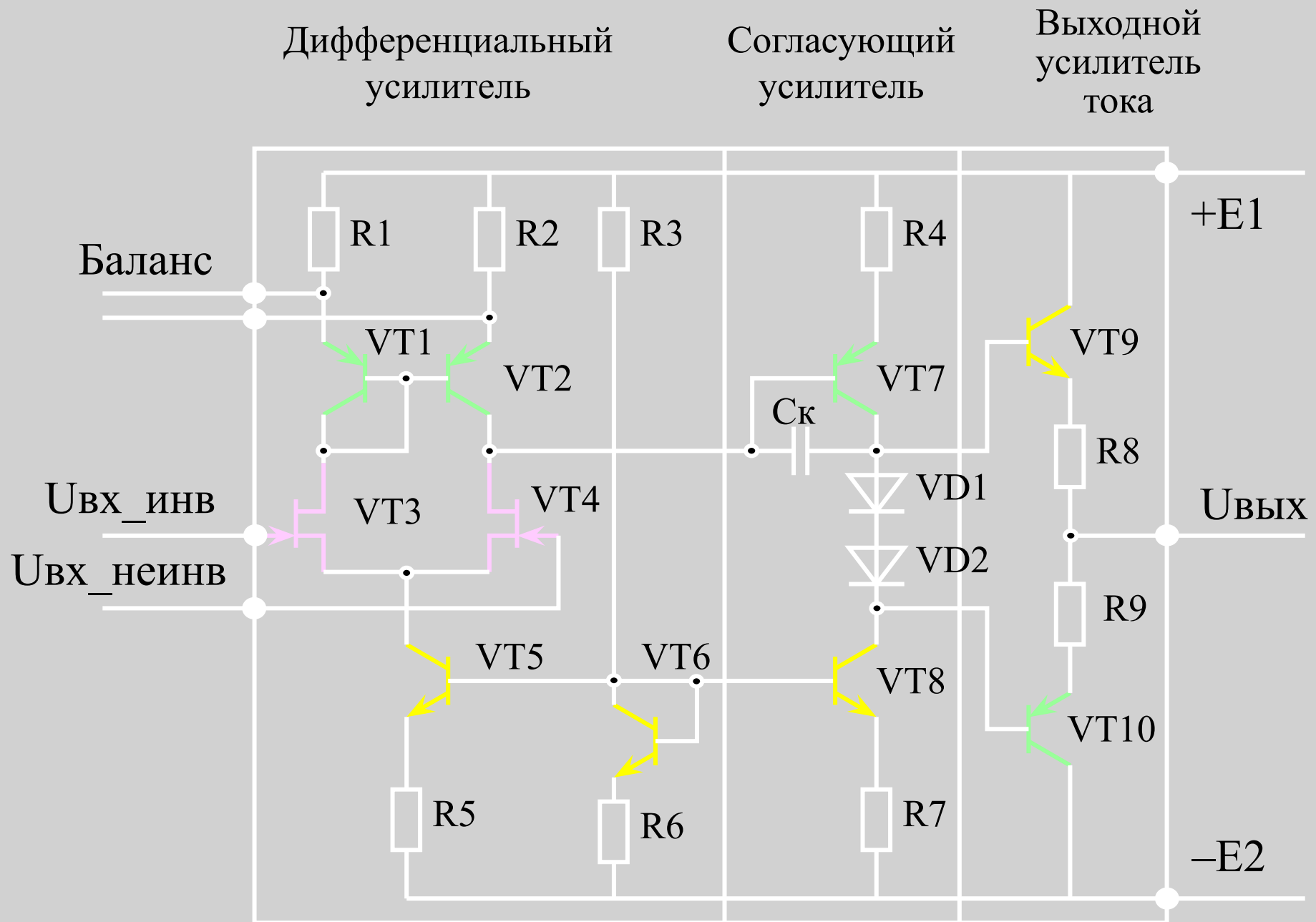
Инвертир.

ВХОД

Особенности схемотехники ОУ

Входной каскад операционного усилителя выполнен по параллельно-симметричной дифференциальной схеме на n -канальных полевых транзисторах VT3, VT4 с изоляцией затвора p - n -переходом, что позволяет максимально уменьшить величину дрейфа усилителя за счет температурной компенсации симметричного входного каскада, получить достаточно высокое входное сопротивление и подавить синфазные составляющие входного сигнала.

Ток истоков дифференциального усилителя задается стабилизатором тока VT5, входящим в состав «токавого зеркала» VT5, VT6, VT8 с дополнительными резисторами R5, R6, R7 для лучшего симметрирования схемы «токавого зеркала» при технологическом разбросе параметров транзисторов VT5, VT6, VT8. Входной ток «токавого зеркала» задается резистором R3.



Нагрузкой входного дифференциального усилителя служит «**токовое зеркало**» $VT1$, $VT2$, что обеспечивает **максимальный** коэффициент усиления по напряжению.

Реальный коэффициент усиления по напряжению этого каскада определяется **входным сопротивлением** следующего, согласующего каскада на транзисторе $VT7$.

В цепи эмиттера согласующего каскада $VT7$ включен резистор $R4$, который образует **последовательную отрицательную обратную связь (ООС)** по току для **увеличения** величины входного сопротивления этого каскада.

Нагрузкой согласующего каскада на транзисторе $VT7$ является стабилизатор тока на транзисторе $VT8$ (этот транзистор входит в состав «**токового зеркала**»).

Реальный коэффициент усиления согласующего каскада определяется **входным сопротивлением** следующего выходного каскада на транзисторах **VT9, VT10** по схеме с **общим коллектором** для обеспечения **минимального выходного сопротивления** всего операционного усилителя. Резисторы **R8, R9** увеличивают входное сопротивление эмиттерного повторителя на транзисторах **VT9, VT10** за счет последовательной **ООС** по выходному току.

Эти резисторы также являются **датчиками тока** в схеме **защиты выхода ОУ** от **короткого замыкания** во внешних цепях (на рис. схема защиты не показана).

Выходной каскад работает в **двухтактном режиме класса АВ** для уменьшения рассеиваемой тепловой мощности.

Начальное смещение базно-эмиттерных переходов выходных транзисторов **VT9**, **VT10** осуществляется за счет падения напряжения при протекании тока транзистора **VT7** согласующего каскада через два *p-n*-перехода – **VD1**, **VD2**.

Конденсатор **Ск**, включенный в цепь **ООС** транзистора **VT7** необходим для коррекции частотной характеристики **ОУ** на высоких частотах с целью **исключения условий самовозбуждения ОУ**, который обычно работает с внешними цепями **ООС**.

Два источника питания **+E1** и **-E2** подключаются к выводам **ОУ**. А средняя точка этих источников питания подключается к общему проводу (обратите внимание на то, что операционный усилитель не имеет **отдельного вывода** для подключения к **общему проводу**). Величина напряжения источников питания может изменяться в **широких пределах** (например, от **±1,5 В** до **±15 В**).

Применение двух источников питания позволяет подавать на вход ОУ как **положительные**, так и **отрицательные** входные сигналы, и получать на выходе **двухполярное выходное напряжение** при подключении второго вывода нагрузки к общей точке источников питания.

Максимальное положительное и отрицательное выходное напряжение $U_{вых_макс}$ всегда меньше **напряжения источников питания** на величину падения напряжения на открытом транзисторе и на величину падения напряжения на резисторах в цепях эмиттеров выходных транзисторов.

При напряжении источников питания **± 12 В** максимальное выходное напряжение составляет примерно **± 10 В**.

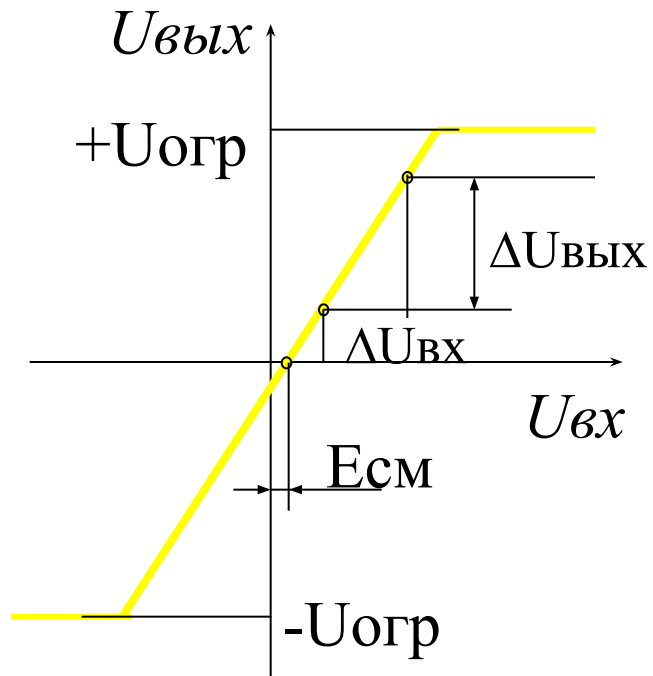
Режимы работы всех транзисторов операционного усилителя (т.е. начальные токи при отсутствии входного сигнала) задаются единственным резистором R3.

При малых напряжениях питания токи всех транзисторов будут очень маленькие, что приведет к значительному уменьшению коэффициента усиления всего ОУ.

Поэтому в некоторых операционных усилителях нижний вывод резистора R3 выведен на отдельную ножку ОУ (верхний вывод этого резистора соединен с выводом +E1).

Подключая параллельно резистору R3 внешний дополнительный резистор, можно выбрать необходимый режим работы ОУ при малых питающих напряжениях (например, ± 3 В) с достаточно большим коэффициентом усиления.

ПАРАМЕТРЫ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ



Разность напряжений на входах **ОУ** называют **дифференциальным** (разностным) входным сигналом **ОУ**, а **полусумму** входных напряжений - **синфазным** входным сигналом.

Основные **статические** **параметры** **ОУ** рассчитываются по **передаточной характеристике** ($U_{вх}$ - дифференциальное входное напряжение).

КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ ПО НАПРЯЖЕНИЮ (K_u) - отношение изменения выходного напряжения ($\Delta U_{вых}$) к вызвавшему его изменению **ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО ВХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ** ($\Delta U_{вх}$) при работе **ОУ** на **линейном** участке передаточной характеристики.

$$K_u = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{вх}}$$

Интегральные ОУ имеют коэффициент усиления, лежащий в диапазоне $10^3 \dots 10^6$.

ЭДС СМЕЩЕНИЯ ($E_{см}$) - дифференциальное входное напряжение, при котором выходное напряжение ОУ равно нулю. Напряжние $E_{см}$ может быть положительной или отрицательной величиной и имеет **случайный характер**.

Для интегральных усилителей на биполярных транзисторах $E_{см}$ может составлять **1...10 мВ**, для ОУ с входным каскадом на полевых транзисторах величина $E_{см}$ значительно больше.

Большинство интегральных ОУ имеют выводы **балансировки** выходного напряжения. К этим выводам подключается **подстроечный резистор**, с помощью которого выставляется нулевое выходное напряжение при закороченных входах ОУ.

СРЕДНИЙ ВХОДНОЙ ТОК ($I_{вх}$) - среднеарифметическое значение токов инвертирующего и неинвертирующего входов **ОУ**, измеренных при таком входном напряжении **$U_{вх}$** , при котором **выходное напряжение равно нулю**.

Для **ОУ** на **биполярных** транзисторах средний входной ток обычно составляет доли **мкА**. Дальнейшее снижение входных токов (**менее 1 нА**) достигается использованием **полевых** транзисторов во входных каскадах **ОУ**.

ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ($R_{вх}$) - сопротивление со стороны одного из входов **ОУ**, в то время как другой вход заземлен. Это сопротивление еще называют: **ВХОДНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ ДЛЯ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО СИГНАЛА**. Входное сопротивление **ОУ** может составлять **$10^3..10^6$ Ом** для входного каскада на **биполярных** транзисторах, и на несколько порядков больше для **ОУ** с **полевыми** транзисторами на входе.

ВЫХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ($R_{\text{вых}}$) - отношение изменения выходного напряжения ОУ ($\Delta U_{\text{вых}}$) к изменению выходного тока ($\Delta I_{\text{вых}}$) при изменении сопротивления нагрузки. Обычно величина $R_{\text{вых}}$ составляет от десятков до сотен Ом.

КОЭФФИЦИЕНТ ПЕРЕДАЧИ СИНФАЗНОГО СИГ-НАЛА ($K_{\text{сф}}$) - отношение изменения выходного напряжения к вызвавшему его изменению синфазного входного напряжения. Для большинства ОУ величина $K_{\text{сф}}$ - менее единицы.

КОЭФФИЦИЕНТ ОСЛАБЛЕНИЯ СИНФАЗНОГО СИГНАЛА ($M_{\text{сф}}$) - отношение коэффициента усиления по напряжению (K_u) к коэффициенту передачи синфазного сигнала ($K_{\text{сф}}$). Обычно для определения коэффициента ослабления синфазного сигнала употребляется логарифмическая мера ($L_{\text{сф}}$):

$$L_{\text{сф}} = 20 * \lg | M_{\text{сф}} |$$

Для большинства интегральных ОУ $L_{\text{сф}} = 60..100$ дБ

.

ДИНАМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ОУ

ПОЛОСА ЧАСТОТ УСИЛИВАЕМОГО СИГНАЛА - определяется, как правило, от нуля до **ЧАСТОТЫ ЕДИНИЧНОГО УСИЛЕНИЯ (F1)**, т.е. частоты, на которой коэффициент усиления дифференциального сигнала **ОУ** уменьшается до **единицы**. Значение **F1** у большинства интегральных **ОУ** лежит в пределах от **сотен килоггерц** до **десятков мегагерц**.

МАКСИМАЛЬНАЯ СКОРОСТЬ НАРАСТАНИЯ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ (V_{макс}) - определяется как наибольшая скорость изменения напряжения на выходе **ОУ** при подаче на его вход прямоугольного импульса максимально допустимой амплитуды. Для интегральных **ОУ** максимальная скорость нарастания лежит в пределах **0,3...50 В/мкс**.

Эти два параметра взаимосвязаны: чем **выше** частота единичного усиления **F1**, тем **больше** скорость нарастания выходного напряжения.

КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА (Кш) - характеризует шумовые свойства **ОУ** и определяется как отношение шума на выходе **реального ОУ** (на вход которого подан реальный сигнал) к шумам на выходе **идеального ОУ** с таким же входным сигналом.

Шумовые свойства **ОУ** характеризуют также приведенными ко входу **шумовыми напряжениями** или токами.

Необходимо отметить, что почти все перечисленные параметры изменяются с **изменением температуры** кристалла **ОУ**. Поэтому в справочниках приводят также температурные коэффициенты изменения перечисленных параметров.

В справочниках задаются также диапазоны изменения указанных параметров при **изменении питающих напряжений**, так как для многих **ОУ** питающие напряжения могут изменяться в несколько раз, например, от **3 до 30 В**.

ПАРАМЕТРЫ ИДЕАЛЬНОГО ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ

При анализе схем на **ОУ** обычно пользуются **идеализированной моделью** операционного усилителя, параметры которого задаются следующими:

- **коэффициент усиления по напряжению равен бесконечности;**
- **эдс смещения равно нулю;**
- **средний входной ток и разность входных токов равны нулю;**
- **входные сопротивления для дифференциального и для синфазного сигналов равны бесконечности;**
- **выходное сопротивление равно нулю;**
- **коэффициент передачи синфазного сигнала равен нулю;**

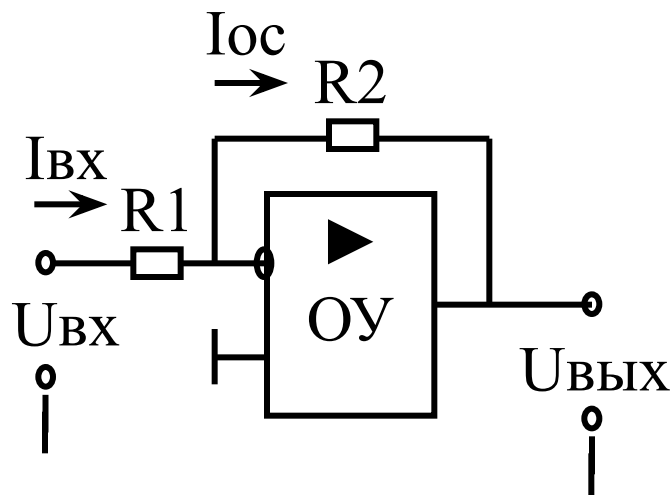
- **коэффициент ослабления синфазного сигнала равен бесконечности;**
- **полоса частот усиливаемого сигнала - от нуля до бесконечности;**
- **скорость нарастания выходного напряжения равна бесконечности;**
- **идеальный ОУ не вносит дополнительные шумы в усиливаемый сигнал;**
- **у идеального ОУ все параметры не зависят от температуры и питающих напряжений.**

Следствием первого свойства идеального ОУ является тот факт, что у идеального ОУ, работающего в режиме усиления, разность напряжений между входами всегда равна нулю.

ИНВЕРТИРУЮЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ

На рис. приведена схема **ОУ**, охваченного **параллельной ООС** по выходному **напряжению**. Эта схема известна под названием "**ИНВЕРТИРУЮЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ**", потому что с уменьшением входного напряжения выходное напряжение - увеличивается.

При анализе этой схемы будем считать **ОУ** идеальным.



Напряжение на неинвертирующем входе равно **нулю**. Напряжение на инвертирующем входе также равно **нулю** (см. следствие первого свойства **идеального ОУ**). Входной ток инвертирующего усилителя (**Iвх**) равен току в цепи обратной связи (**Iос**).

$$I_{вх} = U_{вх} / R1; \quad I_{ос} = - U_{вых} / R2;$$

$$U_{вых} = - U_{вх} * R2 / R1;$$

Коэффициент усиления по напряжению инвертирующего усилителя равен:

$$K_u = U_{вых} / U_{вх} = - R2 / R1.$$

Если выбрать $R1=R2$, то схема будет **инвертировать** входной сигнал с коэффициентом передачи $K_u = -1$.

Поскольку инвертирующий вход **ОУ** находится под нулевым потенциалом, входное сопротивление схемы равно $R1$. Выходное сопротивление схемы инвертирующего усилителя **очень маленькое** за счет **ООС** по выходному напряжению.

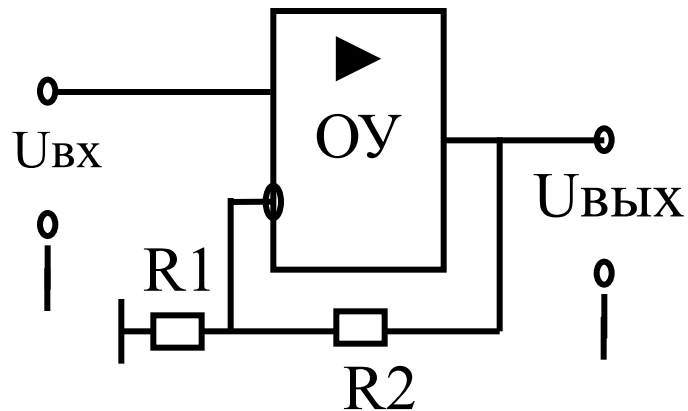
При расчете параметров схемы **инвертирующего усилителя** на **ОУ** задаются коэффициентом усиления по напряжению **K_u** , выбирают номинал резистора **R_2** и рассчитывают номинал резистора **R_1** .

Необходимо учитывать, что к резистору **R_2** приложено все **выходное напряжение**, т.е. этот резистор включен **параллельно** сопротивлению нагрузки усилителя. Для большинства маломощных **ОУ** сопротивление нагрузки должно быть **не менее 2-х кОм**. Поэтому номинал **R_2** выбирают в несколько раз **большим 2-х кОм** - например, **10 кОм**, и по формуле рассчитывают **R_1** .

Выбирать очень большие номиналы резисторов **R_1** и **R_2** (**сотни кОм** и более) нежелательно, потому что наличие **монтажных емкостей** приводит к запаздыванию сигналов по цепям **обратной связи** и может нарушить работу схемы на **высоких частотах**.

НЕИНВЕРТИРУЮЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ

На рис. приведена схема **ОУ**, охваченного **последовательной ООС** по выходному напряжению. Эта схема называется **НЕИНВЕРТИРУЮЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ**, потому что входной сигнал подается на **неинвертирующий вход ОУ**. Напряжение обратной связи, выделяемое на резисторе **R1**, подается на **вход ОУ** последовательно с источником входного напряжения (**Uвх**).

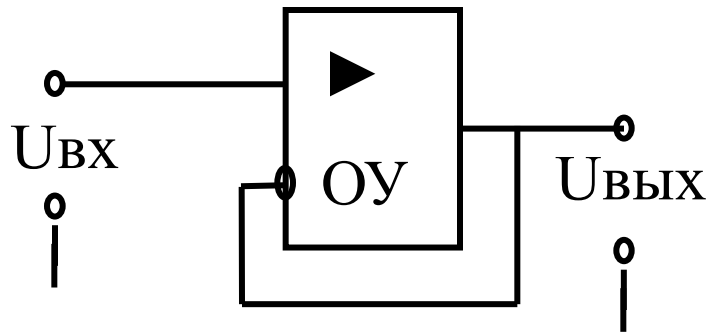


Учитывая следствие первого свойства идеального **ОУ**, напряжение на резисторе **R1** равно входному напряжению **Uвх**. Это же напряжение можно выразить равенством:

$$U_{вх} = U(R1) = U_{вых} * R1 / (R1 + R2)$$

$$K_u = U_{вых} / U_{вх} = 1 + R2 / R1$$

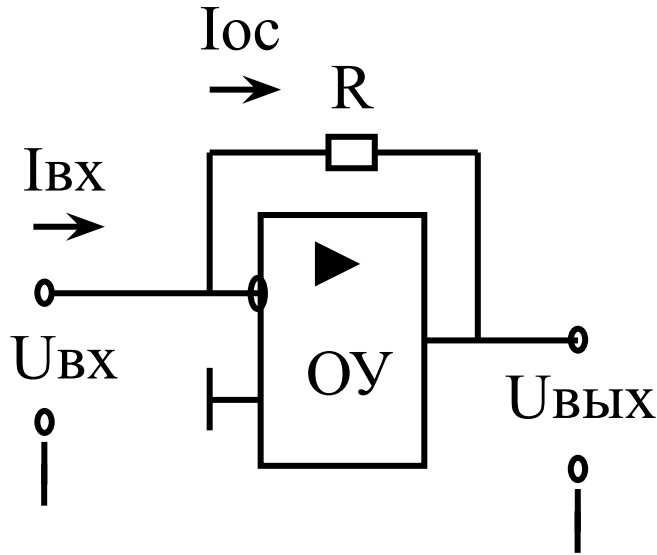
Резисторы **R1** и **R2** включены **параллельно** выходу **ОУ**, поэтому номинал резисторов (**R1+R2**) выбирается в несколько раз **большим** допустимого сопротивления нагрузки **ОУ** (например, **10 кОм**).



Частным случаем неинвертирующего усилителя является повторитель сигнала, когда **R1=∞, R2=0**.

Схемы неинвертирующих усилителей имеют очень **большое входное сопротивление** (за счет **последовательной ООС**) и очень **маленькое выходное сопротивление** (за счет **ООС по выходному напряжению**).

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ВХОДНОГО ТОКА В НАПРЯЖЕНИЕ



Непосредственно из схемы
можно сделать вывод о
том, что:

$$U_{вых} = - I_{вх} * R$$

**Входное и выходное сопротивления схемы очень
маленькие за счет параллельной ООС по
выходному напряжению.**

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ВХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ВЫХОДНОЙ ТОК

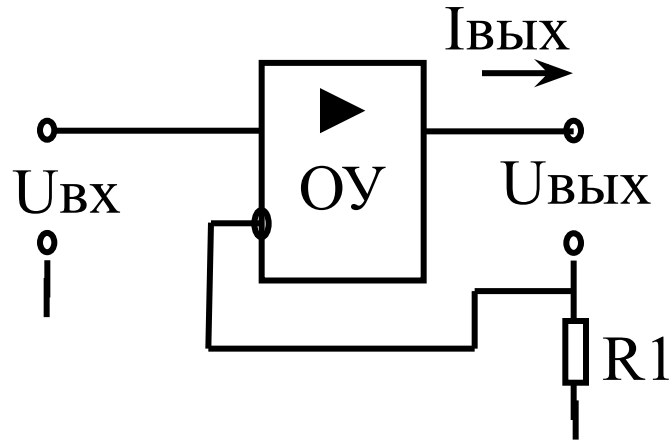


Схема ОУ, охваченного последовательной ООС по выходному току, называется преобразователем входного напряжения в выходной ток

Выходной ток **ОУ** создает на резисторе **R1** падение напряжения, которое в качестве напряжения **ОС** подается на вход схемы **последовательно** с источником сигнала.

$$U_{вх} = U(R1) = I_{вых} * R1. \quad I_{вых} = U_{вх} / R1$$

Схема имеет очень **большие входное и выходное сопротивления** за счет последовательной **ООС** по выходному току.

АНАЛОГОВЫЙ ИНТЕГРАТОР

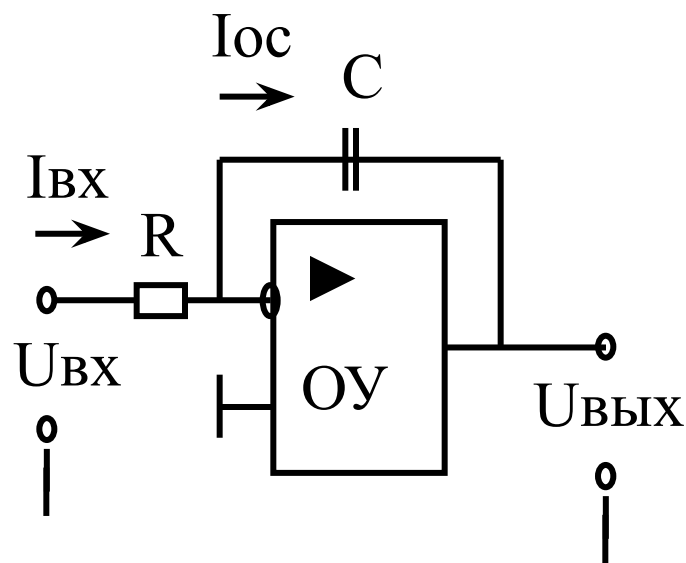


Схема интегратора может быть получена заменой в инвертирующем усилителе резистора **R2** на конденсатор.

Для этой схемы напряжения на входах **ОУ** равны нулю. Ток **Iвх** зависит от величины резистора **R**:

$$I_{вх} = U_{вх} / R ; I_{вх} = I_{ос}$$

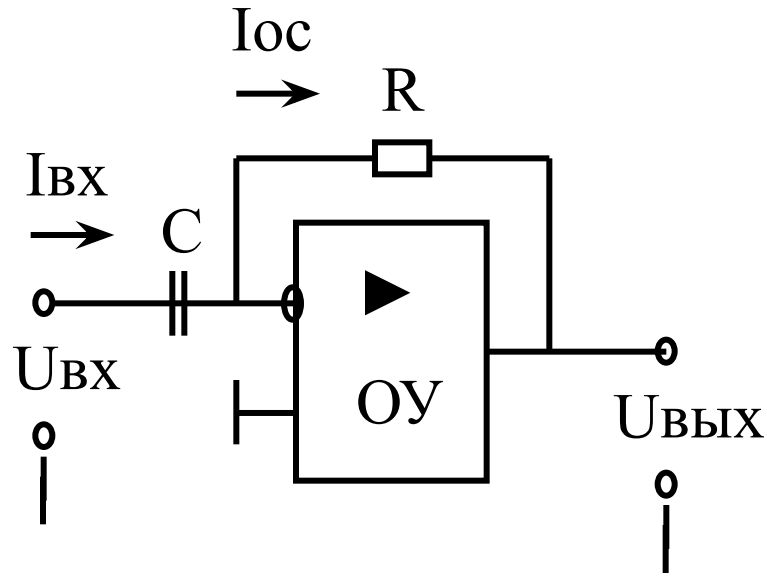
Мгновенное напряжение на конденсаторе **Uc(t)** определяется выражением:

$$U_{выл} = U_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t I_{ос}(t) dt$$

Поэтому :

$$U_{выл}(t) = -\frac{1}{R * C} \int_0^t U_{вв}(t) dt$$

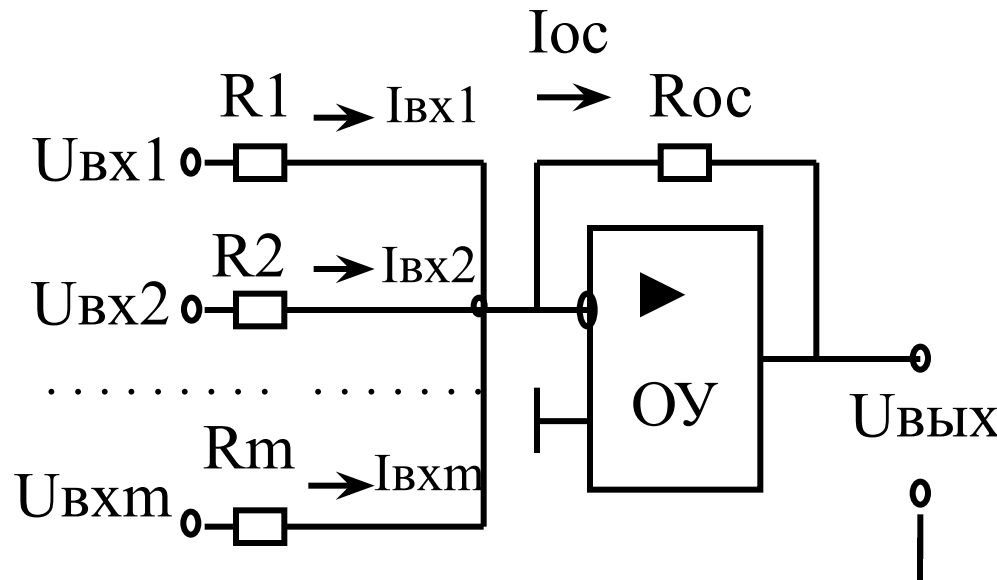
АНАЛОГОВЫЙ ДИФФЕРЕНЦИАТОР



Аналогичными рассуждениями можно показать, что выходное напряжение в схеме на рис. равно:

$$U_{вых}(t) = - R * C (dU_{вх} / dt)$$

ИНВЕРТИРУЮЩИЙ СУММАТОР



Как видно из схемы, при равенстве **всех** номиналов резисторов - выходное напряжение определяется из соотношения:

$$U_{\text{вых}} = - (U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}} + \dots + U_{\text{вхm}}).$$

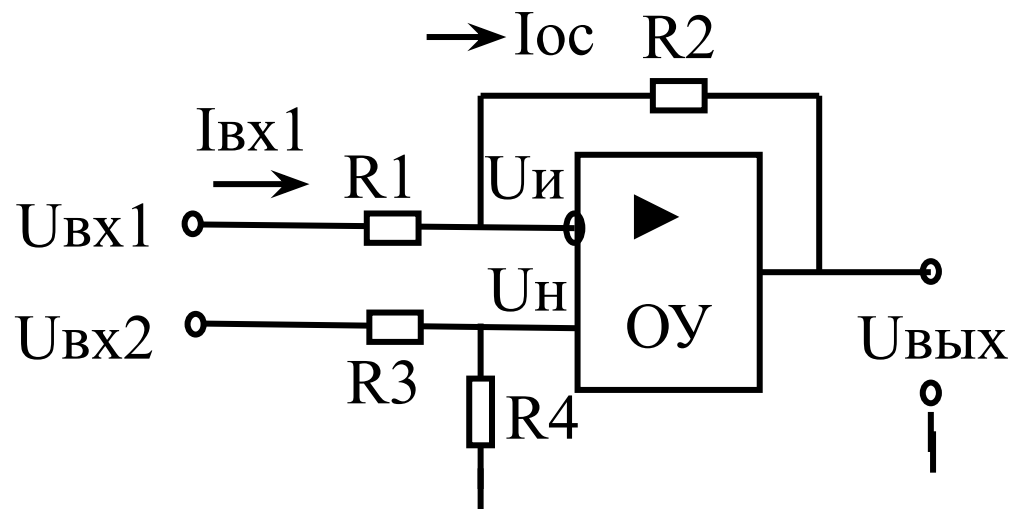
Поскольку потенциал инвертирующего входа равен потенциалу общего провода, источники входных сигналов хорошо развязаны друг от друга.

С помощью **резисторов**, включенных во входную цепь, можно реализовать различные **весовые коэффициенты** для каждого из слагаемых:

$$U_{вых} = - (U_{вх1} * (R_{ос} / R1) + \\ + U_{вх2} * (R_{ос} / R2) + \dots + U_{вхn} * (R_{ос} / Rn))$$

Для реализации **НЕИНВЕРТИРУЮЩЕГО СУММАТОРА** необходимо на выходе обычного инвертирующего сумматора добавить **аналоговый инвертор**.

АНАЛОГОВЫЙ ВЫЧИТАТЕЛЬ



При равенстве номиналов всех резисторов, напряжение на неинвертирующем входе (U_n) равно:

$$U_n = U_{вх2} * R4 / (R3 + R4) = U_{вх2} / 2$$

Из равенства токов: $I_{вх1} = I_{ос}$, следует:

$$(U_{вх1} - U_{и}) / R1 = (U_{и} - U_{вых}) / R2 .$$

Поэтому : $U_{и} = (U_{вх1} + U_{вых}) / 2$.

Учитывая следствие первого свойства идеального ОУ: $U_u = U_n$, имеем окончательное выражение:

$$U_{вых} = U_{вх2} - U_{вх1} .$$

Если выбрать номиналы резисторов из соотношения:

$$R2 = R4 = k * R1 = k * R3,$$

то выходное напряжение определяется формулой:

$$U_{вых} = k * (U_{вх2} - U_{вх1}) .$$

ЛОГАРИФМИРУЮЩИЙ И АНТИЛОГАРИФМИРУЮЩИЙ УСИЛИТЕЛИ

Логарифмирующий усилитель использует **нелинейные** свойства Вольт-Амперной характеристики *p-n*-перехода:

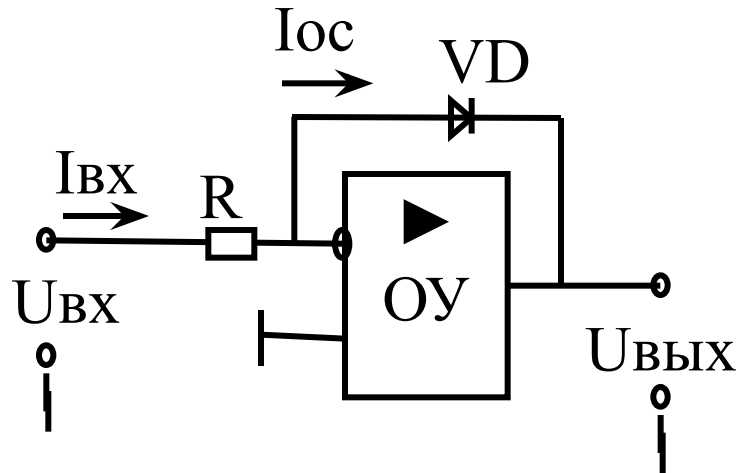
$$I = I_s * (\exp(U / m\Phi) - 1)$$

где: $=kT/q$ - термический потенциал;

m - коэффициент, связанный с поверхностной рекомбинацией (в диапазоне рабочих токов кремниевых транзисторов $m = 1,0...1,3$).

I_s - коэффициент пропорциональности, имеющий размерность (Ампер)

Логарифмический усилитель



При $U / m\Phi \gg 1$:

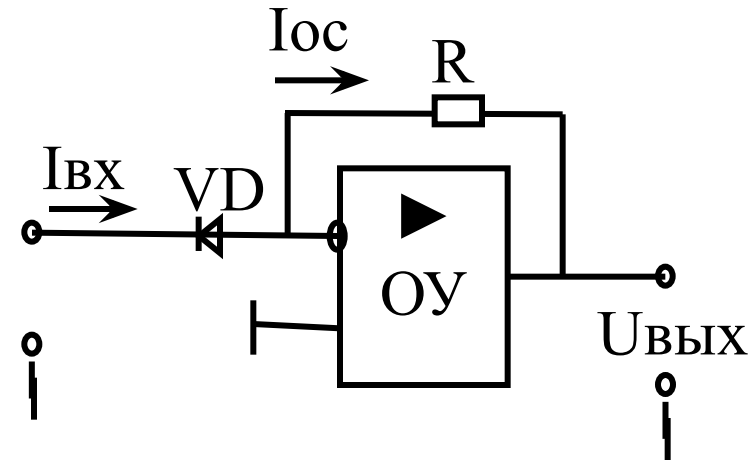
$$U_{вх} / R = I_s * \exp (-U_{вых} / m\Phi).$$

Поэтому :

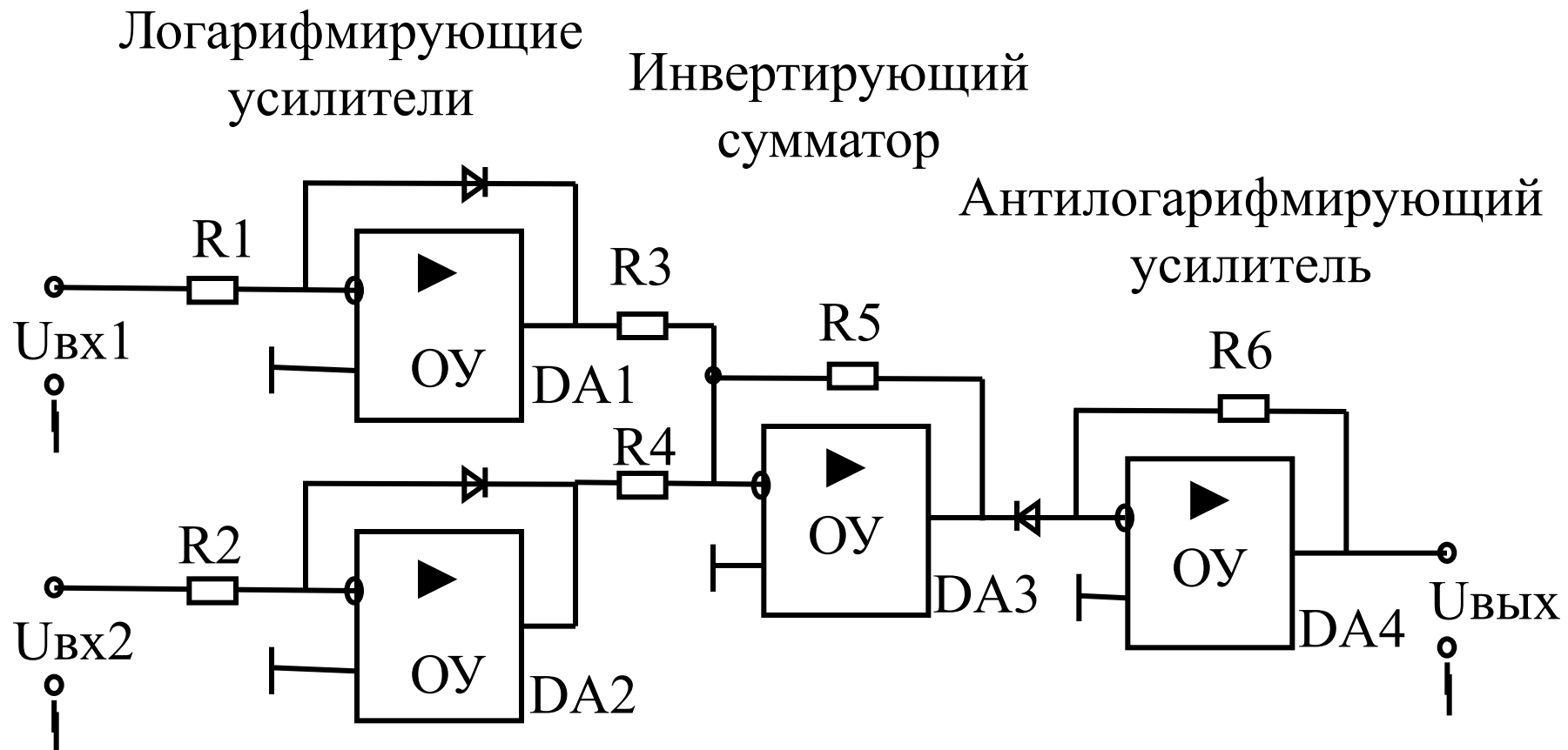
$$U_{вых} = - m\Phi * \ln (U_{вх} / I_s R)$$

Аналогично для схемы антилогарифмирующего усилителя получим: $U_{вых} = I_s * R * \exp(-U_{вх} / m\Phi)$.

Антилогарифмический усилитель



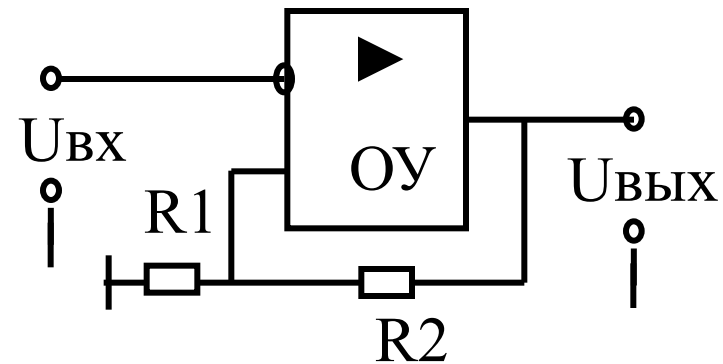
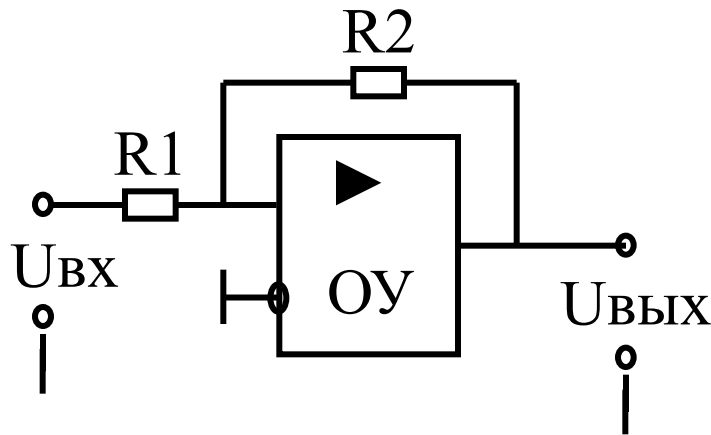
Примером использования изученных схем может служить перемножитель аналоговых сигналов. Сумматор на микросхеме **DA3** складывает напряжения, пропорциональные логарифмам входных сигналов **U_{ВХ1}** и **U_{ВХ2}**, что соответствует умножению входных сигналов. Антилогарифмирующий усилитель восстанавливает логарифм **суммы** до исходного значения.



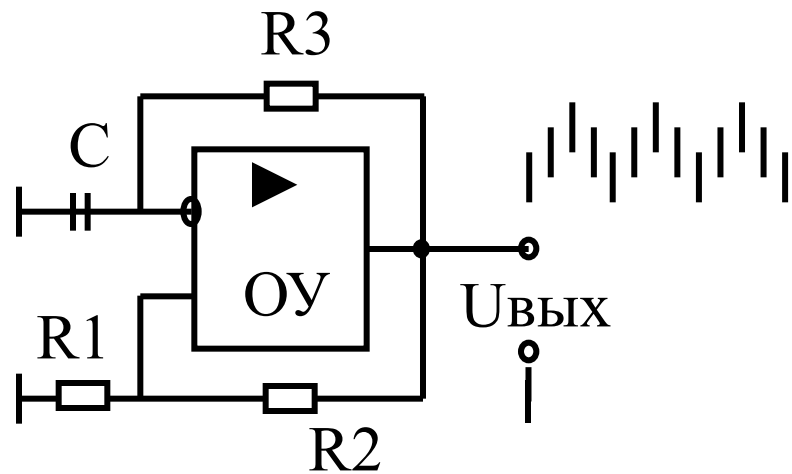
ТРИГГЕР ШМИТТА НА ОУ

Введением **положительной** обратной связи в **ОУ** можно реализовать **ТРИГГЕР ШМИТТА**. На рис приведена схема **неинвертирующего** триггера Шмитта. Триггер Шмитта с инверсией приведен на рис. Ширина петли гистерезиса (ΔU) определяется максимальным размахом выходного напряжения и параметрами цепи **обратной связи**:

$$\Delta U = (U_{\text{вых.макс}} - U_{\text{вых.мин}}) * R1 / R2$$



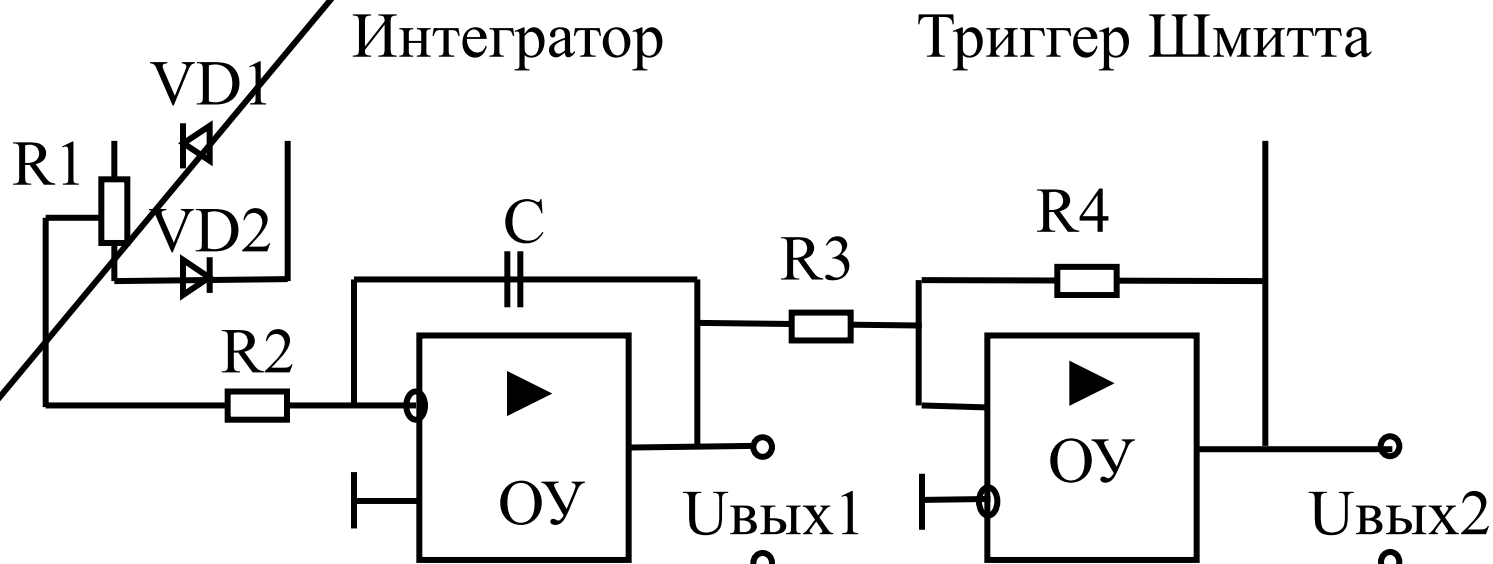
$$\Delta U = (U_{\text{вых.макс}} - U_{\text{вых.мин}}) * R1 / (R1 + R2)$$



Примером использования триггера Шмитта может служить схема генератора прямоугольных импульсов

С конденсатора **C** можно снимать **пилообразный сигнал**, амплитуда которого равна **ширине зоны гистерезиса**. Однако, **линейность** такого сигнала будет невысокой, особенно при больших амплитудах пилообразного сигнала.

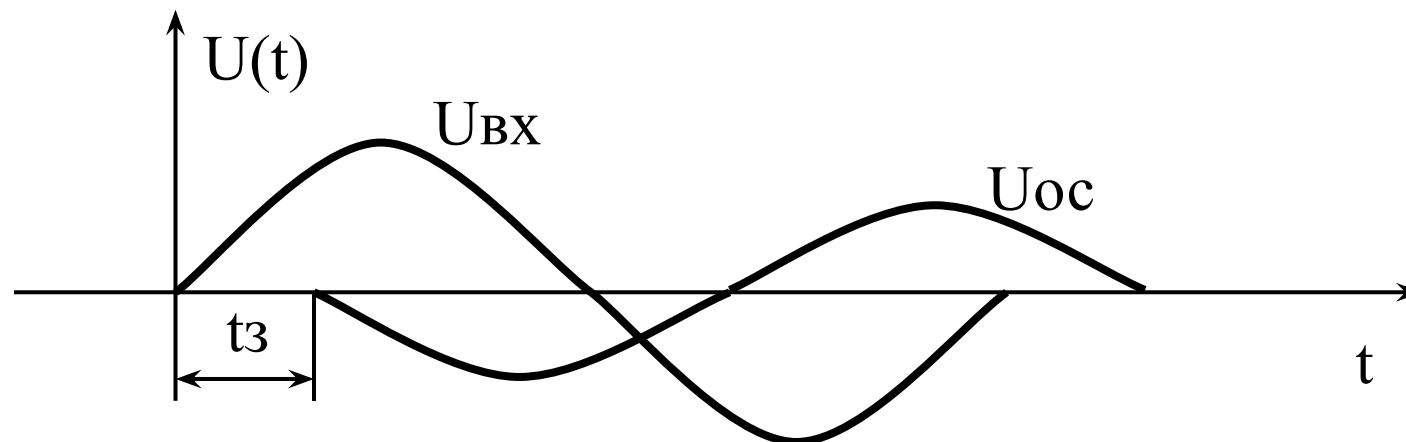
Для повышения линейности пилообразного сигнала в схему необходимо ввести дополнительный **интегратор**.



Выходное напряжение интегратора $U_{\text{вых1}}$ имеет пилообразную форму повышенной линейности, потому что является **интегралом** от прямоугольного напряжения с выхода **триггера Шмитта**. Амплитуда пилообразного сигнала равна ширине **зоны гистерезиса**. Выходное напряжение $U_{\text{вых2}}$ имеет прямоугольную форму с максимальной для данного **ОУ** амплитудой. Скважность импульсов на выходе **триггера Шмитта** можно регулировать переменным резистором **R1**. При этом на выходе интегратора изменяется соотношение между спадающей и нарастающей частью пилообразного напряжения.

МЕТОДЫ КОРРЕКЦИИ ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОУ.

Основные параметры схем на **ОУ** определяются параметрами **отрицательной обратной связи**. Однако, введение **ООС** делает такие схемы склонными к самовозбуждению на **высоких частотах**. Это объясняется задержкой распространения сигнала в самом **ОУ** и в цепях обратной связи. Величины этих задержек находятся в пределах от **десятков до сотен наносекунд**. На частотах в несколько мегагерц, для которых величина этой задержки составляет **половину периода**, отрицательная обратная связь превращается в положительную.



Если на этой частоте коэффициент передачи **ОУ** и цепи обратной связи будет равен или более **единицы**, схема обязательно **загенерирует**, т.к. выполняются два условия генерации:

□ наличие **положительной** обратной связи, т.е. сдвиг фаз между входным сигналом и сигналом на выходе цепи обратной связи кратен **360°**;

□ **коэффициент передачи** со входа через усилитель и цепь **ОС** равен или более **1**.

Для устранения генерации в схемах **ОУ** с **ООС** необходимо **уменьшить коэффициент** передачи на этой частоте до величины, **менее единицы**. С этой целью к **ОУ** подключаются **корректирующие звенья**, состоящие из резисторов и **конденсаторов**. Это, естественно, приводит к снижению быстродействия **ОУ**.

Современные ОУ с граничной частотой единичного усиления не более **5 МГц** имеют, как правило, **внутренние** цепи коррекции.

КОМПАРАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Компараторы напряжения относятся к специализированным **ОУ**, в которых нормальным является нелинейный режим работы каскадов. Компаратор предназначен для **сравнения** входного сигнала с **опорным** (или **сравнения двух сигналов**). При этом в зависимости от того, больше входной сигнал опорного или меньше (на доли милливольт), на выходе компаратора за минимальное время должно установиться напряжение **логического "0"** или **лог. "1"**.

Выходной сигнал компаратора, как правило, подается на вход **логических схем**, поэтому выходные напряжения компараторов согласуются с логическими уровнями **ТТЛ, КМОП** или **ЭСЛ** схем.

Обычный **ОУ** может быть с успехом применен для работы в качестве **компаратора**. Однако, схемы компараторов, специально разработанные для этих целей, имеют ряд преимуществ в сравнении с **обычными ОУ**.

Компараторы переключаются гораздо **быстрее**, чем **ОУ**. Для этого при проектировании компараторов специально предусматриваются меры, обеспечивающие быстрый выход усилительных каскадов из режима насыщения.

Компараторы не предназначены для работы в режиме с **отрицательной обратной связью**. Поэтому в них не обеспечивается **линейность** участка передаточной характеристики между двумя уровнями ограничения.

Схемы компараторов обычно схожи со схемами **ОУ**, имеют аналогичную структурную схему. Параметры компараторов почти такие же, как и у **ОУ**. Это коэффициент усиления (**K_u**), напряжение смещения (**$E_{см}$**), входные токи, коэффициент подавления синфазного сигнала, время переключения и другие.

Для согласования с логическими элементами выходной каскад аналогичен выходным каскадам логических схем.

Спасибо за внимание