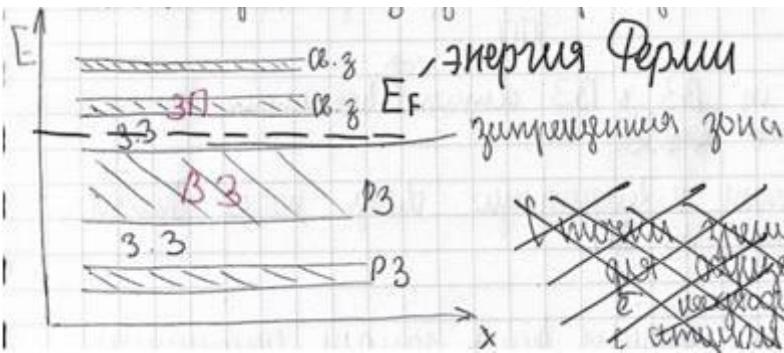


Собственные полупроводники. Основные свойства. Энергетические диаграммы, носители заряда, генерация и рекомбинация.



Собственный полупроводник – полупроводник в состав которого в идеале входят атомы 1 элемента т.е не содержащих примесей.

- Являются электронами, возникающие в результате ионизации атомов самого полупроводника (собственная проводимость)
- Свободные носители заряда в полупроводниках образуются в результате отрыва электронов от собственных или примесных атомов. Этот процесс называется генерацией носителей.

Разрешенные зоны в которых при $T=0$ все уровни заняты \bar{e} , из заполненных зонами

Заполн. зоны образ. валентными \bar{e} , из. вакантный зоны

Разрешенные зоны в которых $T=0$ \bar{e} отсутствует, свободные зоны

- Рекомбинация состоит в исчезновении пары свободных носителей и образования заполненной химической связи между собственными атомами.

Свойства:

1. Электрон переходит из ВЗ в ЗП, создаёт электронную проводимость в ПП. После ухода электрона из ВЗ, в ВЗ остаётся вакантное энергетическое поле, называемой **ДЫРКОЙ** (- незаполненная ковалентная связь **после вылета атома из ПП**). Незаполненная связь может быть заполненная сторонним соседним зарядом – тогда там дырка. Они представляют собой заряженные частицы – **дырочная проводимость**.
2. В собственных ПП образованным в стационарном режиме имеет место одинаковая концентрация ионов и дырок, от величины которой зависит проводимость.

$$n_i = N_B \exp\left(-\frac{E_F - E_B}{kT}\right) \quad p_i = N_V \exp\left(-\frac{E_F - E_V}{kT}\right)$$

N_B, N_V – эффектив. концентрированный

E_F – энергия Ферми

Во многих случаях можно считать $N_B = N_V, n_i = p_i$

$$\Rightarrow E_F = \frac{E_B + E_V}{2}$$

компьютеры
и дырки

Для всех частей аксиомы нахожд. в равновесии,ущ. Ферми =
= const

$$\text{При } T=\text{const}: n_i p_i = n_i^2 = p_i^2 = \text{const} = N_B^2 \exp\left(-\frac{\Delta E}{kT}\right)$$

При движении сб-в П/П вводят понятие активации
рекомбинации и генерации, который

$$V_{\text{прек}} = V_{\text{акт}} = V n_i p_i, \quad V - \text{КИАФ. концентрацией.}$$

Примесные полупроводники. Основные свойства. Энергетические диаграммы, носители заряда.

Примесные полупроводники -п/п в которых часть собственных атомов целенаправленно заменяется примесными.

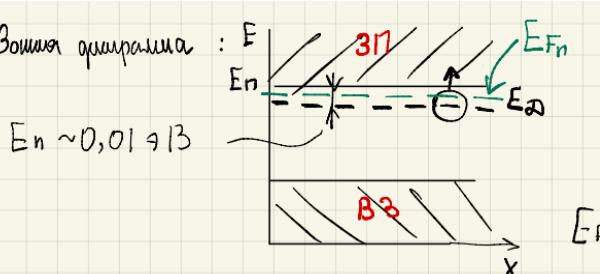
1 Полупроводника с донорной примесью (n-типа)

В качестве однородных примесей используют элементы 5 группы Таблицы Менделеева
 (Мышьяк, фосфор, сурьма)
 5 валентные

В зоне проводимости оказываются в основном электроны созданные примесью, так как им легче перейти в неё, чем тем электронам, который находятся в валентной зоне и которым необходимо перейти всю запрещенную зону. Поэтому электронов оказывается во много раз больше чем дырок, и они являются **основными носителями**, а дырки неосновными. При введение в полупроводник атомов 5 группы:

- 4 валентных электрон атома примеси образует ковалентную связь.

- 5 электрон атома примеси первоначально сохраняет слабую связь с ядром (электрическая связь). Для разрыва этой связи требуется небольшая энергия, это энергия ионизации. На зонной диаграмме Н-пп 5 «электроны» находятся на энергетическом уровне E_d , в которой расположен в запрещённой зоне, но вблизи дна зоны проводимости. При осуществлении вышеописанного перехода появляется



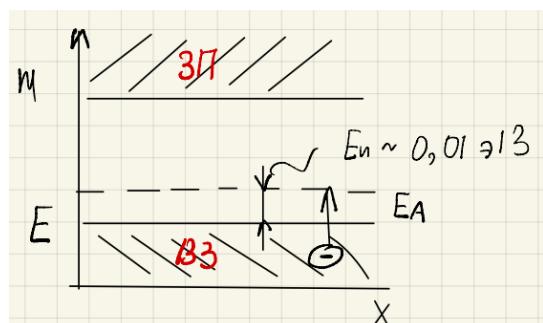
электрон в зоне проводимости, но дырка в валентной зоне не появляется. E_{Fn} – уровень Ферми n-типа

P-типа

2 Полупроводники с акцептором примесью (p-типа) - алюминий, галлий, золото

Шир : В, In

При введении в собственный пп атомной акцепторной примеси З валентные электроны примеси образуют ковалентную связь с электроном собственными электронами, одна из ковалентной связей незаполненная.



На зонной диаграмме р-типа появляется валентный уровень E_a вблизи валентной зоны, из потолка V_3 этот уровень отстает на величину E_d . Электрон таким образом переходит на уровень E_a , в V_3 появляется вакантная зона - дырка, а электрон в зоне проводимости не появляется Т.о. Увеличивается концентрация дырок

В р-типе пп концентрация электронов уменьшается, а концентрация дырок увеличивается Аналогично, концентрация дырок в р-пп от температуры зависит слабо, а концентрация электронов с ростом температуры становится сильнее. При

критической температуре концентрации сравниваются

Токи в полупроводниках.

1. Диффузионный - к - направленное движение носителей заряда, обусловленное градиентом концентрации носителей заряда

$$\cdot J_{\text{диф}} = e D_n \frac{\delta n}{\delta x} \quad - \text{диффуз. ток } e$$

↓
коэф. диффузии

$$\cdot J_{\text{диф}} = -e D_p \frac{\delta p}{\delta x} \quad \text{Электронно-дырочный ток}$$

2. Дрейфовый - направленное движение носителей зарядов под действие электрического поля.

$$\cdot J_{qp} = J_{qp,n} + J_{qp,p}$$

(\vec{e})

(дырки)

$$\cdot J_{qp,n} = \bar{v}_n E = e n M_n E$$

нормализовать \bar{v}
электронами
приводимость

$$\cdot \bar{v} = \bar{v} E$$

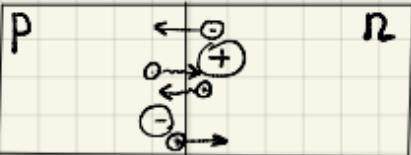
$\cdot M_n = \text{ср. скорость } \bar{v} \text{ в зоне единой интеграции} (1B \cdot 1m)$

$$\cdot J_{qp,p} = \bar{v}_p E = e p M_p E$$

нормализовать дырки
концентрация
дырок

$$M_p < M_n$$

Процессы в pn-переходе при отсутствии внешнего напряжения.



При образовании контакта между пп р-п-типов происходят следующие процессы:

① Диффузия основных носителей заряда через границу раздела р-н пп. Очевидно при образовании контакта двух пп на границе раздела пп имеют место существенный градиент концентрации электронов и дырок. \Rightarrow

Поэтому происходит диффузия электронов из приграничной части Н-области в приграничную часть Р-области. Одновременно происходит диффузия дырок из приграничной части Р-области в приграничную часть Н-области.

Таким образом, имеет место диффузионный ток носителей зарядов через ток. Уход электронов из приконтактной части приводит к тому, что электроны перестают компенсировать своим зарядом положительный заряд ионов примесей приконтактной части Н-области, таким образом приконтактной части Н-области начинается проявлять себя положительный объемный заряд ионов донорного примесей. Аналогично вследствие ухода дырок из приконтактной части Р-области в ней начинает проявляться отрицательный заряд ионов акцепторной примеси. Объемный заряд ионов примесей создает электрическое поле перехода. Очевидно что поле создаваемое в переходе ионной примеси ограничивает диффузию основных зарядов, что приводит к уменьшению диффузионного тока.

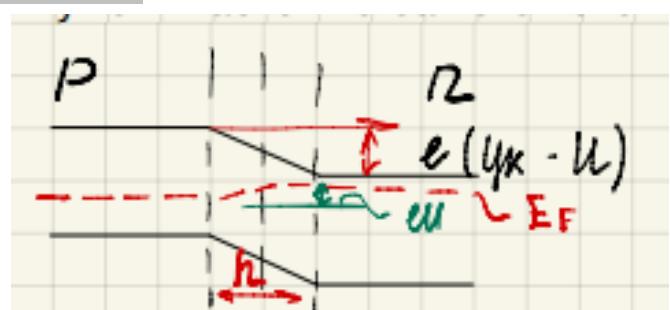
2. Дрейф неосновных носителей зарядов через переход. Поле, создаваемое объемными зарядами примеси создают дрейфовый ток неосновных зарядов через переход. Движение неосновных зарядов вызывает дрейфовый ток. Он идет одновременно с диффузионным. В итоге достаточно быстро в переходе устанавливается состояние: диффузия основных уравновешивается дрейфом неосновных носителей

диффузионного тока, то есть диффузионный ток становится равен дрейфовому (так как направление у них разные, то ток равен 0). Равновесное состояние называется контактной разностью потенциалов.

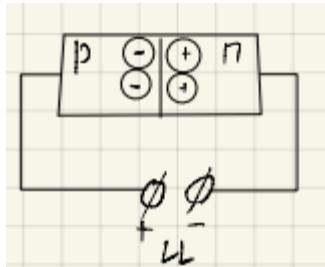
При построении р-н перехода по сути мы перемещаем по диагонали энергетическую диаграмму р-н перехода так, чтобы уровень Ферми стал постоянным. Происходит искривление валентной зоны и зон проводимости р-н перехода, таким образом на зонной диаграмме показывается потенциальный барьер, затрудняющий перемещение основных носителей заряда через р-н переход, создаваемый электрическим полем объемного заряда ионов примесей.

Процессы в pn-переходе при прямом и обратном включении.

1. **Прямое включение р-н перехода** - в этом случае плюс подключается Р-области, а минус к Н-области. При прямом включении электрическое поле, создаваемое внешним источником напряжения в р-н переходе, противоположно полю, создаваемому ионами примесей р-н перехода. Поэтому результирующая напряженность электрического поля в переходе уменьшается из-за потенциального барьера.



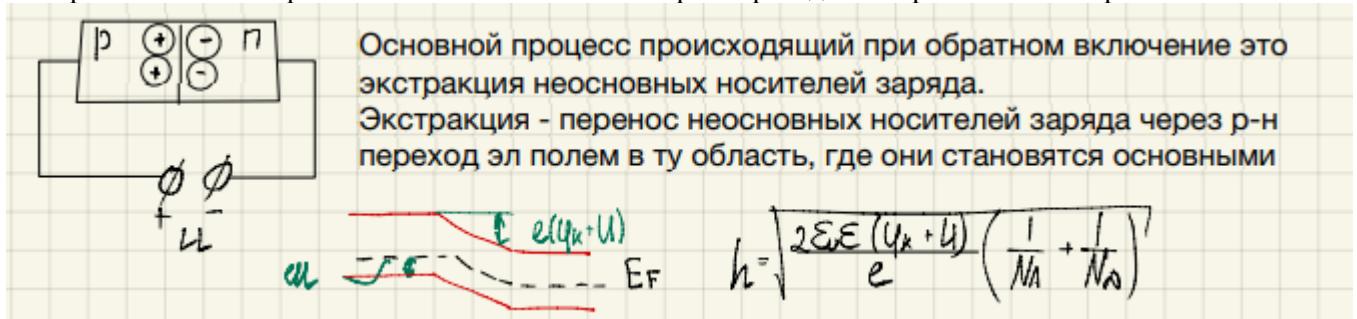
переходе понижает. Толщина р-н перехода при прямом включении уменьшается. С увеличением прямого напряжения потенциальный барьер становится ниже, а толщина р-н перехода становится выше. Т.о. ток при прямом включении в основном определяется диффузионным током Основной процесс



наблюдаем в переходе при прямом включении это инжеекция основных носителей заряда. Инжеекция - перемещение основных носителей заряда вследствие диффузии в область, где они становятся неосновными и дальнейшее продвижение в глубь этой области. В общем случае через р-н переход происходит инжеекция дырок, однако в несимметричном переходе инжеекция зарядов одного преобладает инжеекция заряда другого типа. Преобладающей является инжеекция основных носителей заряда из более легированной области в менее легированную область.

2. Обратное включение р-н перехода - минус подсоединяется к Р области, а плюс к Н области.

Обратное включение соответствует обратному напряжению, очевидно в этом случае поле, создаваемое в Р-области и поле в ионной примеси. Результирующее напряжение увеличивается, из-за чего потенциальный барьер для основных носителей заряда повышается. Диффузионный ток уменьшается по сравнению с нейтральным случаем. С другой стороны увеличение результирующей напряженности поля приводит к возрастанию тока. Результирующий обратный определяется дрейфовым током. Так как дрейфовый ток обусловлен движением неосновных носителей заряда, концентрация которых оказывается на порядок меньше остальных, то обратный ток оказывается на порядки меньше чем прямой ток. Т.о. Проявление основного свойства р-н перехода - выпрямление электрического тока



Принцип работы выпрямляющего контакта металл-полупроводник (КОНТАКТ N-ТИПА).

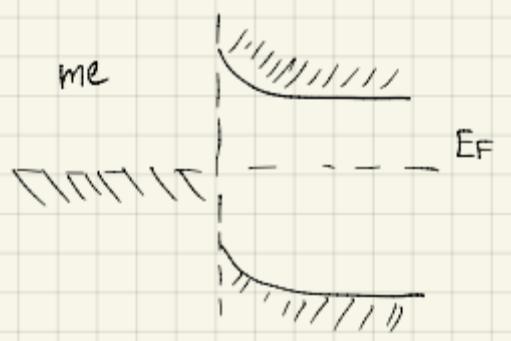
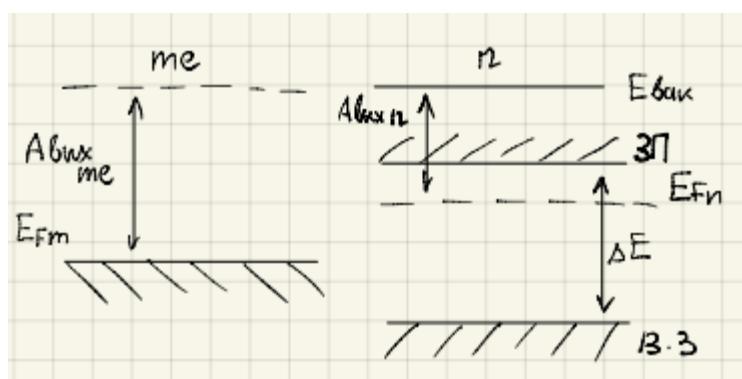
Переходы Шотки - Выпрямляющий контакт между металлом и пп, по свойствам этот контакт аналогичен р-н переходу (точно также как р-н переход, этот ток демонстрирует выпрямительные свойства: в одну сторону пропускает ток хорошо, в другую нет)

Контакт является выпрямляющий для условия $A_{\text{вых}}n < A_{\text{мет}}$
работа выхода из металла H -типа

Зонная диаграмма перехода Шотки при отсутствии внешнего напряжения получается путём взаимного перемещения зонной диаграммы и малого пп до совмещения их уровня Ферми.

$$U_k = A_{\text{вых}}m - A_{\text{вых}}n$$

Диаграмма контакта:



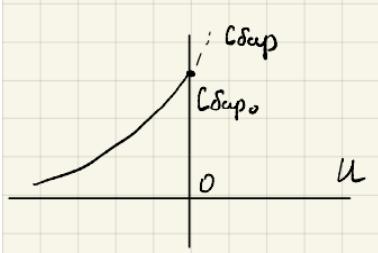
На зонной диаграмме появляется потенциальный барьер, который образуется в данном контакте При объединении металла и пп н-типа при выполнении данного условия: Происходит преимущество в основном переходе электронов в металл из приконтактного слоя Таким образом, данный слой объединяется основными носителями. Соответственно приконтактный слой пп существенно увеличивает своё сопротивление В обедненном слое начинает проявлять себя объёмный заряд ионов примеси, с другой стороны отрицательный заряд электров туда перешедших. В рассматриваемом контакте возникает внутреннее электрическое поле, которое начинает препятствовать перемещение электронов из полупроводника в металл, в результате чего возникает равновесное состояние, которое может быть охарактеризовано контактной разностью потенциалов. Таким образом, в контакте ме возникает потенциальный барьер для перемещения электронов.

При прямом включении (+ к ме, - к пп) потенциальный барьер понижается, соответственно существенно увеличивается ток, образующийся движением электронов из пп к ме. Этим он образует достаточно большой прямой ток, проходящий через данные контакты. Соответственно при обратном включении: потенциальный барьер повышается, при этом обратный ток образуется немногочисленным электронами переходящих из ме в пп.

Достоинства:

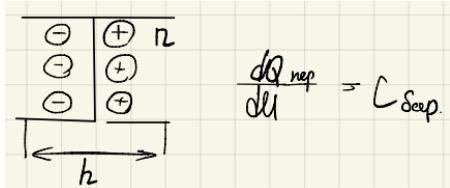
1. Разность потенциалов больше, чем РН переход (или меньше). Прямое напряжение меньше (что хорошо), т.е. меньше мощность.
2. Работает на основе основных носителей заряда.
3. Работа на высоких частотах

Емкости pn-перехода.



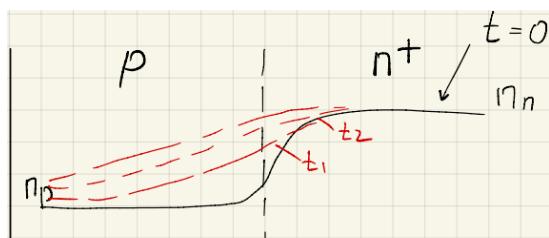
Барьерная емкость характеризует связь между изменением объёмного заряда ионов примеси в переходе и изменением напряжения на переходе. Таким образом, переход ведётся себя как конденсатор, расстояние между облачками которого можно считать равным толщине р-н перехода. Особенность: нелинейная зависимость от напряжения. Барьерная емкость проявляется себя при обратном включении перехода, так как при обратном маленькое сопротивление. С ростом по модулю обратного напряжения емкость барьера уменьшается, это можно объяснить тем, что с ростом

увеличивается толщина перехода, что соответствует увеличению расстоянию между обкладками.



Диффузионная емкость

Связывает между собой изменение напряжение на переходе и изменение заряда вблизи р-н перехода вследствие инъекции носителей заряда.



В момент $T=0$ подадим прямое напряжение, распределение электронов сдвигается в глубь Р области, при этом становясь всё более пологим. Таким образом в начальный момент времени градиент концентрации при $T=0$ будет максимальным, а потом будет уменьшаться. Следовательно, диффузионный ток будет максимальным, а потом нелинейно уменьшаться (Примерно так, как это происходит при заряде конденсатора)

$$C_{диф} = \frac{dQ_{диф}}{dU}$$

$$Q_n = \frac{kT}{e}$$

Так как диффузионная емкость определяется с инъекцией, то можно её связать с:

$$C_{диф} = T_n \cdot \frac{T}{(C_p)}$$

Обе емкости в той или иной степени характеризуют инерционность диода, которая может проявляться двояко:

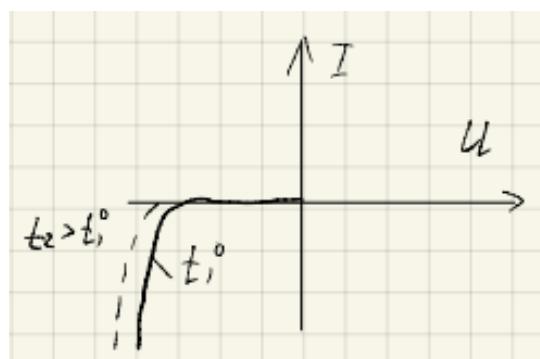
1. Чем больше емкость диода, тем медленнее происходит с прямом включении в обратное и обратно.

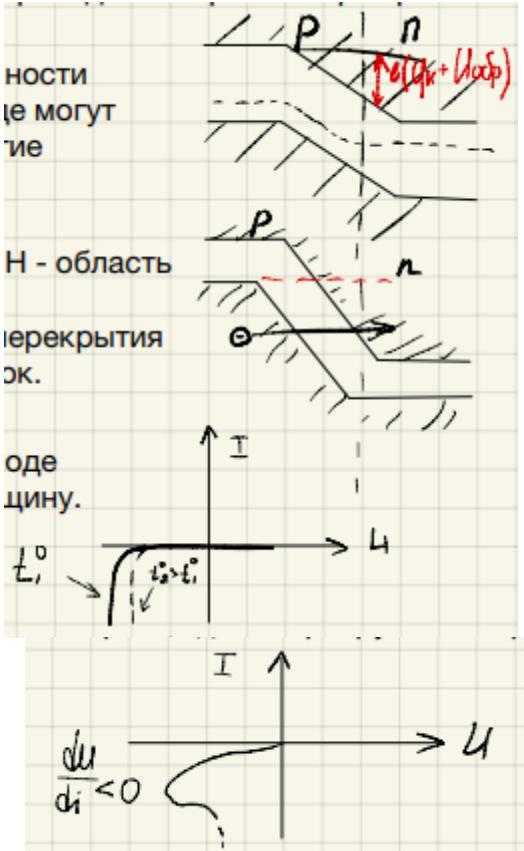
Проявляется при импульсной работе диода - быстродействие 2. Ухудшение свойств диода, то есть с повышением частоты входного напряжения Работа выпрямительных схем начинает уменьшаться.

Пробой pn-перехода.

Пробой р-н перехода - резкое увеличение обратного тока, когда обратное напряжение доводится до порогового значения. **3 вида пробоя:** 1. Лавинный 2. ТунNELНЫЙ 3. Термовой

- Лавинный пробой - возникает, когда напряжённость в электрическом поле превышает некоторый предел. Он возникает вследствие ударной ионизации атома пп при р-н переходе. При повышении обратного напряжения, энергия электронов, пересекающих р-н переход, увеличивается засчёт энергии электрического поля. При повышении некоторой величины обратного напряжения напряжённость электрического поля увеличивается настолько, что электрон получает от электрического поля в переходе энергию достаточную для того, чтобы выбить один из валентных электронов атома проводника и самому остаться свободным. Уже оба электрона могут увеличивать свою энергию засчёт энергии электрического поля и ионизировать другие атомы пп. Преимущественно лавинный переход возникает в слабо легированных проводниках, имеющих сравнительно большую толщину. С ростом температуры напряжение лавинного пробоя увеличивается.

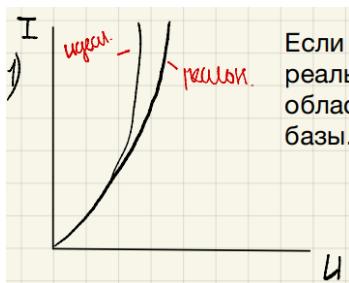




- Туннельный пробой возникает вследствие туннельного перехода электронов через р-н переход без потери изменения энергии. При увеличении обратного напряжения засчёт напряжённости электрического поля и энергетические зоны в переходе могут искривится настолько сильно, что имеет место перекрытие валентной зоны Р и зоны проводимости Н по вертикали. Следовательно, электрон из Р-области может перейти в Н - область без изменения энергии. Очевидно, что с ростом обратного напряжения степень перекрытия увеличивается, следовательно, возрастает туннельный ток. Преимущественно туннельный пробой возникает в переходе сильно легированных проводниках, имеющих малую толщину. Отличие: с ростом температуры напряжение уменьшает.
- Тепловой пробой - возникает вследствие разогрева р-н перехода обратным током. При увеличении обратного напряжения выше некоторого предела количество теплоты, выделенное в р-н переходе, вследствие протекания обратного тока через него, становится больше того количества теплоты, которое может быть отведено от р-н перехода в окружающую среду. В этом случае температура перехода резко увеличивается , что приводит к росту обратного тока, что приводит к дальнейшему увеличению температуры. Тепловой пробой является необратимым , так как сопровождается

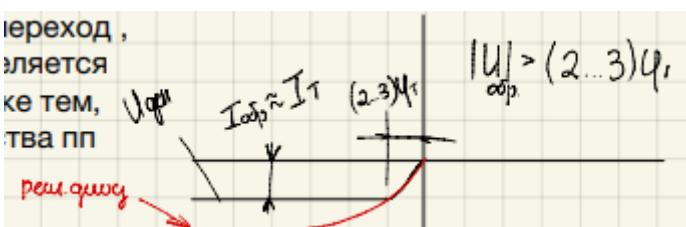
разрушением р-н перехода вследствие разогрева перехода. Особенность ВАХ теплового пробоя наличие на ВАХ участка **отрицательным участком дифференциального сопротивления**. С развитием теплового пробоя увеличивается обратный ток а напряжение на переходе уменьшается засчёт сопротивления на переходе.

Отличия реального диода от идеального рп-перехода. Сравнение германиевых и кремниевых диодов. Влияние температуры на ВАХ диода.

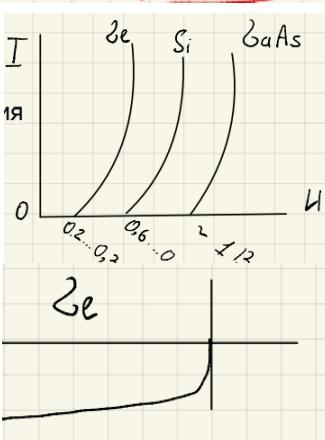


Отдельно рассмотрим обратную и прямую ветви.

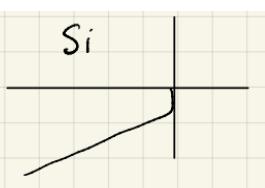
1. На прямой ветви различие идеальной от реального р-п перехода в основном определяется сопротивлением базы диода. Если ВАХ идеального р-н перехода стремится к вертикали, то реальный переход при малых токах почти совпадает с идеальной, а в области больших токов имеет наклон обусловленный сопротивлению базы.
2. При обратном включении обратный ток реального диода оказывается больше, чем у идеального р-п перехода, так как обратный ток идеального р-н перехода включается в себя только тепловой ток. У реального диода включается в себя две составляющие: ток термического генерации (Неосновные носители заряда



образующие в р-н переходе создают ток термического генерации) и ток утечки. ВАХ идеального перехода идёт горизонтально, то есть не зависит от напряжения. ВАХ реального тока проходит ниже, чем идеальный, также выше наклон, который обусловлен током генерации и током утечки.



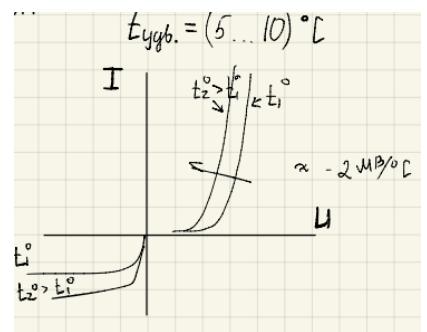
Различия между диодами из разных материалов могут быть замечены при уровне ВАХ: Чем шире ЗЗ, тем больше контакта разности потенциалов, следовательно, больше напряжения диодов, поэтому ВАХ Si находится правее германия, для GaAs еще правее. Обратный ток Si диодов всегда на порядок меньше, чем обратный ток Ge, так как конец неосновных носителей заряда в Si меньше.



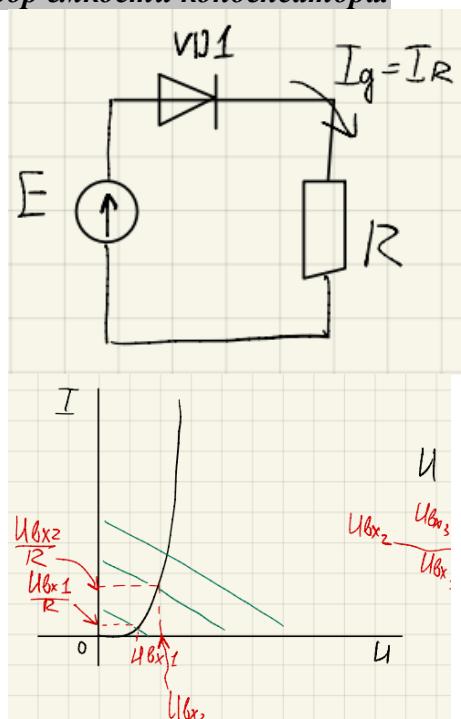
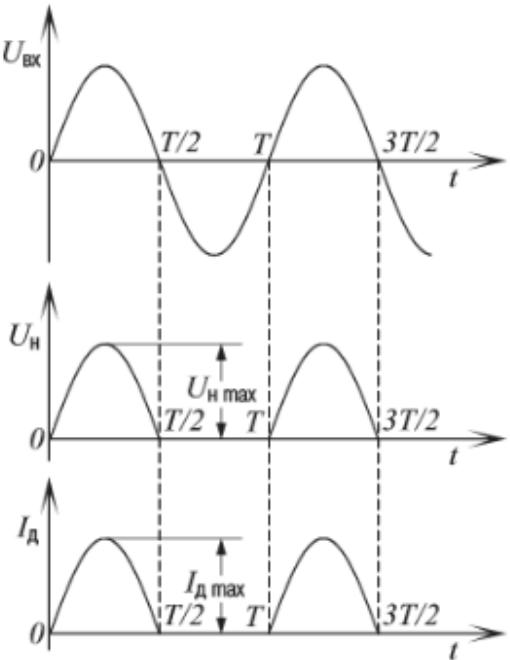
Форма обратной ВАХ так же различна: У Ge начальный скачок появляется гораздо сильнее, чем у Si, так как в Ge идёт тепловой ток либо больше, либо соизмерим с током генерации и утечки. В кремнии наоборот , тепловой ток оказывается меньше, чем ток генерации и утечки. Начальный скачок выражается слабо, а наблюдается сильная зависимость тока от обратного напряжения.

Прямое напряжение с ростом температуры уменьшается за счёт уменьшения контактов разности потенциалов.

При обратном включении с ростом температуры заметно увеличивается обратный ток вследствие сильного выраженной зависимости концентрации неосновных носителей заряда от температуры.



Описание работы диода в 1-полупериодной выпрямительной схеме без конденсатора и с конденсатором. Временные диаграммы. Выбор емкости конденсатора.



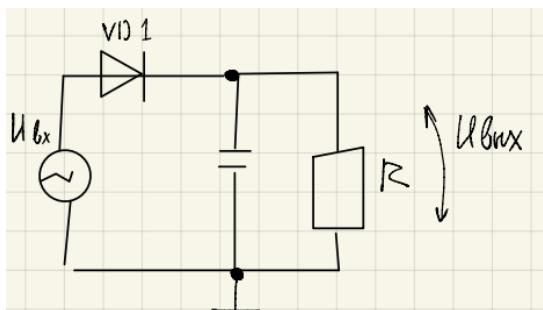
Применение графоаналитического метода при переменном токе (при синусоидальном входном напряжении):

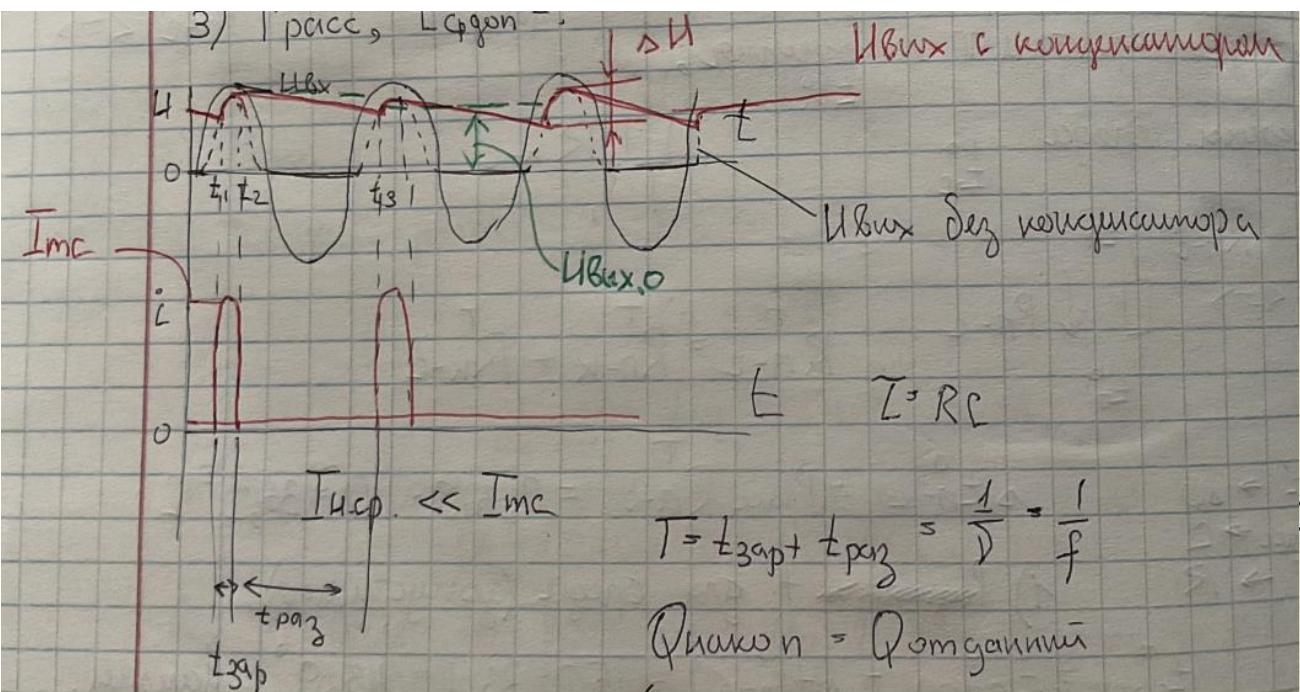
1. Например, при прямом включении положительный полупериод разбивается на определенного числа интервалов
2. Для выбранных моментов времени строится нагрузочная прямая в одной системе координат в одной системе координат с ВАХ
3. По точке пересечения определяет ток и напряжение на диоде в этот момент времени;
4. Определяется мгновенного значение напряжения (выходного)
5. Строится график выходного напряжения

Однополупериодный выпрямитель является простейшим выпрямителем и включает в себя один диод или тиристор. Напряжение со вторичной обмотки трансформатора проходит через вентиль на нагрузку только в положительные полупериоды переменного напряжения. В отрицательные полупериоды вентиль закрыт, все падение напряжения происходит на вентиле, а напряжение на нагрузке U_{H} равно нулю. Отношение среднего значения выпрямленного напряжения U_{H} к действующему значению входного переменного напряжения U_{Bx} называется коэффициентом выпрямления

Выпрямлением принято называть процесс преобразования переменного тока в ток одного направления

Отметим что, использование такого метода для анализа схемы на переменном токе можно применяться только на низких частотах: при сравнительно медленно меняющихся токах, так как на низких частотах не проявляются инерционные свойства диода: обусловленные его ёмкостью.





Описание процесса:

В момент времени T_1 увеличивается настолько, что $U_g = 0,5 - 0,6 \text{ В}$, поэтому в момент времени T_1 диод открывается, затем в момент времени $T_1 \dots T_2$ через диод протекает ток нагрузки заряда конденсатора i_C так, что $I_{mc} > I_{нар. сред}$.

I_{mc} велико потому, что заряд конденсатора происходит через малое сопротивление открытого диода.

В момент времени T_2 засчёт входного напряжения $U_g < 0,5 \dots 0,6 \text{ В}$

Диод начинает закрываться.

В момент времени T_2-T_3 диод закрыт и происходит разряд конденсатора через сопротивление R , разряд конденсатора происходит меньше, чем заряд

Входное напряжение уменьшается с постоянной $T = RC$

Вывод формулы:

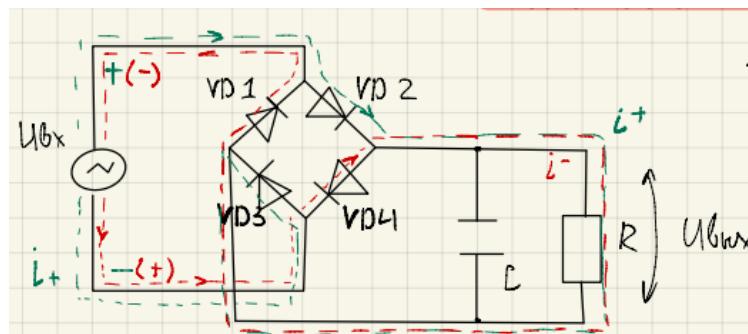
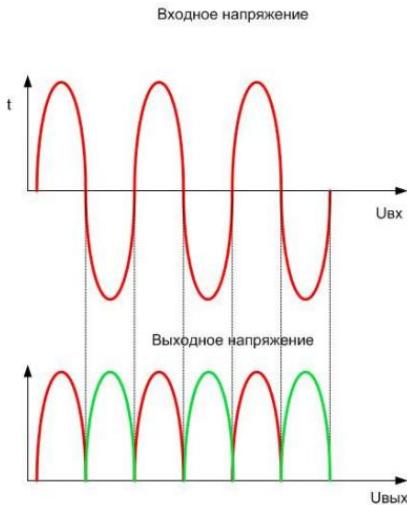
$$I_{нар.} = \frac{C \Delta U}{t_{разряда}} \Rightarrow C \geq \frac{I_{нар.} t_{разряда}}{\Delta U} \approx \frac{I_{нар.} T}{\Delta U} = \frac{I_{нар.}}{\Delta U \cdot f}$$

Двухполупериодные схемы выпрямления (мостовая; со «средней точкой»). Временные диаграммы работы. Достоинства и недостатки.



Таким образом из диаграмм следует, что схема полупериодная, что выходное отличается от входного на U_d . Схема является более подходящей с низкими входными напряжениями, чем мостовая схема. Размах пульсации такой же, как в мостовой схеме.

Недостаток: данная схема требует большее сложного трансформатора (не с одной, а с двумя вторичными обмотками)



Двухполупериодная (мостовая) схема. Здесь ток через нагрузку течёт дважды за период в одном направлении: положительная полуволна по пути, обозначенному красными стрелками, отрицательная полуволна по пути, обозначенному зелеными стрелками. Положительный полупериод входного напряжения отличается на удвоенную величину U_d , так как нагрузка подключена с двумя открытыми диодами.

Достоинства: 1. Мостовая схема оказывается более энергетически выгодна,

так как ток нагрузки протекает в течение обоих полупериодов сигнала

2. Разряд конденсатора в мостовой схеме (время) в 2 меньше, чем в однополупериодной схеме, следовательно, размах пульсации будет в 2 раза меньше.

Недостатки: 1.Выходное напряжение оказывается ниже в однополупериодной схеме так как в схему включены два диода. Данный недостаток существенно проявляется при малых амплитудах входного напряжения.

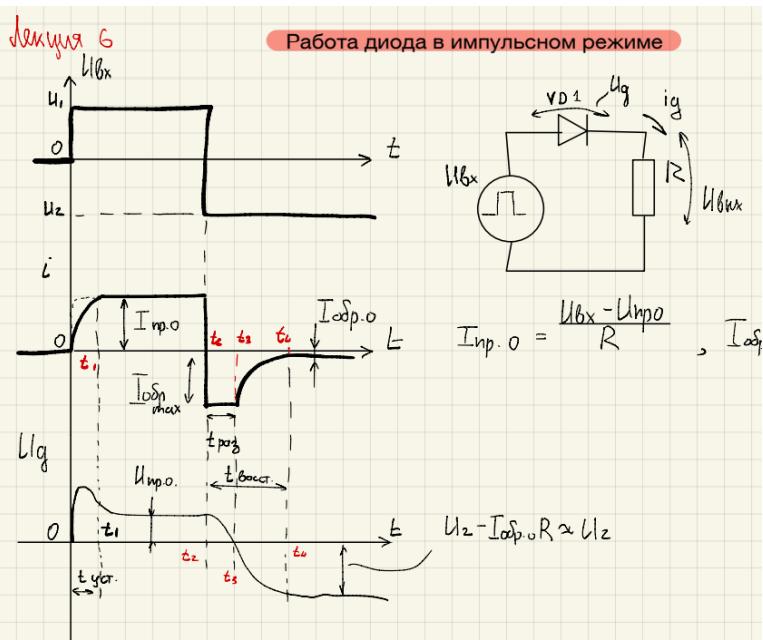
2. 4 диода, много

Мостовая схема не рекомендована к применению при низких входных напряжениях.

Работа диода на высоких частотах (временные диаграммы с пояснением).

При увеличении частоты длительность положительного полупериод уменьшается, в результате на некоторых частотах часть носителей заряда не успевает реконбенировать , то есть к моменту смены напряжения с прямого на обратное, в базе остаются избыточные неосновные носители.

При смене напряжения с прямого на обратное, эти носители заряда совершают экстракцию обратного эмиттера, образуя бросок обратного тока, вследствие чего и получается импульс отрицательного напряжения нагрузки. С повышение частоты заряд, накопленный в базе, увеличивается, следовательно, будет увеличиваться импульс обратного тока и обратного напряжения нагрузки, но свойства ухудшаются.



Работа диода в импульсном режиме (временные диаграммы с пояснением).

При подаче импульса прямого напряжения на интервале $(0, T_1)$ происходит плавное изменение тока диода и напряжения на диоде, при этом заканчивается это изменение в момент T_1 , когда ток диода перестаёт изменяться и равен $I_{пр.о.}$. Напряжение на диоде тоже перестаёт изменяться $U_{пр.о.}$. Установление прямого напряжения на (T_1, T_2) , на нем происходит 2 процесса:

1. Эффект модуляции сопротивления базы.
Вследствие инжекции и заряда эмиттера. Сопротивление базы в To имеет максимальное значение, а на $(0, T_1)$ уменьшается, аналогично себе ведёт напряжение диода U_o
2. Происходит заряд диффузионной ёмкости
Эффект модуляции проявляется сильнее при больших прямых токах, а при малых сильнее

проявляется заряд диффузионной ёмкости На (T1,T2) за счёт инжекции и зениторов заряда происходит их накопление в базе. В T2 происходит переключение U с прямого на обратный, которое сопровождается броском обратного тока. Этот ток на (T2,T3) остаётся постоянным и может быть соизмерим с прямым током. Причина броска в том числе при переключении с прямого на обратный, носители в базе, которые не успели рекомбинировать, совершают экстракцию в эмиттер. Таким образом, на (T2,T3) происходит рассасывание заряда накопленного на (0,T2). К T3 все носители заряда почти все ранее накопленные заряды либо возвращаются в эмиттер, либо реконбенируют, а далее на (T3,T4) происходит плавное уменьшение обратного тока до очень малого статического значения и обратного нулевого. Происходит плавное уменьшение напряжения на диоде в T4 перестаёт изменяться и становится равным U2. Процесс рассасывания заряда в базе можно трактовать, как разряд диффузионной ёмкости диода, а уменьшение тока на (T3,T4) как заряд барьерной ёмкости. Таким образом, ёмкости диода определяют длительность переходных процессов, и чем меньше ёмкости, тем быстрее диода переключается из одного состояния в другое



Стабилитроны и варикапы: принцип работы, ВАХ, основные параметры.

Стабилитрон - предназначен для работы в режиме электрического пробоя и использования для стабилизации напряжения. Принцип работы прибора заключается в подаче на диод через резистор запирающего напряжения, величина которого превышает величину напряжения пробоя самого диода. До того времени, пока не наступил момент совершения пробоя, через стабилитрон идут токи утечки величины, которых очень незначительна, в тоже время сопротивление прибора очень высокое.

$$I_{ст} = \frac{E - U_{пр}}{R}$$

На схеме:

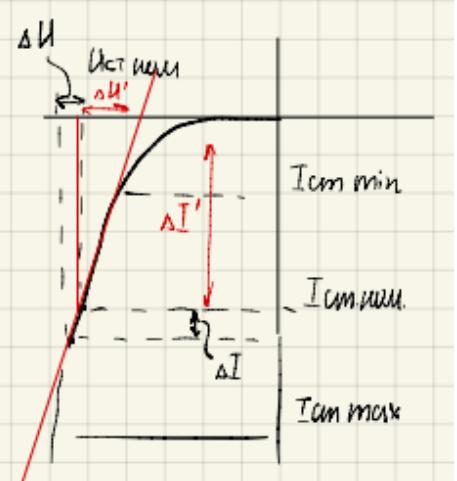
1) Ист.ши. (при $I_{ст.ши.}$)

2) $\Delta I_{ст}$ - разбрюс

$$3) V_{диф} (\text{при } I_{ст.ши.}) = \frac{\Delta U}{\Delta I}$$

4) ТК Ист - эмиттер.котр. Ист

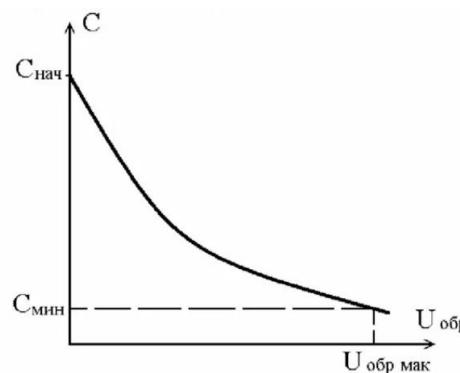
$$\Delta T' = I_{ст.ши.} \quad V_{диф} = \frac{\Delta U'}{\Delta I_{ст.ши.}}$$



Варикапы – диод, используемый в качестве емкостного элемента, управляемого обратным напряжением. (Емкость 1 нФ)

Основные параметры:

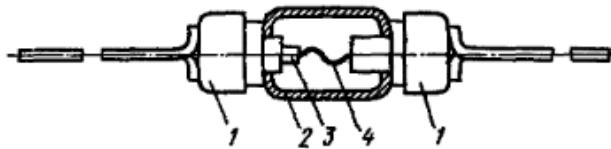
- начальная (максимальная) ёмкость;
- минимальная ёмкость
- максимальное обратное напряжение



Конструктивно-технологические типы полупроводниковых диодов: упрощенная структура, достоинства и недостатки диодов различных типов.

1. **Точечные диоды** - имеют очень малую площадь электрического перехода. Точечные диоды в основном изготавливают из германия n-типа, металлическую пружинку — из тонкой проволочки, материал которой для германия n-типа должен быть акцептором. Благодаря малой площади p-n-перехода ёмкость точечных диодов очень незначительна и составляет десятые доли пикофарады.

Поэтому точечные диоды используют на высоких и сверхвысоких частотах. Их применяют в основном для выпрямления переменного тока высокой частоты и в импульсных схемах.



1- выводы

2- керамический или стеклянный баллон , покрытый черной светонепроницаемой краской

3- пластинка полупроводник

4- металлическая проволочка-пружина

2. При изготовлении **сплавных диодов** происходит вплавление примеси в кремний или в другой п/п.

Сплавной диод малой мощности — диод со средним значением выпрямленного тока не более 0,3. В середину пластинки кремния (Si) проводимостью n-типа (рис. 6.2.1) вплавлен цилиндрический столбик из алюминия (Al). Атомы алюминия диффундируют (проникает) в пластинку, вследствие чего проводимость части объема пластинки вблизи столбика становится дырочной (p-типа). Между ней и остальным объемом пластинки образуется p-n переход с хорошей проводимостью от алюминия к кремнию.

Сплавной диод средней мощности — диод со средним значением выпрямленного тока от 0,3 до 10 а. Между пластинками кремния n-типа и p-типа прокладывают алюминиевую фольгу и нагревают. Алюминий сплавляется с кремнием и внутри получившейся монолитной пластинки образуется p-n переход.

3. При изготовлении **диффузионных диодов** p-n переход создается при высокой температуре диффузии примеси в кремний или германий из среды, содержащей **пары примесного материала**.

Диффузионный плоскостной p-n переход изготавливается на основе **кремния n-типа** или **германия p-типа**.

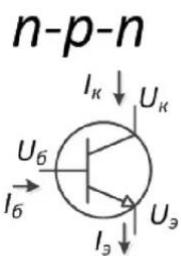
Диффузанты - бор (B), сурьма (Sb). Диффузия осуществляется при нагреве в водородной печи.

Между диффузионным слоем кремния p-типа и пластинкой Si n-типа образуется **плавный p-n переход** (рис.6.3), в котором эмиттером является высоколегированный диффузионный слой.

Метод диффузии позволяет достаточно точно контролировать процесс изготовления перехода, вследствие чего обеспечивается однородность параметров изготавляемых переходов.

4. **Эпитаксиальные диоды**. Изготавливаются с использованием методов эпитаксии и локальной диффузии. Эпитаксия - процесс наращивания микрокристаллических слоёв на подложку. P-n-переход создаётся, как правило, диффузией через окно в маске эпитаксиального слоя .

Принцип работы и ВАХ биполярного транзистора (схема ОБ).



нормальным активным режимом (НАР) — называют режим работы биполярного транзистора любого типа, когда к эмиттерному p-n-переходу приложено прямое напряжение и переход открыт, а к коллекторному — обратное и переход закрыт

$$n\text{-}p\text{-}n: U_k > U_b > U_e \quad p\text{-}n\text{-}p: U_k < U_b < U_e$$

инверсным активным режимом называют режим работы БТ, когда эмиттерный переход закрыт, а коллекторный открыт.

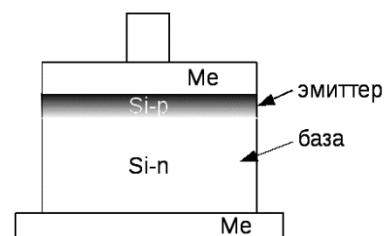
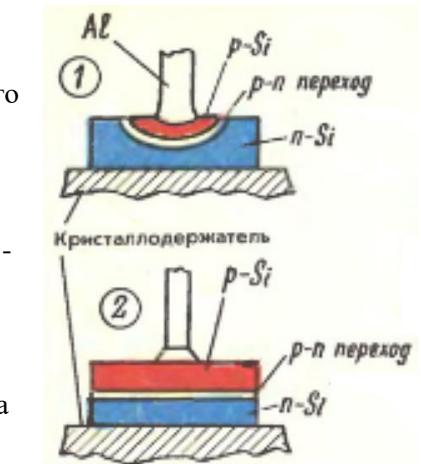
$$n\text{-}p\text{-}n: U_k < U_b < U_e \quad p\text{-}n\text{-}p: U_k > U_b > U_e$$

режим отсечки — это когда оба p-n-перехода закрыты, то есть к ним приложены обратные напряжения

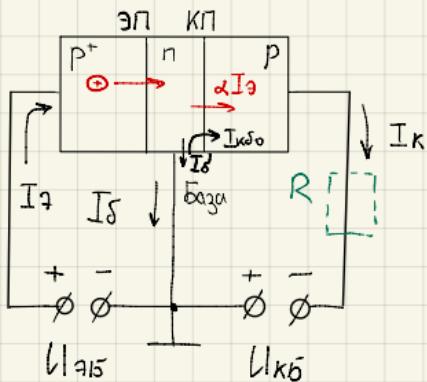
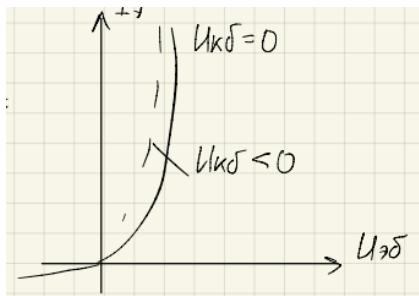
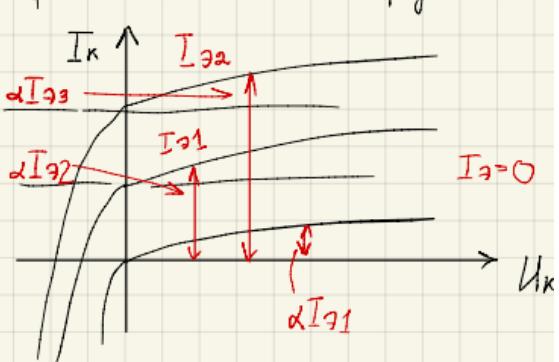
$$n\text{-}p\text{-}n: U_k > U_b \leq U_e \quad p\text{-}n\text{-}p: U_k < U_b \geq U_e$$

режим насыщения — это когда к p-n-переходам приложены прямые напряжения и оба перехода открыты

$$n\text{-}p\text{-}n: U_k < U_b > U_e \quad p\text{-}n\text{-}p: U_k > U_b < U_e$$



Биполярные транзисторы - Пп прибор, с двумя взаимодействующими p-n переходами и 3 внешними выводами, усилительный свойства которого обусловлены инжекцией и экстракцией неосновных носителей заряда. Одна из крайних областей более легирована, чем другая - эмиттер, другая область - коллектор. База является общей областью для 2x p-n переходов, имеющих в транзисторе. Стрелка показывает направление прямого тока через эмитторный переход.



$$I_{\text{э}} = I_{\text{эр}} + I_{\text{эн}}, \quad I_{\text{эр}} \gg I_{\text{эн}}$$

\angle - коэффициент эмиттерного тока, $\angle = 0,9 \dots 0,99$

$$I_{\text{к}} = \angle I_{\text{т}} + I_{\text{кбо}}$$

$$I_{\delta} = I_{\delta'} - I_{\text{кбо}} (-I_{\text{эн}})$$

$$\angle < 1$$

Рассматривает работу транзистора в активном режиме:

Так как эмитторный переход находится под прямым напряжением, то через него происходит инжекция, причем инжекция дырок из эмиттера в базу многократно преобладает над инжекцией электронов из базы в эмиттер.

В общем случае эмитторный ток имеет 2 составляющие: $I_{\text{эр}}$ и $I_{\text{эн}}$, $I_{\text{эр}} \gg I_{\text{эн}}$

Вследствие инжекции дырки попадают в базу и двигаются вглубь коллекторного перехода.

При переходе через базу некоторые дырки реконбенируют в базе с электронами, однако так как базу стремятся делать по возможности тонкой, то реконбенируют сравнительно малое число дырок, а большинство дырок доходит до коллекторного перехода и совершают экстракцию через коллекторный переход в коллектор.

Эти дырки образуют основную составляющую коллекторного тока, которую можно записать как: $\angle I_{\text{э}}$

В состав тока коллекторного входит обратный ток коллекторного перехода $I_{\text{кбо}}$

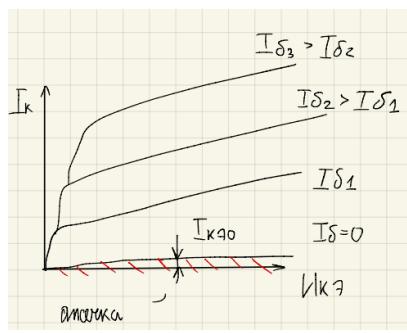
Недостаток электронов в базе, вызванный рекомбинацией их с дырками компенсируется засчет их поступления в базу из внешней цепи в виде тока $I_{\delta'}$ (рекомбинационная составляющая базового тока)

Кроме того, в базовой цепи течет обратный ток коллекторного базового перехода, а также сопоставляющая $I_{\text{эн}}$, $I_{\delta'} \gg I_{\text{кбо}} (I_{\text{эн}})$

Таким образом, изменяя входное напряжение $U_{\text{эб}}$ и изменяя входной ток эмиттера, мы получаем такое же изменение тока коллектора, а значит меняя ток во входной цепи, можно менять ток в выходной цепи транзистора. Усиление потока не происходит, так как выходной ток оказывается меньше входного

Однако если в коллекторной цепи разместить резистор, и правильно выбрать сопротивление, то напряжение в коллекторной цепи окажется больше, чем напряжение в эмитторной цепи. Таким образом, можно достичь усиление по напряжению.

Аналогично, как у ОБ, усиление по току, входной I_B , I_E увеличивается, I_C увеличивается. Но I_B много меньше I_C

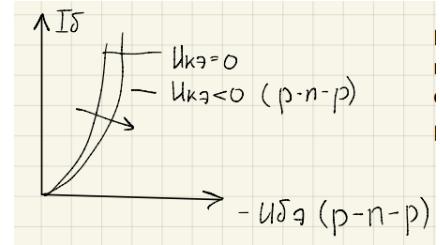


Выходная ВАХ

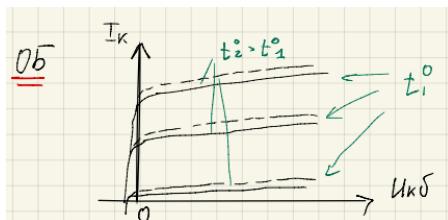
Выходные характеристики в области с общим эмиттером оказываются меньше, чем в схеме с общей базой. Эффект модуляции ширины базы проявляется сильнее в схеме с общим эмиттером С ростом U_{CE} по модулю растёт I_C , растёт толщина коллекторов перехода, а значит уменьшается толщина базы. Следовательно, уменьшается число зарядов в базе.

Входная ВАХ

В схеме с общим эмиттером входная характеристика увеличение по модулю U_{BE} смещается вправо. Входная характеристика описывает свойство входной цепи. Входное сопротивление оказывает больше, чем в схеме с ОБ



Влияние температуры на ВАХ биполярного транзистора в схемах ОБ и ОЭ. Пробой биполярного транзистора.



С ростом температуры выходные характеристики транзистора смещаются вверх, т.е. с ростом температуры увеличивается коллекторный ток.

Причины:

$$1) \alpha(t^\circ) \approx 0,05\% / ^\circ C \\ \text{проявление сиби}$$

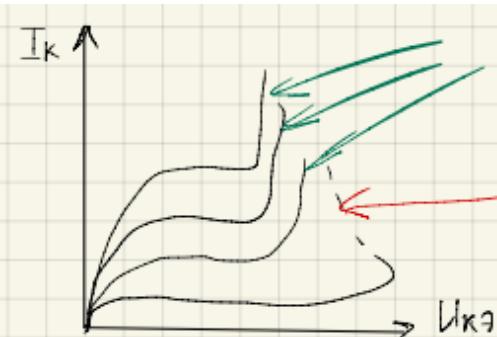
- 2) Зависимость обратного тока коллекторного перехода от температуры. Существенная зависимость. Температура удвоения $t_2^\circ = 6..10^\circ C$
 $I_{CBO}(t^\circ)$

Так как обычно ток коллектора базы обратный меньше или много меньше ток образованный носителями заряда, которые инжектировались в базу а затем совершили экстракцию в коллектора. Из-за этого смещение

ВАХ остаётся сравнительно небольшим

В схеме с ОЭ при изменении температуры (при повышении) выходные характеристики смещаются гораздо сильнее, чем в схеме с ОБ. Так как в

основном это перемещение обусловлено температурным изменением I_{CEO} , которые больше I_{CBO} . Изменение работы выходной цепи транзистора при изменении температуре существенно проявляется с ОЭ. Схема с ОЭ обладает худшей температурной стабильностью, чем в схеме в ОБ. Входные характеристики - ведут себя как р-н переход.



1) лавинный - обратимый

2) вторичный ($\frac{dI_{CE}}{dU_{CE}} < 0$) - необратимый

При повышении I_{CEO} происходит резкий возрастанию коллекторного тока вследствие пробоя коллекторного перехода

3. Пробой смыкания. При возрастанию I_{CEO} толщина коллекторного перехода настолько, что коллекторный переход распространяясь сомкнётся с эмиттером, затем перестанет существовать. В этом случае резистор теряет свои свойства, и сопровождается резким увеличением выходного тока. Чтобы не допускать пробоя транзистора, нужно не превышать допустимых значений I_{CEO} и U_{CE} . В общем случае в эмиттерном переходе также возможен пробой в случае когда в эмиттерный переход подаётся обратное напряжение.
4. Эмиттерный пробой. Транзистор в режиме отсечки. На транзисторах указывают допустимые напряжения, для порогового значения, при повышении которого будет пробой.

Принцип электронного усиления в схеме ОЭ (пояснить графоаналитически с помощью ВАХ).

На выходных ВАХ точка пересечения нагрузкой прямой по нагрузочной прямой будет перемещаться вверх. Напряжение E_B можно увеличить до таких значений, при которых ток коллектора прекращает своё увеличение. В этом случае коллекторный ток ограничивается на уровне $I_{K_{\text{нн}}}$, остаётся на этом уровне при увеличении I_B и E_B . Границей между активным режимом и режимом насыщения является I_B .

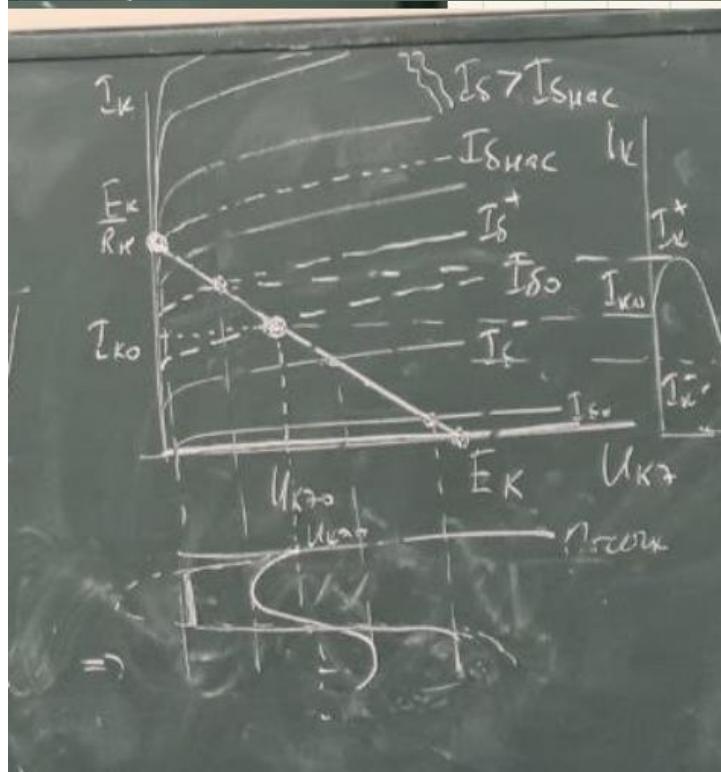
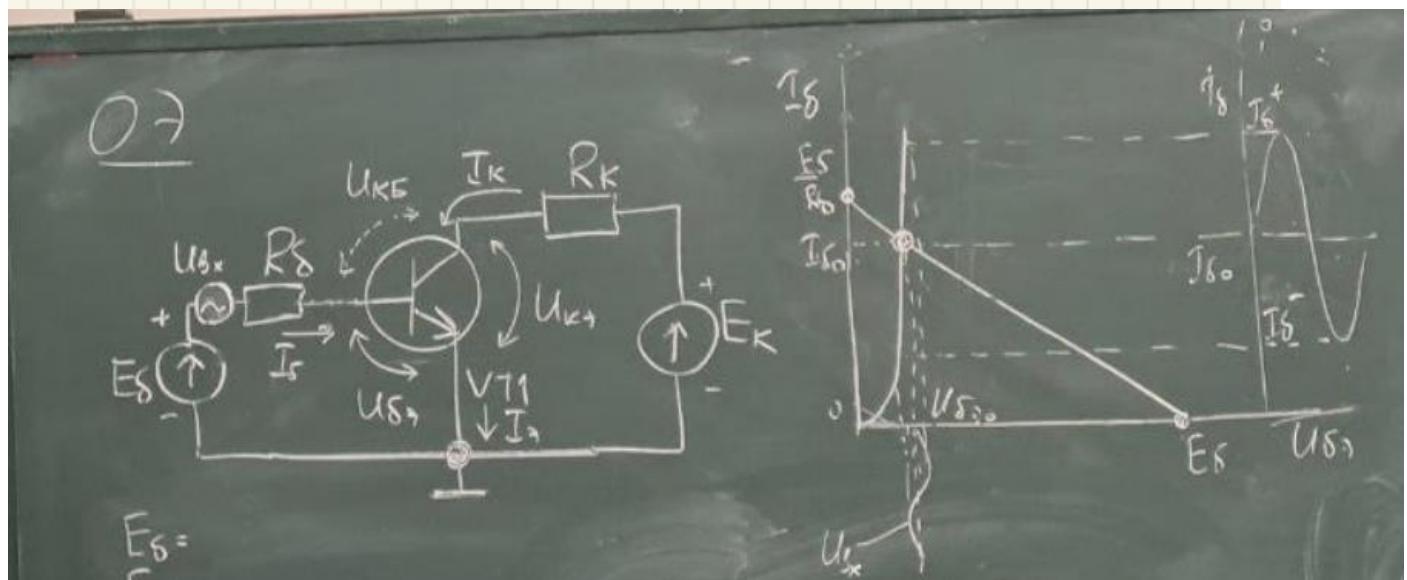
Введём в входную цепь источник переменного напряжения малой амплитуды.

Если $U_{Bx}=0$, то в схеме установится режим покоя, то есть устанавливаются $I_{B_0}, I_{B_{\text{нн}}}, I_K$ и $I_{K_{\text{нн}}}$.

При подаче $U_{Bx} \neq 0$ можно показать, что изменение входного напряжения сопровождается изменением базового тока относительно I_{B_0} .

Рабочая точка перемещается по входной характеристике и их координаты обуславливают изменение I_K и I_B .

Выходная характеристика при изменении базового тока изменяется своё положение относительно ВАХ для I_B : с ростом U_{Bx} ВАХ перемещается вверх с уменьшением вниз, соответственно меняются только точки пересечения ВАХ и прямой нагрузки, что приводит к изменению $U_{K_{\text{нн}}}$ и I_K .

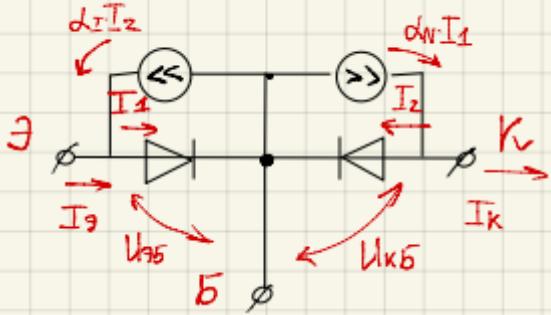


Нелинейные эквивалентные схемы биполярного транзистора. Модель Эберса-Молла.

Плюс этой модели: эквивалентная схема может использоваться для анализа транзистора в любом режиме (активное, отсечка, большой и малый сигнал, насыщение, инверсный)

Идеализированные диоды. Если подключаем емкость, то можно будет исследовать на высоких частотах.

Нелинейная эквивалентная схема модель Эберса-Молла :



$$\begin{cases} I_E = I_1 - \alpha_I I_2 \\ I_K = \alpha_N I_1 - I_2 \\ I_1 = I_{9T} \left(e^{\frac{U_{BE}}{qT}} - 1 \right) \\ I_2 = I_{KT} \left(e^{\frac{U_{CK}}{qT}} - 1 \right) \end{cases}$$

В общем случае возможно два режима работы транзистора:

1. **Прямое включение** - эмиттерный переход под коллекторным напряжением, коллектор под обратным. Происходит инжекция носителей заряда из эмиттера в базу (I_1) и экстракция носителей заряда из базы в коллектор ($\alpha_N I_1$)
2. Инверсное включение - коллекторный переход под прямым напряжением, а эмиттерный под обратным. Инжекция носителей заряда из коллектора в базу (I_2) и экстракция носителей заряда из базы в эмиттер ($\alpha_I I_2$)

α_N - Коэффициент тока транзистора в прямом включении

α_I - Коэффициент тока транзистора в инверсном включении, $\alpha_N > \alpha_I$

Данная схема применяется для анализа идеализированного транзистора: Подходит для описания работы транзистора при постоянном токе и на низких частотах, на которых пока ещё не проявляется себя ёмкости биполярного транзистора

$$\begin{cases} I_E = I_{9T} \left(e^{\frac{U_{BE}}{qT}} - 1 \right) - \alpha_I I_{KT} \left(e^{\frac{U_{CK}}{qT}} - 1 \right) \\ I_K = \alpha_N I_{9T} \left(e^{\frac{U_{BE}}{qT}} - 1 \right) - I_{KT} \left(e^{\frac{U_{CK}}{qT}} - 1 \right) \\ I_D = I_E - I_K \end{cases}$$

Физические Т-образные эквивалентные схемы биполярного транзистора: элементы, границы применения.



Как правило физически эквивалентная схема состоит из линейных элементов, поэтому не учитывает нелинейные свойства транзистора. В режиме малого сигнала так как соответствующие участки ВАХ можно считать нелинейными, то транзистор работает как квазилинейный элемент, то есть связь между токами и напряжениями в транзисторе можно считать линейными.

В обоих схемах выходной цепи основной элемент - источник тока. Он является генератором выходного тока пропорциональный входному току. Так как в обоих схемах выходные характеристики на участке, соответствующем активному режиму, близки к горизонтали, в выходную цепь ставится эквивалентный источник ток пропорциональный входному току.

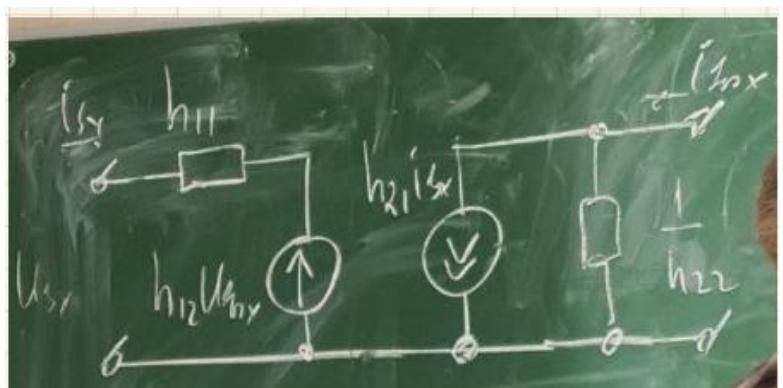
Для учета наклона выходных источников тока в схеме с ОБ характеристика шунтируется сопротивлением R_K , а в схеме с ОЭ с сопротивлением R_K^*

Для учета ухудшения усиительных свойств транзистора на высоких частотах источник выходного тока шунтируется емкостью $C_{k\delta}$ в схему с ОБ, $C_{k\delta}^*$ в схеме с ОЭ. Ухудшение усиительных свойств на высоких частотах происходит, так как часть тока, вырабатываемая эквивалентным источником, идет не во внешнюю цепь, а отводится в емкость шунтирующую источник тока. На низких частотах этот ток практически нулевой, на высоких частотах этот ток становится заметным.

Система h -параметров биполярного транзистора. Формальная эквивалентная схема: элементы, границы применения. Определение h -параметров по ВАХ (на примере схемы ОЭ).

Формальные эквивалентные схемы - составляются из линейных элементов, пригодны для анализа работы транзистора в активном режиме, а также режиме малого сигнала. В отличие от физической схемы, элементы имеют явного физического смысла

Элементы которой выражены через h -параметры. Традиционно H -параметры используются при расчете усилителя на транзисторах, работающих в режиме малого сигнала



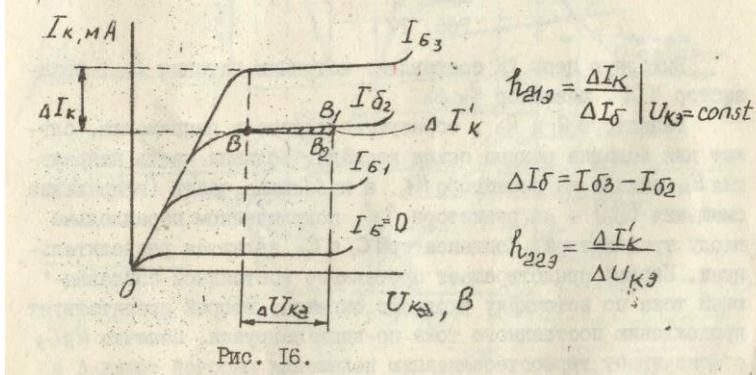
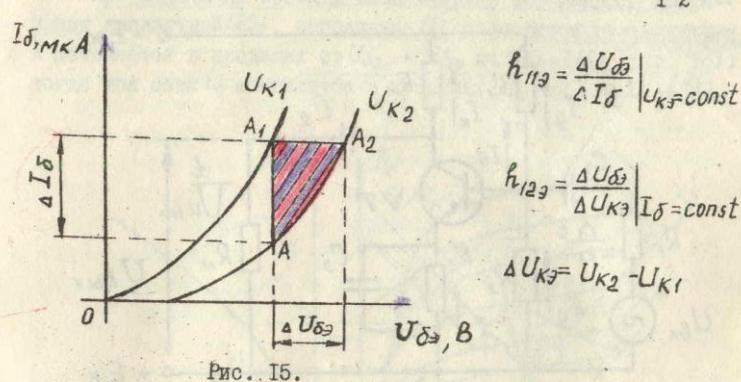
$$h_{11} = \frac{\Delta U_{Vx}}{\Delta i_{Bx}} \quad \left| \begin{array}{l} U_{Bx}=0 \\ (U_{Bx}=\text{const}) \end{array} \right. \quad \rightarrow \text{Входное дифференциальное сопротивление транзистора при коротком замыкании по переменному току в выходной цепи}$$

$$h_{12} = \frac{\Delta U_{Vx}}{\Delta i_{Bx}} \quad \left| \begin{array}{l} \Delta i_{Bx}=0 \\ (I_{Bx}=\text{const}) \end{array} \right. \quad \rightarrow \text{Коэффициент обратной связи по напряжению при условии холостого хода по переменному току во входной цепи}$$

$$h_{21} = \frac{\Delta i_{Bx}}{\Delta U_{Vx}} \quad \left| \begin{array}{l} \Delta U_{Bx}=0 \\ (U_{Bx}=\text{const}) \end{array} \right. \quad \rightarrow \text{Дифференциальный коэффициент передачи тока при условии короткого замыкания по переменному току в выходной цепи}$$

$$h_{22} = \frac{\Delta i_{Bx}}{\Delta U_{Vx}} \quad \left| \begin{array}{l} i_{Bx}=0 \\ (I_{Bx}=\text{const}) \end{array} \right. \quad \rightarrow \text{Дифференциальная выходная проводимость транзистора при условии холостого хода по переменному току во входной цепи}$$

Достоинства H параметров : их проще практически измерить (особенно на низких частотах), просто обеспечить условие короткого замыкания в высокочастотной выходной цепи, простота обеспечения холостого хода в низкоомной входной цепи.



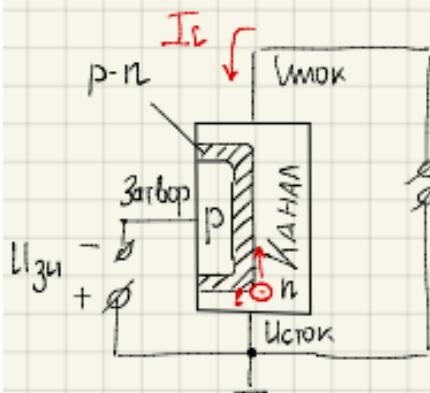
1. Принцип работы и ВАХ полевого транзистора с управляемым переходом.

Полевой транзистор с управляемым переходом

- это полевой транзистор, в котором управление величиной выходного тока происходит с помощью выпрямляющего электрического перехода, находящегося под обратным напряжением. В качестве управляемого перехода используется р-н переход и переход Шотки

ПТШ - Полевой транзистор Шотки

Структура:



Исток - электрод, от которого носители заряда двигаются по каналу

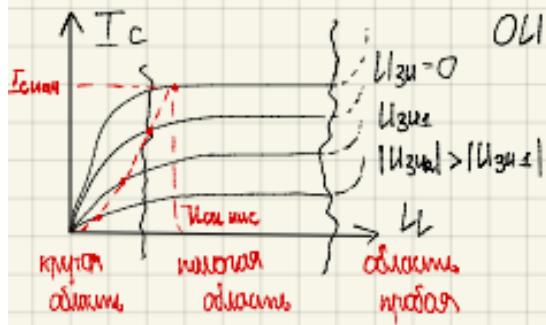
Сток - электрод, к которому они движутся

Стрелочка указывает направление протекания прямого тока через переход (\rightarrow , \leftarrow)

Принцип работы: при увеличении по модулю напряжения затвора $|Uзи|$, толщина р-н перехода увеличивается, значит ширина и площадь поперечного сечения канала уменьшается. (*)

(*) Это приводит к возрастанию сопротивления канала, что приводит к уменьшению тока через канал, а значит и уменьшению выходного тока $|I_{2n}| \uparrow \Rightarrow k \uparrow$

Выходные характеристики



$$\text{ОД: } I_c = f(U_{zi}) \text{ при } U_{zi} = \text{const}$$

3 области:

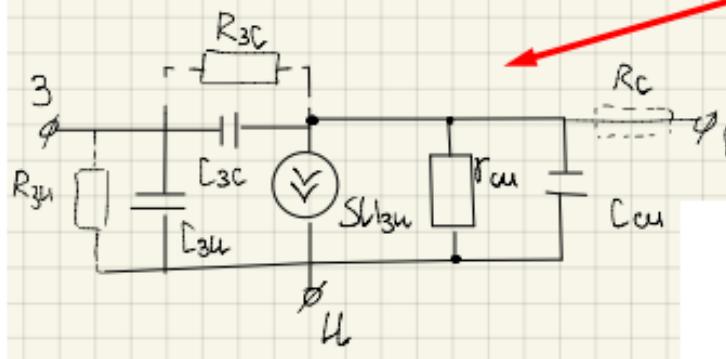
1. Крутая область - начальный участок выходной характеристики выходит из начала координат под углом, определяющим U_{zi} . При этом достаточно хорошо аппроксимируется прямой линией. Поэтому можно использовать полевой транзистор как электрически управляемое сопротивление, то есть аналог потенциометра, который управляет не механически, а электрически.

2. Пологая область: при работе в этой области выходная цепь представляет собой управляемый источник тока, управляемого U_{zi} . Неидеальность связана с отклонением ВАХ в пологой области от горизонтали

3. Область пробоя : при повышении U_{zi} выше какого-то предела наблюдается рост тока стока вследствие пробоя управляющего перехода

2. Эквивалентные схемы полевого транзистора с управляемым переходом (формальная, физическая, нелинейная).

В режиме малого сигнала используют формальные и физические эквивалентные схемы



Источник тока управляемым выходным напряжением ставится, потому что выходная характеристика имеет пологую область.

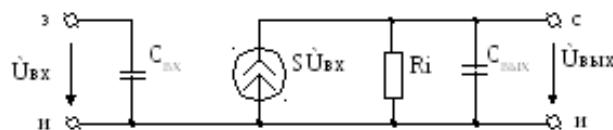


Рис. 9. Модифицированная эквивалентная схема полевого транзистора

Кроме физических эквивалентных схем полевого транзистора применяют и формальные эквивалентные схемы

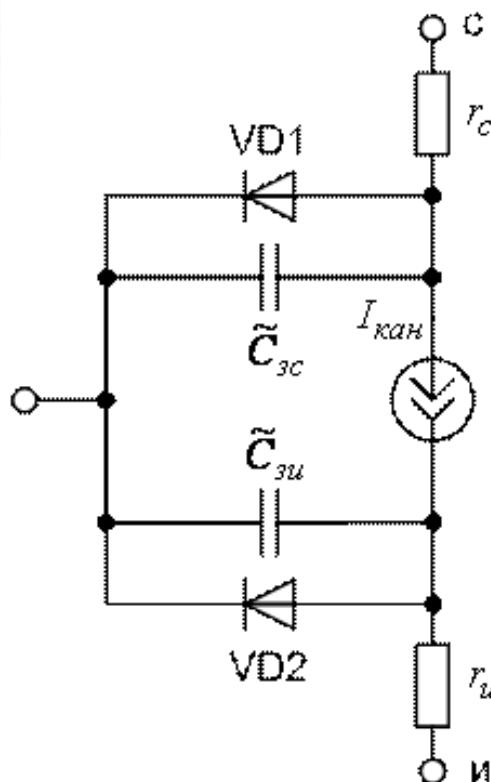
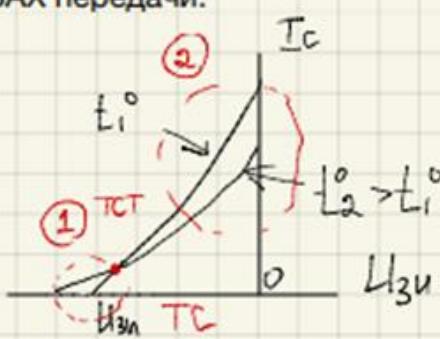


Рис. 6.4. Нелинейная универсальная (а) эквивалентные схемы полевого транзистора с управляющим р-п-переходом

- ### 3. Температурные свойства полевого транзистора с управляемым переходом.

При изменении температуры происходит температурный дрейф ВАХ, параметры полевого транзистора зависят от температуры. Нагляднее всего можно показать рассматривая на ВАХ передачи:



При увеличении температуры действует 2 фактора, влияющих на ВАХ передачи:

1. С ростом температуры уменьшается контактная разность потенциалов, управляющего перехода. Сводится к тому, что несколько уменьшается толщина р-н перехода, что приводит к росту тока стока. Этот фактор действует

$$Y(t^o) = t^o \uparrow \Rightarrow T_c \uparrow$$

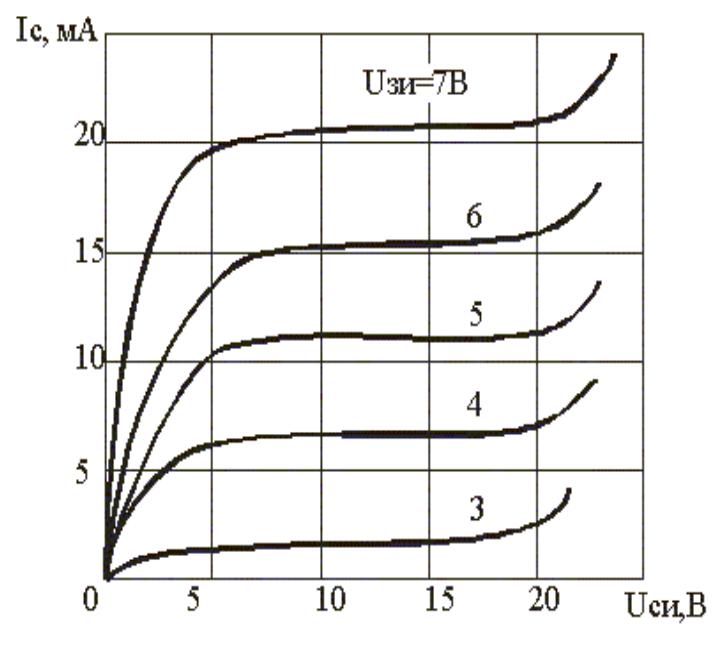
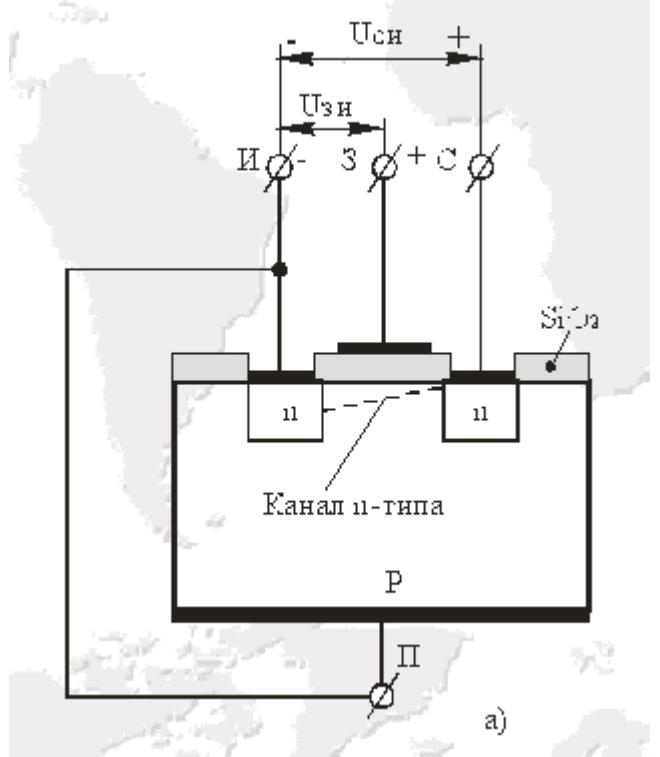
2. С ростом температуры уменьшается подвижность носителей заряда в канале, что приводит к увеличению сопротивления канала, из-за чего ток стока с ростом температуры должен уменьшаться. Этот фактор доминирует в области больших токов

Теоретически можно найти такое напряжение, при котором оба фактора компенсируют друг друга (термостабильная точка).

Таким образом, если в полевом транзисторе установить режим термостабильной точки, то изменяя температуры не будет влиять на его работу, однако это делается редко, так как термостабильная точка находится в области близкой к отсечки и крутизна характеристики этой передачи должна быть мала. Усилительные свойства плохие

Каждый экземпляр полевого транзистора одного и того же типа транзистора имеет свою термостабильную точку.

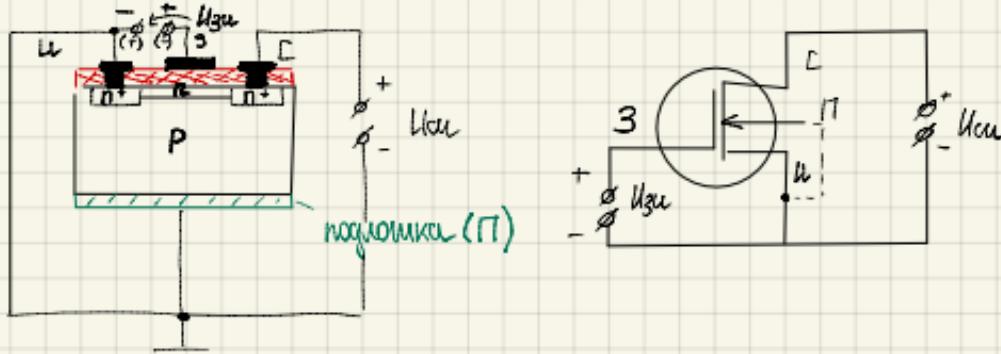
4. Принцип работы и ВАХ полевого транзистора с индуцированным каналом.



Канал проводимости тока здесь специально не создается, а образуется (индуцируется) благодаря притоку электронов из полупроводниковой пластины (подложки) в случае приложения к затвору напряжения положительной полярности относительно истока. При отсутствии этого напряжения канала нет, между истоком и стоком n-типа расположен только кристалл p- типа и на одном из p-n- переходов получается обратное напряжение. В этом состоянии сопротивление между истоком и стоком очень велико, т.е. транзистор заперт. Но если подать на затвор положительное напряжение, то под влиянием поля затвора электроны будут перемещаться из областей истока и стока и из p- области (подложки) по направлению к затвору. Когда напряжение затвора превысит некоторое отпирающее, или пороговое, значение U_{GS} порт, то в приповерхностном слое концентрация электронов превысит концентрацию дырок, и в этом слое произойдет инверсия типа электропроводности, т.е. индуцируется токопроводящий канал n-типа, соединяющий области истока и стока, и транзистор начинает проводить ток. Чем больше положительное напряжение затвора, тем больше проводимость канала и ток стока. Таким образом, транзистор с индуцированным каналом может работать только в режиме обогащения.

5. Принцип работы и ВАХ полевого транзистора с встроенным каналом.

1. Полевой транзистор со встроенным каналом



$$1) U_{3u} > 0 \quad U_{3u} \uparrow \Rightarrow V_k \downarrow \Rightarrow I_c \uparrow$$

Такая полярность соответствует режиму обогащения:

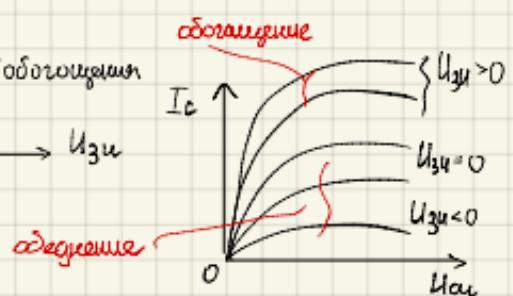
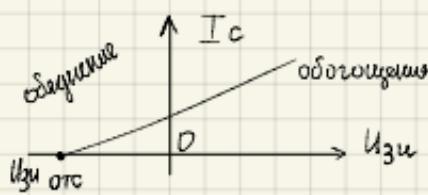
привлечённые к положительному заряду затвора электроны переходят из областей стока и истока и переходят в канал.

В результате сопротивление уменьшается, ток стока увеличивается. Чем больше напряжение, больше носителей заряда, тем меньше сопротивления, тем больше ток входной.

$$2) U_{3u} < 0, \text{ обеднение}$$

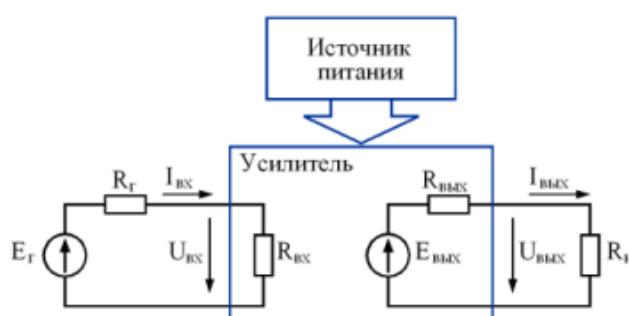
$$|U_{3u}| \uparrow \Rightarrow V_k \uparrow \Rightarrow I_c \downarrow$$

Электроны отталкиваются от отрицательного потенциала запора.
Переходят в область стока и истока.



1. Основные параметры и характеристики усилителей.

Основные параметры и характеристики усилителей



Коэффициент усиления – отношение выходного сигнала к входному. В зависимости от характера выходного сигнала могут измеряться:

1) **коэффициент усиления по напряжению** – отношение напряжений на выходе и входе усилителя: $K = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$.

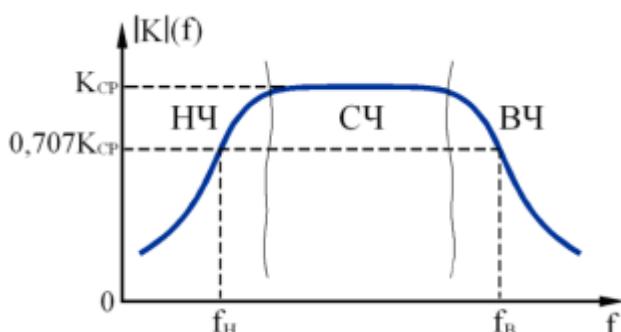
2) **сквозной коэффициент усиления (коэффициент усиления по ЭДС)** – отношение напряжения на выходе усилителя к ЭДС источника входного сигнала: $K = U_{\text{вых}}/E_r$.

3) **коэффициент усиления по току** – отношение токов на выходе и входе усилителя: $K_t = I_{\text{вых}}/I_{\text{вх}}$.

4) **коэффициент усиления по мощности** – отношение мощности, отдаваемой усилителем в нагрузку, к мощности сигнала, подведенного к его входу: $K_p = P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}$.

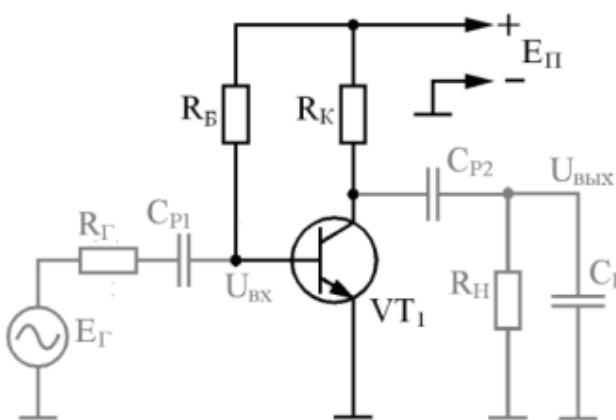
Коэффициент усиления в децибелах:

$$K_U [\text{дБ}] = 20 \lg \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}, \quad K_I [\text{дБ}] = 20 \lg \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}}, \quad K_P [\text{дБ}] = 10 \lg \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}}$$



2. Схемы обеспечения статического режима биполярного транзистора в усилительном каскаде (схема с фиксированным базовым током, схемы с эмиттерной и коллекторной стабилизацией).

Схема с фиксированным током базы



Элементы схемы обеспечения режима покоя выделены чёрным, остальные элементы каскада – серым.

Основные расчётные формулы:

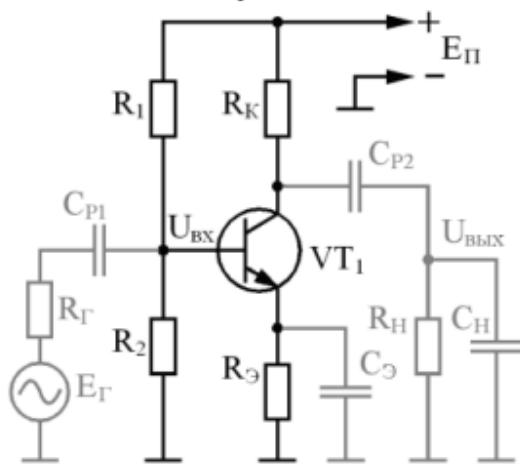
$$I_{B0} = \frac{E_K - U_{B0}}{R_B}, \quad I_{K0} = \beta I_{B0}, \quad U_{K0} = E_K - I_{K0} R_K$$

Название обусловлено тем, что при изменении температуры и при замене транзистора на экземпляр с другим β напряжение U_{B0} мало изменяется (по крайней мере, если выполняется условие $E_K \gg U_{B0}$), поэтому I_{B0} также меняется незначительно. Однако при этом существенно изменяется I_{K0} .

Достоинство схемы – простота.

Недостаток – плохая температурная стабильность режима покоя, его зависимость от конкретного экземпляра транзистора.

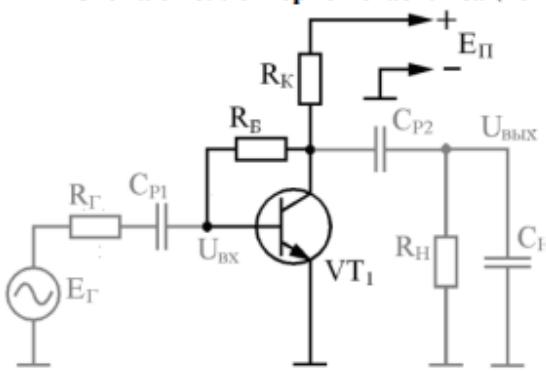
Схема с эмиттерной связью



В этой схеме действует отрицательная обратная связь (ООС) по постоянному току, благодаря которой происходит не только обеспечение режима покоя, но и его стабилизация.

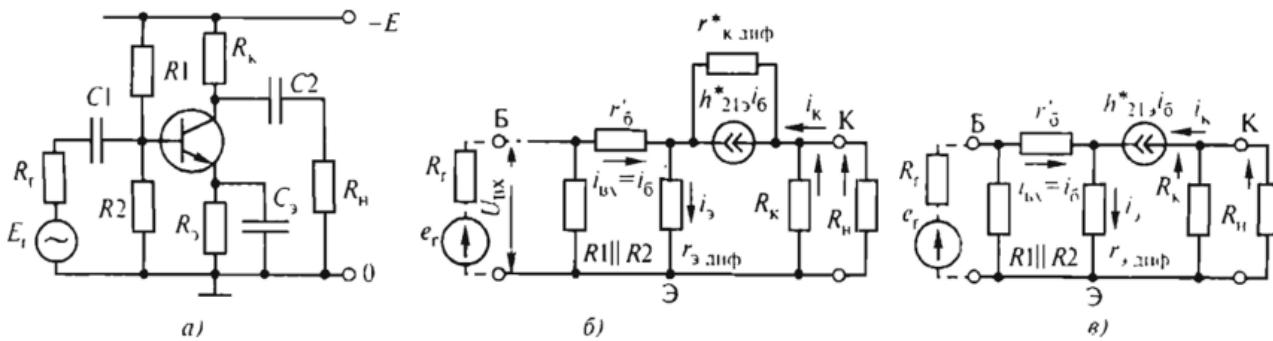
Допустим, вследствие увеличения температуры происходит увеличение тока покоя коллектора I_{K0} . Из-за этого происходит увеличение эмиттерного тока $I_{\dot{e}0}$ и увеличение напряжение на эмиттере $U_{\dot{e}0}$. Если ток делителя напряжения на резисторах $R_1 - R_2$ выбран много большим $I_{B0} = I_{K0}/\beta$, то потенциал базы U_{B0} меняется незначительно, поэтому из-за увеличения $U_{\dot{e}0}$ уменьшается U_{B0} . Из-за этого происходит I_{B0} и как следствие уменьшение I_{K0} , в значительной степени компенсирующее первоначальное его увеличение. В результате I_{K0} всё же увеличивается, но гораздо меньше, чем в нестабилизированной схеме.

Схема с коллекторной стабилизацией



В этой схеме также действует ООС, стабилизирующая режим покоя транзистора. Пусть, как и предыдущем случае, из-за увеличения температуры начал увеличиваться I_{K0} . Тогда из-за роста падения напряжения на резисторе R_K происходит уменьшение напряжения U_{K0} . Поэтому уменьшается I_{B0} и как следствие уменьшается I_{K0} .

3. Усилительный каскад на биполярном транзисторе (схема ОЭ). Полная эквивалентная схема. Эквивалентная схема для средних частот. Коэффициент усиления.



Усилительный каскад с общим эмиттером (а); полная (б) и упрощенная (в) эквивалентные схемы усилительного каскада для области средних частот

Коэффициент усиления по напряжению каскада определим как отношение выходного напряжения на нагрузке к ЭДС источника сигнала. Без учета влияния делителей Y_1 , Y_2

$$K_u = \frac{U_{\text{вых}}}{e_r} = \frac{h_{213} i_6 (R_K || R_H)}{i_6 (R_r + R_{\text{вх}})} = -\frac{h_{213} (R_K || R_H)}{R_r + R_{\text{вх}}} \quad (4.118)$$

Если делитель напряжения, состоящий из резисторов Y_1 , Y_2 , достаточно низкоомный, то вместо R_r необходимо подставлять Y_r' , а вместо e_r — e .

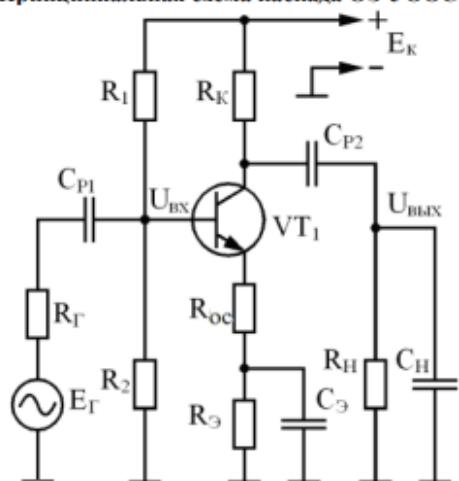
Если $r_g = 0$ и $Y_H \rightarrow \infty$, то коэффициент усиления по напряжению будет максимальным:

$$K_u = -h_{213} R_K / R_{\text{вх}} \quad (4.119)$$

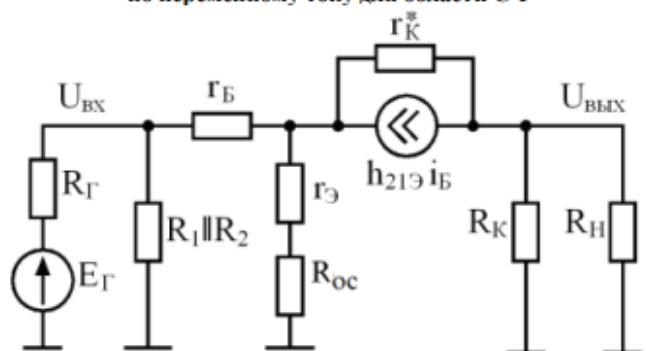
4. Усилительный каскад на биполярном транзисторе (схема ОЭ) с ООС по переменному току. Эквивалентная схема для средних частот. Коэффициент усиления, входное сопротивление

Если в эмиттерной цепи установить резистор R_{OC} и не шунтировать его конденсатором C_E , то через R_{OC} в каскаде начнет действовать ООС как по постоянному, так и по переменному току. При изменении выходного тока изменяется ток эмиттера. Значит, будет изменяться падение напряжения U_{OC} на резисторе R_{OC} . Если учесть, что $U_{\text{БЭ}}$ фактически является входным напряжением усилителя без ООС, то очевидно, что в данной схеме происходит вычитание напряжения ООС, определяемого выходным током, из входного напряжения: $U_{\text{БЭ}} = U_{\text{вх}} - U_{\text{OC}}$, т. е. имеет место последовательная ООС по переменному току.

Принципиальная схема каскада ОЭ с ООС по переменному току



Эквивалентная схема каскада с ООС по переменному току для области СЧ



Из эквивалентной схемы следует:

$$R_{\text{вх}, \text{OOS}} \approx r_{\text{вх}, \text{OOS}}^{\text{VT1}} = \frac{i_B (r_E + (1 + h_{213})(r_E + R_{\text{OC}}))}{i_B} = r_E + (1 + h_{213})(r_E + R_{\text{OC}}) > R_{\text{вх}} \quad \text{- при введении ООС входное сопротивление увеличивается.}$$

$$K_{U, \text{OOS}} \approx \frac{h_{213} (R_K || R_H)}{r_{\text{вх}, \text{OOS}}^{\text{VT1}}} \approx \frac{h_{213} (R_K || R_H)}{r_E + (1 + h_{213})(r_E + R_{\text{OC}})} \approx \frac{(R_K || R_H)}{r_E + R_{\text{OC}}} < K_U \quad \text{- при введении ООС коэффициент усиления уменьшается.}$$

5. Усилительный каскад на биполярном транзисторе (схема ОЭ). Влияние элементов схемы на низких частотах (f_n).

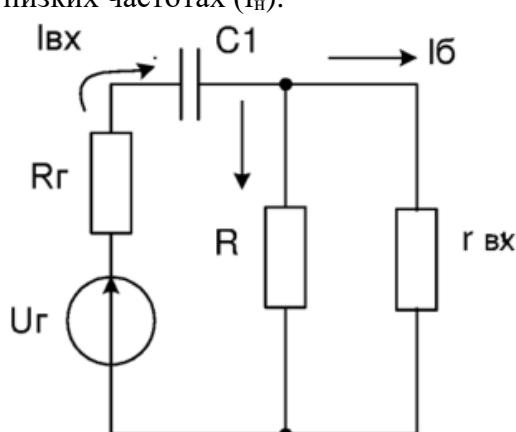


Рис. 3.4. Эквивалентная схема входной цепи усилителя ОЭ в области низких частот

Входной ток усилителя при синусоидальном входном сигнале, как это следует из эквивалентной схемы для входной цепи (рис. 3.4):

$$I_{ex} = U_e \cdot \frac{1}{R_e + R_{ex} + 1/(j\omega C_1)}.$$

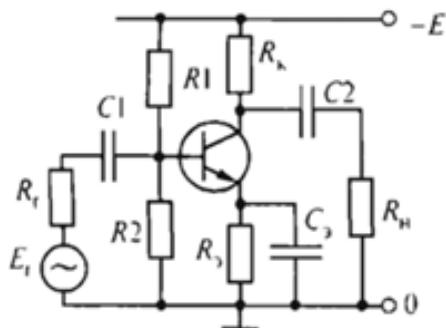
Здесь $R_{ex} = R_1 \| r_{ex}$; $R = R_1 + 11R_2$.

При уменьшении частоты входного синусоидального сигнала увеличивается реактивное сопротивление конденсатора C и уменьшается входной ток, а вместе с ним уменьшается и базовый ток, так как

$$I_b = I_{ex} \cdot \frac{R}{R + r_{ex}}.$$

В результате уменьшается усиление усилителя.

6. Усилительный каскад на биполярном транзисторе (схема ОЭ). Эквивалентная схема для высоких частот. Влияние элементов схемы на f_b .



В области высоких частот в эквивалентной схеме транзистора необходимо учитывать реактивные элементы. Наиболее полно отражает свойства транзистора на высоких частотах гибридная П-образная эквивалентная схема замещения транзистора, приведенная на рис. 3.7.

В этой схеме r_b - объемное сопротивление области базы, т.е. сопротивление полупроводникового материала между выводом базы и ее активной областью, примыкающей к той части базы, через которую проходит диффузия неосновных носителей. Величина этого сопротивления в значительной степени зависит от типа транзистора и положения рабочей точки и может изменяться от нескольких единиц до 100 Ом. Влияние сопротивления r_b проявляется на высоких частотах, так как через него проходит ток двух внутренних емкостей и C_{cb} .

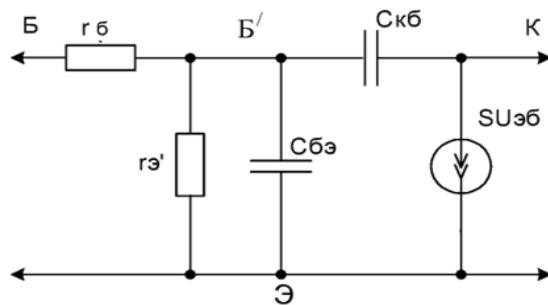


Рис. 3.7. Гибридная П-образная схема замещения транзистора: C_{cb} - емкость обратно смещенного коллекторного перехода; C_{be} - некоторая эквивалентная емкость, включененная параллельно входному сопротивлению транзистора r_{be}

Одна составляющая этой емкости обусловлена емкостью эмиттерного перехода, другая, большая часть емкости, связана с накоплением неосновных носителей заряда в области базы и емкости, обусловленной пространственным зарядом эмиттерного перехода.

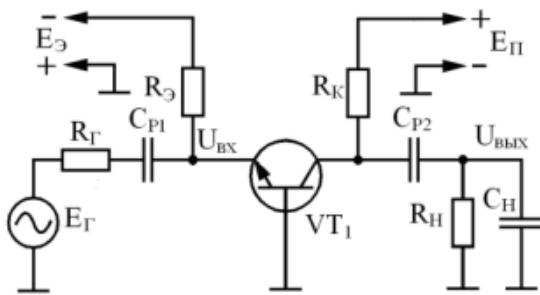
Параметры эквивалентной схемы (см. рис. 3.7) при заданном постоянном коллекторном токе можно получить, воспользовавшись паспортными данными транзистора:

$$\beta_0 = h_{21s}; \quad S = I_c / U_{ce}; \quad C_{cb}; \quad r_{be}' = \beta_0 / S.$$

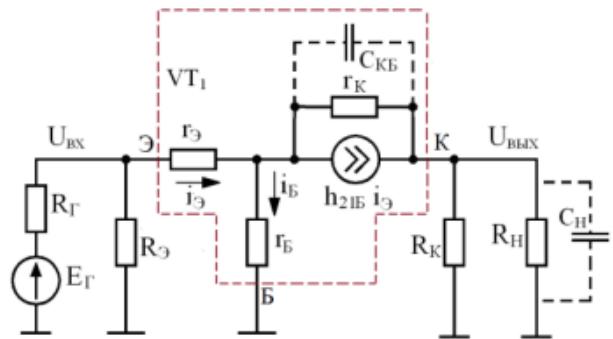
7. Усилительный каскад на биполярном транзисторе (схема ОБ). Эквивалентная схема для средних частот. Коэффициент усиления.

Каскад на биполярном транзисторе с общей базой (ОБ)

Принципиальная схема каскада ОБ



Эквивалентная схема каскада ОБ для области СЧ
(с элементами, обозначенными пунктиром – для области ВЧ)



Для данной схемы необходимо 2 источника питания разной полярности: для транзистора n-p-n $E_B > 0$ для коллекторной цепи и $E_B < 0$ для эмиттерной цепи (чтобы эмиттерный переход был под прямым напряжением, а коллекторный под обратным). Каскад усиливает, но не инвертирует напряжение.

Анализ для области СЧ

Коэффициент усиления на средних частотах

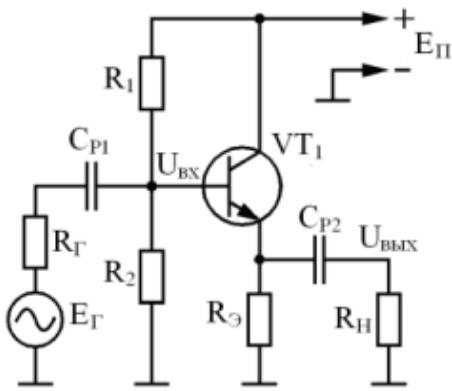
$$K_U = \frac{U_{\text{Вых}}}{E_G} \approx \frac{h_{21B} i_E (R_K || R_H || r_K)}{i_E (R_T + R_{BX})}$$

Входное сопротивление: $R_{BX} = (R_E || r_{BX(\text{ОБ})})$, где $r_{BX(\text{ОБ})}$ – входное дифференциальное сопротивление транзистора в схеме ОБ:

$$r_{BX(\text{ОБ})}^{VT1} = \frac{u_{BX}}{i_{BX}} \approx \frac{u_{BX}}{i_E} = \frac{i_E r_E + i_B r_B}{i_E} = \frac{i_E (r_E + (1 - h_{21B}) r_B)}{i_E} = r_E + (1 - h_{21B}) r_B.$$

8. Усилительный каскад на биполярном транзисторе (схема ОК). Эквивалентная схема для средних частот. Коэффициент усиления.

Принципиальная схема



Название каскада и соответствующей схемы включения транзистора: коллектор транзистора соединён с общим проводом **по переменному току** через близкое к нулю дифференциальное сопротивление источника питания.

Из схемы следует, что

$$U_{E\bar{E}} = U_{BX} - U_{\text{Вых}},$$

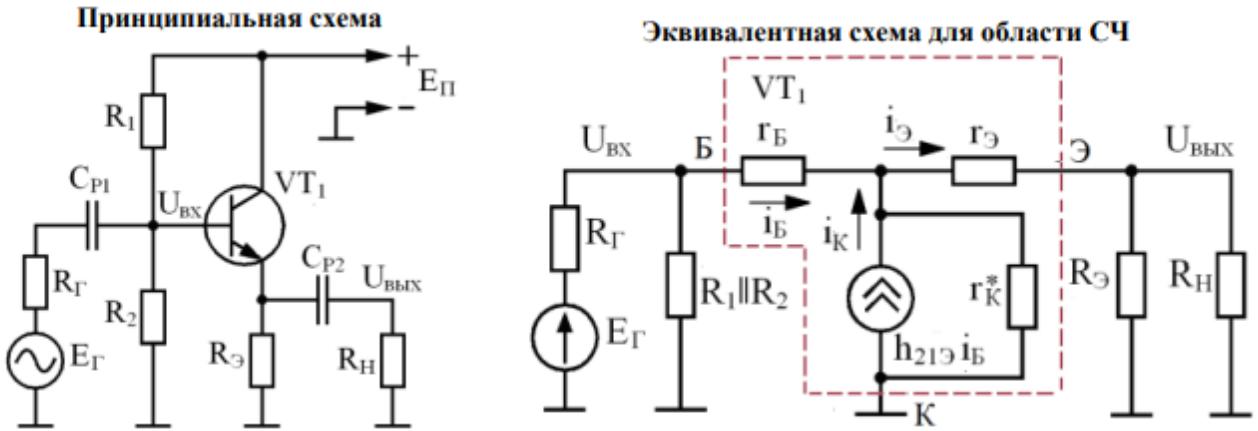
т. е. во входной цепи каскада происходит вычитание выходного напряжения из входного. Таким образом, **в каскаде с ОК действует 100%-ная последовательная ООС по напряжению** ($K_{OOC}=1$), при которой коэффициент усиления усилителя оказывается близким к 1 (чем больше собственный коэффициент усиления K_y , тем ближе K_{OOC} к 1):

$$K_{yOOC} = \frac{K_y}{K_y K_{OOC} + 1} = \frac{1}{K_{OOC} + \frac{1}{K_y}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_y}} \rightarrow 1, \text{ если } K_y \rightarrow \infty$$

Из общей теории ООС (см. далее): при 100%-ООС по напряжению коэффициент усиления падает до значений близких к 1 (несколько меньше 1); существенно уменьшается выходное сопротивление; существенно увеличивается входное сопротивление.

Еще одно название схемы – **эмиттерный повторитель**. Смысл названия: выходом каскада является эмиттерная цепь, из-за коэффициента усиления близкого к 1 выходное напряжение повторяет входное. Усиление по мощности происходит за счёт усиления по току.

Анализ для области СЧ



Входное сопротивление:

$$R_{BX} = (R_1 \parallel R_2 \parallel r_{BX(OK)}^{VT1}), \text{ где } r_{BX(OK)}^{VT1} - \text{ входное дифференциальное сопротивление транзистора в схеме с ОК.}$$

Без учёта R_1 и R_2 (т. е. если $R_1 \parallel R_2 \gg r_{BX(OK)}^{VT1}$ и $i_{BX} \approx i_B$) :

$$R_{BX} \approx r_{BX(OK)}^{VT1} = \frac{u_{BX}}{i_{BX}} \approx \frac{u_{BX}}{i_B} = \frac{i_B r_B + i_\beta (r_K^* (r_E + (R_E \parallel R_H)))}{i_B}$$

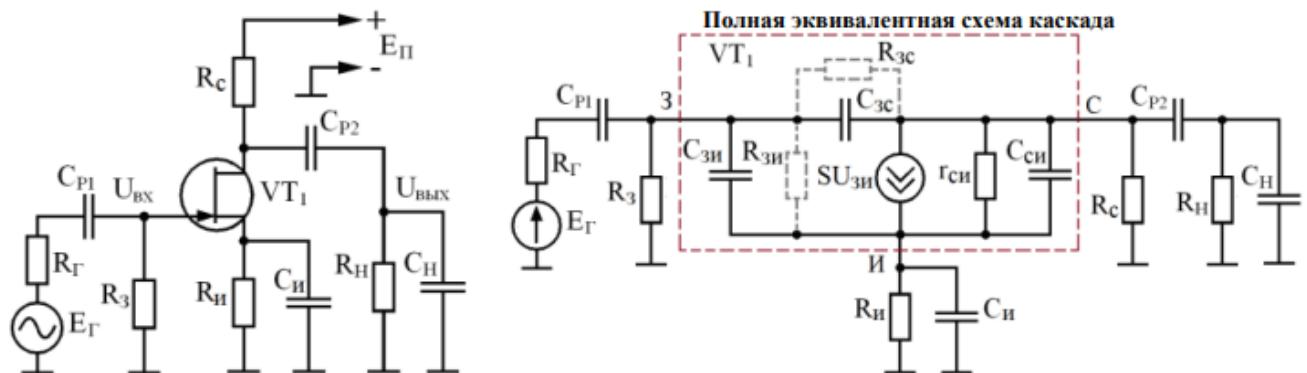
С учётом $r_E + (R_E \parallel R_H) \ll r_K^*$ и $i_\beta = (1 + h_{21E}) i_B$: $R_{BX} \approx r_{BX(OK)}^{VT1} \approx r_B + (1 + h_{21E}) (r_E + (R_E \parallel R_H))$.

Учитывая малость r_B , а также $r_E \ll R_E \parallel R_H$ и $h_{21E} \gg 1$, приближённо получаем $R_{BX} \approx h_{21E} (R_E \parallel R_H)$.

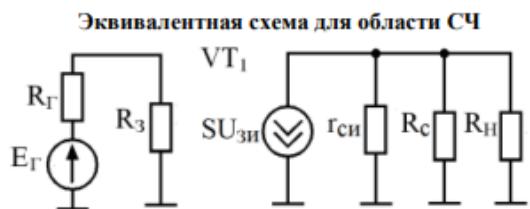
Из полученного выражения следует:

- 1) в отличие от каскада с ОЭ и ОБ, **входное сопротивление каскада с ОК зависит от сопротивления нагрузки**;
- 2) т. к. $r_E \ll R_E \parallel R_H$, **входное сопротивление каскада с ОК значительно больше, чем входное сопротивление каскада с ОЭ**; чем выше h_{21E} или β , тем выше R_{BX} .

9. Усилительный каскад на полевом транзисторе (схема ОИ). Полная эквивалентная схема. Эквивалентная схема для средних частот. Коэффициент усиления.



Область СЧ - диапазон частот, при которых реактивное сопротивление разделительных конденсаторов C_{P1} и C_{P2} и конденсатора в цепи истока C_{ci} настолько мало, что может считаться близким к нулю, а реактивное сопротивление малых емкостей транзистора C_{3i} , C_{3c} , C_{ci} и нагрузки C_H ещё достаточно велико (в идеале бесконечно).



Коэффициент усиления на СЧ.

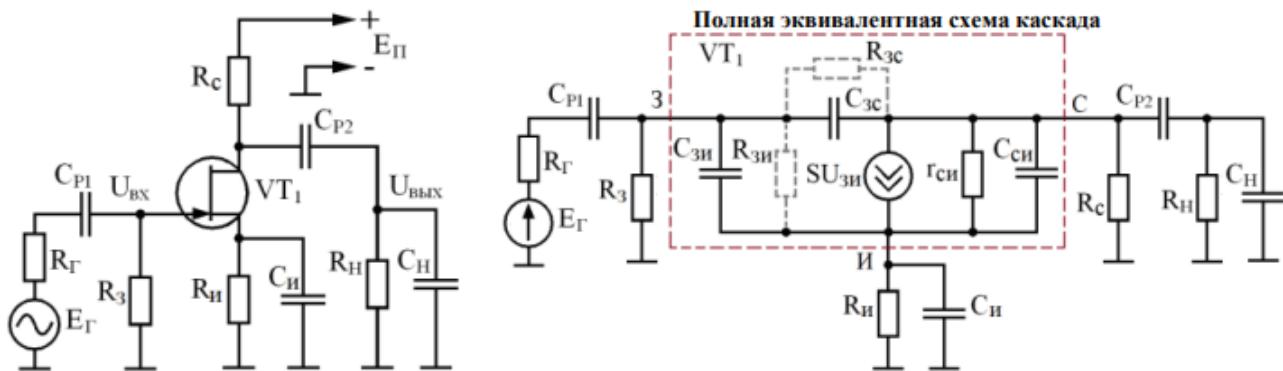
$$K_{U_{CP}} = \frac{U_{BХ}}{E_G}. \text{ При } R_F \ll R_3, E_G \approx U_{3H}. \text{ Тогда}$$

$$K_{U_{CP}} = \frac{U_{BХ}}{E_G} = -\frac{SU_{3H}(r_{CH} \parallel R_C \parallel R_H)}{U_{3H}} \approx -S(R_C \parallel R_H),$$

т.к. обычно $r_{CH} \gg R_C \parallel R_H$.

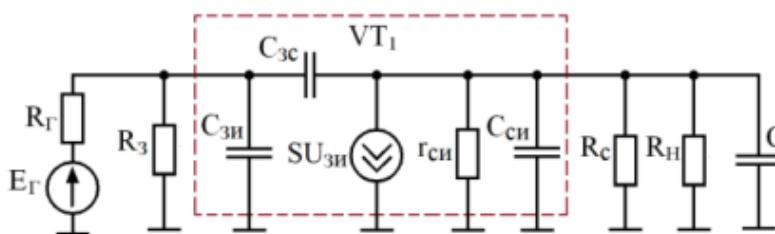
S - крутизна

10. Усилительный каскад на полевом транзисторе (схема ОИ). Эквивалентная схема для высоких частот. Влияние элементов схемы на f_b . Эффект Миллера.

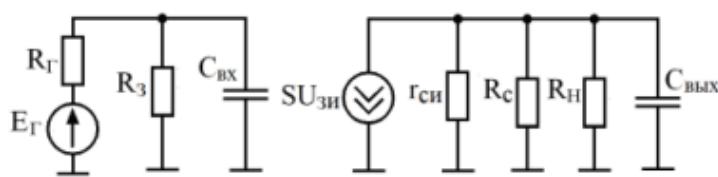


Область ВЧ. Уменьшение усиления в области ВЧ обусловлено влиянием емкостей транзистора и нагрузки.

Эквивалентная схема каскада на ПТУП для области ВЧ



Изменённая эквивалентная схема для области ВЧ
(с использованием $C_{BХ}$ и $C_{вых}$)



В итоге **верхняя граничная частота каскада** $f_B = \frac{1}{2\pi\tau_B}$, где $\tau_B = \sqrt{\tau_{BХ}^2 + \tau_{вых}^2}$

$C_{BХ}$ создает ФНЧ во входной цепи, а $C_{вых}$ создает ФНЧ в выходной цепи

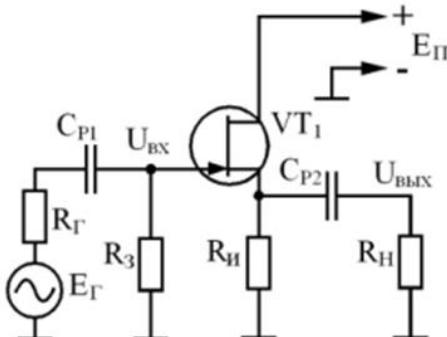
$$C'_{3C} = \frac{C_{3C}U_{3C}}{U_{3H}} = \frac{C_{3C}(U_{3H} - U_{CI})}{U_{3H}} = \frac{C_{3C}(U_{3H} - (-K)U_{3H})}{U_{3H}} = C_{3C}(1 + |K|)$$

При пересчёте во входную цепь C_{3C} умножается на $(1 + |K|)$ - частный случай эффекта Миллера.

Эффект Миллера в инвертирующем усилителе: если в инвертирующем усилителе с коэффициентом усиления $-K$ между входом и выходом включена ёмкость C , то при пересчете во входную цепь она умножается в $1 + |K|$ раз. Тогда входная ёмкость усилителя увеличивается на величину $C(1 + |K|)$.

11. Усилительный каскад на полевом транзисторе (схема ОС). Эквивалентная схема для средних частот. Коэффициент усиления.

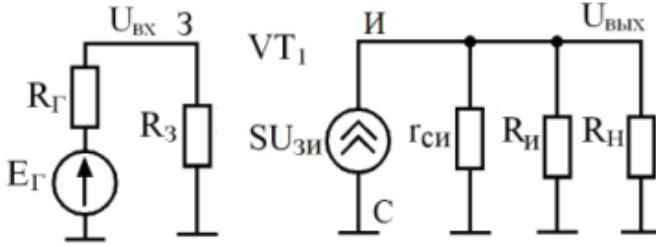
Принципиальная схема каскада на ПТУП с ОС



В каскаде действует 100% - последовательная ООС по напряжению: $U_{3H} = U_{BХ} - U_{вых}$ (аналогично каскаду на БТ с ОК), определяющая основные свойства каскада:

- 1) $K_U \approx 1$, т. е. схема является повторителем напряжения (распространённое название – **истоковый повторитель**)
- 2) низкое выходное сопротивление;
- 3) может быть достигнуто очень высокое входное сопротивление (высокое входное сопротивление ПТ дополнительно многократно увеличивается за счёт 100% - ООС).

Эквивалентная схема каскада на ПТУП с ОС для области СЧ



Коэффициент усиления в области СЧ

$$K_{UCP} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_G}. \text{ Если } R_G \ll R_3, \text{ то } E_G \approx U_{\text{БХ}}.$$

$$U_{\text{ВЫХ}} = S U_{\text{ЗИ}} (r_{\text{CH}} // R_H // R_H)$$

$$K_{UCP} \approx \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{БХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{БХ}} + U_{\text{ЗИ}}} = \frac{1}{1 + \frac{U_{\text{ЗИ}}}{U_{\text{БХ}}}} =$$

$$= \frac{1}{1 + \frac{1}{S(r_{\text{CH}} // R_H // R_H)}} \leq 1 \quad (\text{т. к. } \frac{1}{S(r_{\text{CH}} // R_H // R_H)} \ll 1)$$

12. Простейшие источники тока на биполярных и полевых транзисторах.

Простейшие источники тока на транзисторах

Простейшая схема источника постоянного тока на БТ для «незаземленной» нагрузки

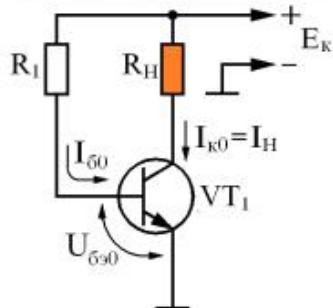


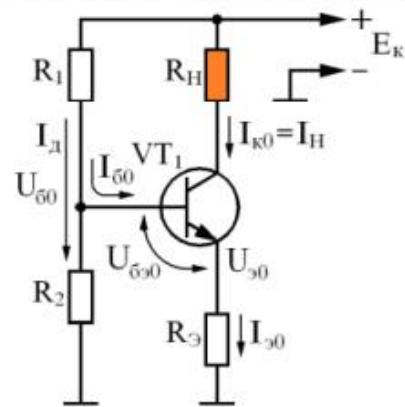
Схема является источником тока для сопротивления R_H , включённого в коллекторную цепь. Часто такую нагрузку называют «незаземлённой» (т. к. она не имеет непосредственного соединения с общим проводом).

$$I_H = I_{K0} = \beta I_{B0} \approx \beta \left(\frac{E_K - U_{BZ0}}{R_B} \right)$$

Увеличение сопротивления нагрузки R_H приводит к уменьшению U_{K0} , при этом выходной ток $I_{K0}=I_H$ также уменьшается (см. выходную ВАХ). Причина – эффект Эрли. Выходное сопротивление $R_{\text{ВЫХ}}^{\text{HT}} \approx r_K^*$.

Выходной ток зависит от β , имеющего большой разброс. Схема применяется редко.

Схема источника постоянного тока на БТ для «незаземлённой» нагрузки с ООС



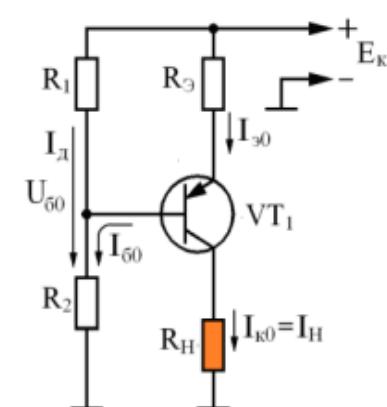
В схеме действует ООС по постоянному току через резистор R_2 : при уменьшении R_H происходит увеличение $I_{K0}=I_H$ ($\Delta I_K > 0$) из-за эффекта Эрли. Но при этом также увеличивается $I_{B0}=I_H$, поэтому растёт U_{B0} и уменьшается U_{BZ0} . Это приводит к уменьшению I_{B0} и к уменьшению $I_{K0}=I_H$ (создаётся $\Delta I'_K < 0$, компенсирующее первоначальное увеличение ΔI_K). В итоге изменение R_H приводит к гораздо меньшему изменению I_H , чем в схеме без ООС, т. е. $R_{\text{ВЫХ}}^{\text{HT}}$ увеличивается.

$$\text{Если } \beta \gg 1, \text{ то } I_H = I_{K0} \approx I_{B0} = \frac{U_{B0}}{R_2}. U_{B0} = U_{B0} - U_{BZ0} \approx \frac{E_K R_2}{R_1 + R_2} - U_{BZ0}$$

$$I_H = I_{K0} \approx I_{B0} = \frac{U_{B0} - U_{BZ0}}{R_2} \approx \frac{\frac{E_K R_2}{R_1 + R_2} - 0,6[B]}{R_2}$$

Стабильность выходного тока определяется стабильностью напряжения U_{B0} .

Схема источника постоянного тока на БТ для «заземлённой» нагрузки с ООС



Предыдущая схема «переворачивается», п-п-п – транзистор меняется на п-п-н – транзистор.

$$I_H = I_{K0} \approx I_{B0} = \frac{U_{B0}}{R_2} = \frac{E_K - U_{B0} - U_{BZ0}}{R_2} \approx \frac{\frac{E_K - \frac{E_K R_2}{R_1 + R_2} - U_{BZ0}}{R_2}}{R_2} =$$

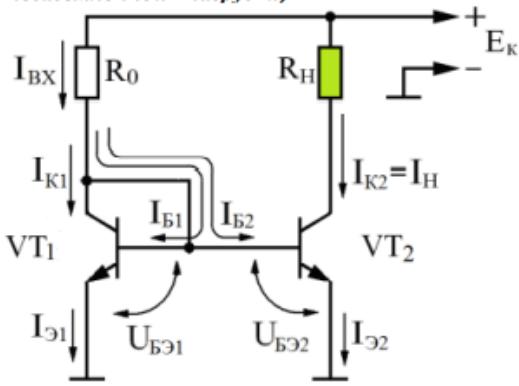
$$= \frac{\frac{E_K R_1}{R_1 + R_2} - U_{BZ0}}{R_2}$$

13. Токовые зеркала. Схемы на основе токовых зеркал.

Токовые зеркала

Достоинство простейших ИТ – простота схем. Недостатки: температурная нестабильность, проявление эффекта Эрли. Более высокую стабильность имеют так называемые токовые зеркала или отражатели тока. Смысл названия – многие подобные схемы обеспечивают выходной ток, равный входному. Токовые зеркала могут быть выполнены как на БТ, так и на ПТ.

Простейшая схема токового зеркала (источник постоянного тока для «незаземлённой» нагрузки)



Транзистор VT1 находится в диодном включении (коллекторный переход замкнут).
Входной ток: $I_{BX} = \frac{E_K - U_{BE0}}{R_0}$

Пусть транзисторы VT1 и VT2 идентичны: $\beta_1 = \beta_2 = \beta$

Из схемы видно, что $U_{BE1} = U_{BE2}$.

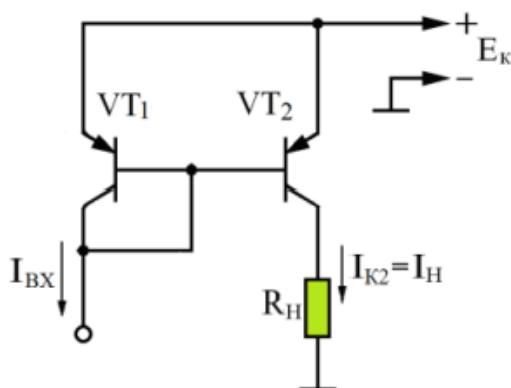
Тогда $I_{\mathcal{E}1} = I_{\mathcal{E}2} = I_{\mathcal{E}}$, $I_{K1} = I_{K2} = I_K$, $I_{B1} = I_{B2} = I_B$.

$$I_{BX} = I_{K1} + I_{B1} + I_{B2} = I_K (1 + 2/\beta)$$

$$I_H = \frac{\beta}{\beta + 2} I_{BX} = \frac{\beta}{\beta + 2} \frac{E_K - U_{BE0}}{R_0}$$

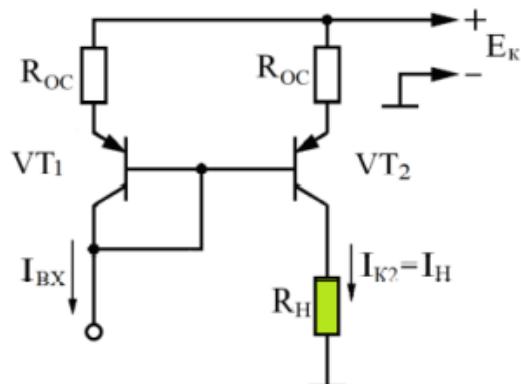
Если $\beta \gg 1$, то $\frac{\beta}{\beta + 2} \approx 1$, тогда $I_H \approx I_{BX}$.

Простейшее токовое зеркало для «заземлённой» нагрузки



Входной ток может быть как постоянным, так и изменяющимся.

Токовое зеркало с увеличенным выходным сопротивлением (ООС по току через сопротивления в эмиттерных цепях R_{OC})



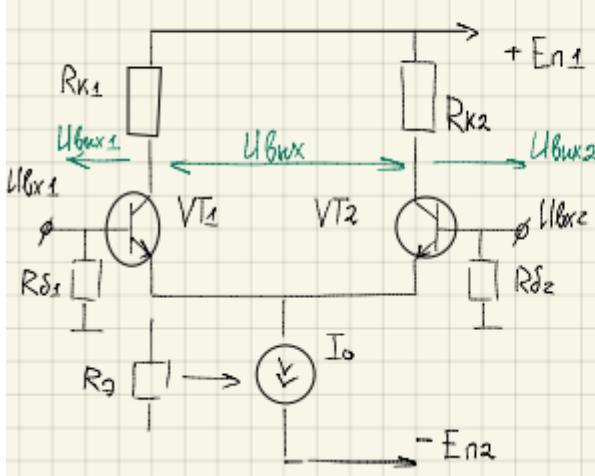
ООС повышает выходное сопротивление и улучшает стабильность.

Транзисторы не обведены в круг т.к корпуса нету потому что это часть микросхемы. Именно в микросхеме легче всего обеспечить одинаковость транзисторов.

14. Дифференциальные транзисторные каскады. Принцип работы. Основные параметры ($K_{\text{диф}}$, $K_{\text{сф}}$, КОСС).

Дифференциальные усилители

- это усилители усиливающие разность двух сигналов, при этом входов у такого усилителя два, в качестве сигналов могут выступать входные токи или напряжения.



В отличие от ранее рассмотренных схем усилительных каскадов, которые являлись усилителями переменного напряжения. Данный каскад выполнен, как усилитель постоянного тока (ввиду отсутствия разделительных конденсаторов во входных и выходных цепях полоса частот не ограничивается снизу, таким образом данный каскад может усиливать разность двух постоянных или медленно меняющихся напряжений)

И таким образом является частным случаем усилителей постоянного тока - УПТ

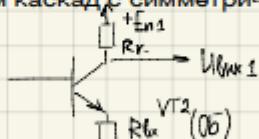
Формулы для коэффициента усиления сигнала

$$K_{\text{диф}} = \frac{U_{\text{вых}1}}{U_{\text{вх диф}}}$$

Если в качестве выходного сигнала использовать $U_{\text{вых}1}$ или $U_{\text{вых}2}$, то такой каскад называется каскадом с несимметричным выходом

Если в качестве выходного сигнала используется разность напряжений между коллекторами двух транзисторов, то имеем каскад с симметричным выходом

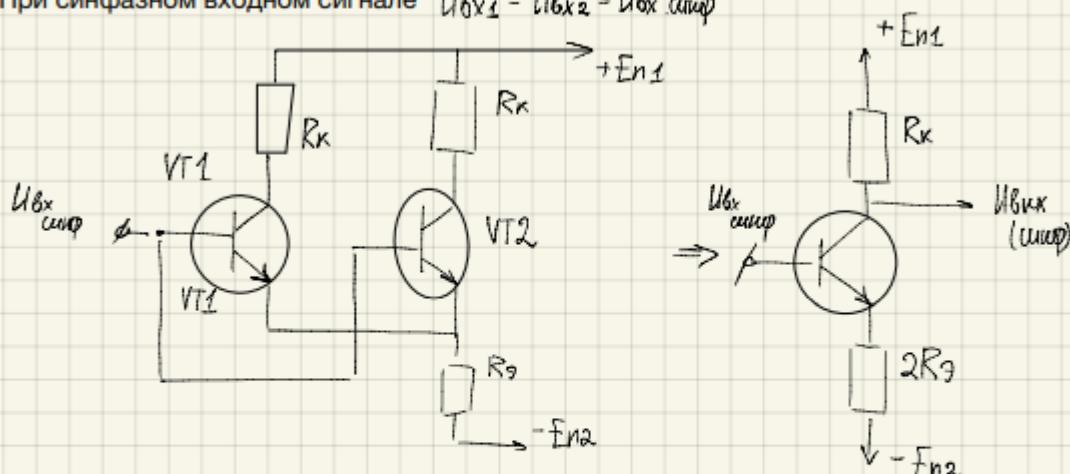
$$K_{\text{диф}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх диф}}} = \frac{U_{\text{вых}1} - U_{\text{вых}2}}{U_{\text{вх диф}}}$$



При выводе соотношения для Кдиф будем считать, что подача произвольных, но неравных напряжений $U_{\text{вых}1}$ и $U_{\text{вых}2}$ для рассматриваемого каскада означается тоже, что подавать на базу первого транзистора $U_{\text{вх}}$ дифференциальное, а база 2ого транзистора равна нулю

Синфазный сигнал

При синфазном входном сигнале $U_{\text{вх}1} = U_{\text{вх}2} = U_{\text{вх синф}}$



Таким образом, каждое из двух плеч представляет собой усилительный каскад с ОЭ, у которого в эмиттерную цепь дополнительно включен резистор $2R_\text{Э}$

$$K_{\text{диф}} = \frac{U_{\text{вых}}(\text{инф})}{U_{\text{вх синф}}} \approx -\frac{R_\text{К}}{R_\text{Э} + 2R_\text{Э}} \approx -\frac{R_\text{К}}{2R_\text{Э}}$$

За основу можно взять ранее полученную формулу для коэффициента усиления каскада с ОЭ, при наличии в эмиттерной цепи дополнительного сопротивления

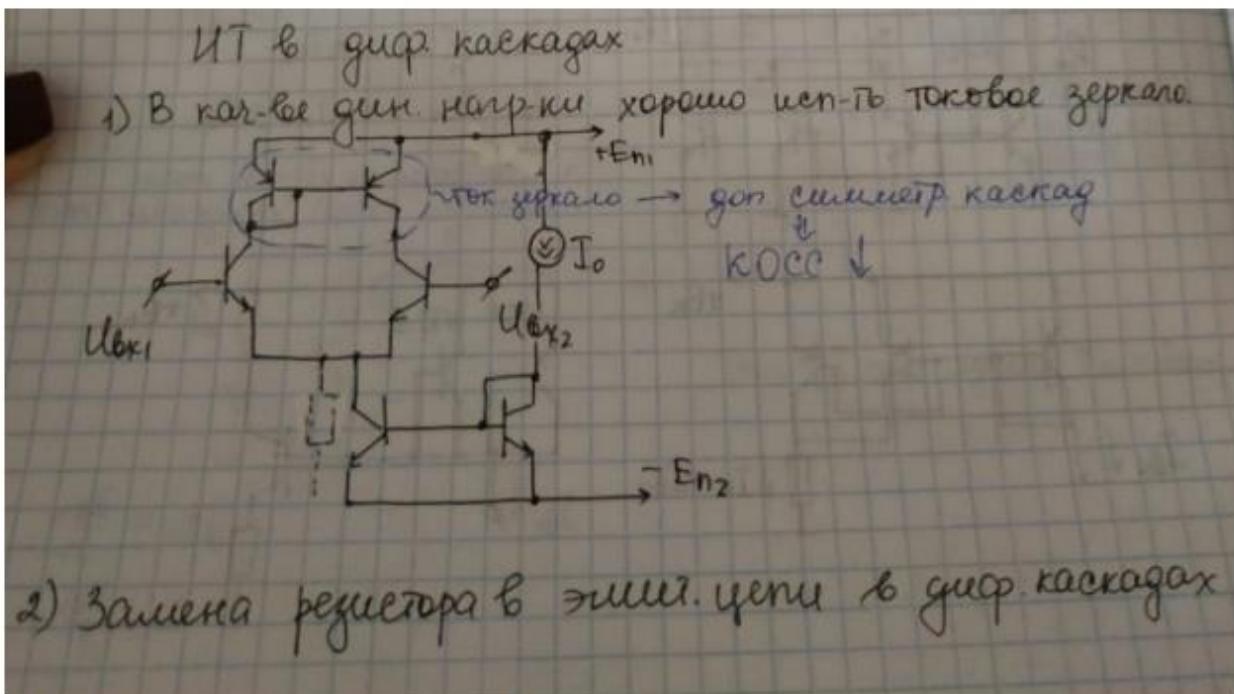
Так как $R_\text{Э} \ll R_\text{К}$ очевидно, что $K_{\text{диф}} \ll K_{\text{диф}1(2)}$

Коэффициент ослабления синфазного сигнала

Для того чтобы охарактеризовать поведение дифференциального сигнала как синфазного и дифференциального сигнала вводится параметр КОСС

$$K_{\text{ОСС}} = \frac{K_{\text{диф}}}{K_{\text{диф}}} \approx \frac{R_\text{Э}}{R_\text{К}} \approx \frac{R_{\text{вых}}}{R_\text{К}}$$

15 Применение источников тока в дифференциальных каскадах.



1) Токовое зеркало - дин. нагрузка. Отличный простой вариант для дин. нагрузки.

2.1) Источник тока в Э цепи для увеличения КОСС для того, чтобы сигнал лучше подавлялся.

2.2) Если этот ист. тока сделать управляемым, то из-за изменения выходного тока источника у нас будут меняться Э токи транзисторов диф. каскада, будут меняться их $R_{\text{Э.диф.}}$, а значит будет меняться коэф. усиления диф. сигнала. Таким образом, если это источник тока, управляемым каким-то внешним сигналом, мы получаем управляемый усилитель, у которого коэф. усиления управляет внеш. сигналом. Можно показать, что с помощью такого источника можно реализовать операцию умножения, т.е. $U_{bx\text{.диф.}}$ мы перемножаем на $U_{\text{упр.ист.тока}}$ в Э цепи. Таким образом действуют аналоговые умножители напряжения.

1) Размещение в эмиттерной цепи источниками тока при этом можно существенно снизить Ксинф, КОСС повысить.

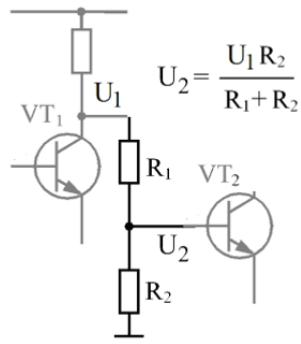
Если в эмиттерную цепь дифференциального каскада установить источник тока с управляемым напряжением, то получается усилительный каскад с электронным усилением, можно менять коэффициент усиления

2) Использование в качестве динамической нагрузки токовых зеркал с целью увеличения коэффициента усиления дифференциального сигнала При этом используется полезный факт, что в обоих плечах токового зеркала токи в идеале равны друг другу.

16 Схемы сдвига уровня постоянного напряжения.

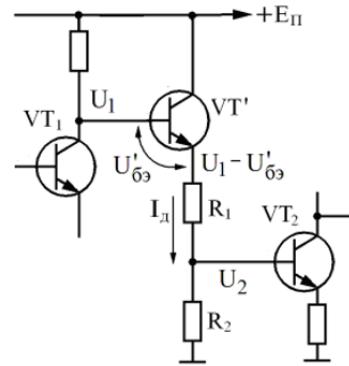
Назначение схемы сдвига уровня постоянного напряжения – изменение напряжения покоя выходной цепи предыдущего каскада до такого значения, которое необходимо для задания нужного режима покоя входной цепи следующего каскада. В общем случае такая схема может как уменьшать, так и увеличивать постоянное напряжение.

1) Резисторные схемы сдвига уровня. Это простейший вариант подобных цепей, по сути – обычный резисторный делитель напряжения.



Для улучшения работы между каскадами на транзисторах VT1 и VT2 часто ставят эмиттерный повторитель (на схеме справа – на транзисторе VT'), в выходной цепи которого включён делитель напряжения на резисторах R1 и R2. Схема работает с понижением уровня постоянного напряжения, уменьшая напряжение U1 на коллекторе VT1 до напряжения U2 на базе VT2:

$$U_2 = \frac{(U_1 - U'_{\text{бэ}})R_2}{R_1 + R_2}$$



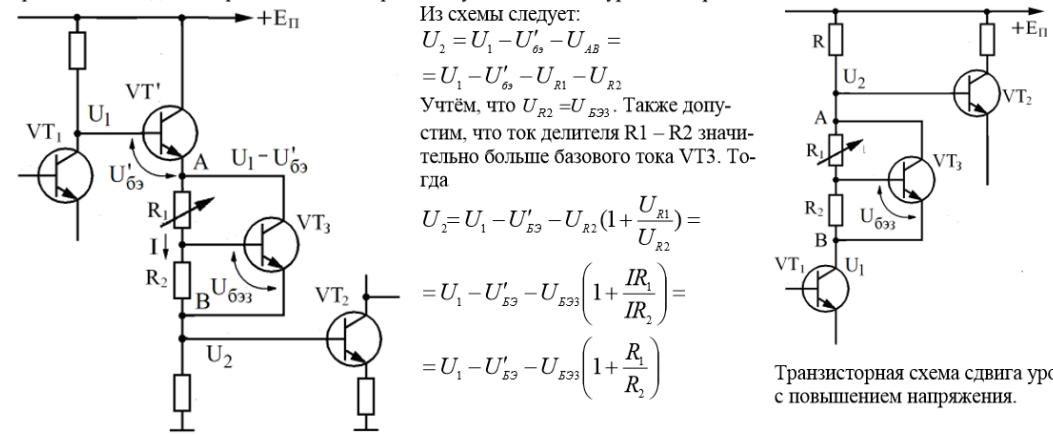
2)

Диодные схемы сдвига уровня. Как известно, эквивалентная схема $e_0 - R_{\text{диф}}$ может быть составлена для полупроводникового диода в прямом включении, при этом $e_0 = U_{\text{VD}} \approx 0,6$ В (для кремниевых диодов), а в качестве $R_{\text{диф}}$ выступает дифференциальное сопротивление диода $r_{\text{диф}}^{\text{VD}}$, которое может быть достаточно малым (единицы Ом). При замене резистора R1 на n последовательно соединённых диодов получаем $e_0 = n U_{\text{VD}} \approx n * 0,6$ В и $R_{\text{диф}} = n r_{\text{диф}}^{\text{VD}}$. Для того, чтобы потери переменного сигнала были минимальны, должно выполняться условие $n r_{\text{диф}}^{\text{VD}} \ll R_2$. Недостаток: зависимость напряжения сдвига от температуры (вследствие температурной зависимости U_{VD}); невозможность задавать произвольное напряжение сдвига, т. к. оно кратно U_{VD} . Напряжение сдвига можно изменять в малых пределах, меняя R2 (при этом будет меняться ток диодов, что приведет к небольшому изменению U_{VD}).

3)

Схемы сдвига уровня напряжения на стабилитронах. Вместо цепочки из нескольких диодов можно использовать стабилитрон. Из-за малого дифференциального сопротивления стабилитрона $r_{\text{диф}}^{\text{CT}}$ такие цепи также могут иметь малое ослабление переменного сигнала (при соблюдении условия $r_{\text{диф}}^{\text{CT}} \ll R_2$).

Транзисторные схемы сдвига уровня. При выполнении схемы сдвига уровня на транзисторах можно реализовать произвольный сдвиг напряжения. Рассмотрим схему с понижением уровня напряжения.



Из схемы следует:

$$U_2 = U_1 - U'_{\text{бэ}} - U_{AB} =$$

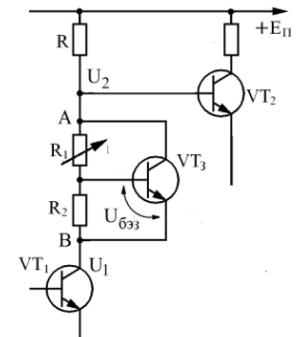
$$= U_1 - U'_{\text{бэ}} - U_{R1} - U_{R2}$$

Учтём, что $U_{R2} = U_{\text{бэ3}}$. Также допустим, что ток делителя R1 – R2 значительно больше базового тока VT3. Тогда

$$U_2 = U_1 - U'_{\text{бэ}} - U_{\text{бэ3}} \left(1 + \frac{U_{R1}}{U_{R2}}\right) =$$

$$= U_1 - U'_{\text{бэ}} - U_{\text{бэ3}} \left(1 + \frac{IR_1}{IR_2}\right) =$$

$$= U_1 - U'_{\text{бэ}} - U_{\text{бэ3}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$



Транзисторная схема сдвига уровня с повышением напряжения.

Транзисторная схема сдвига уровня с понижением напряжения.

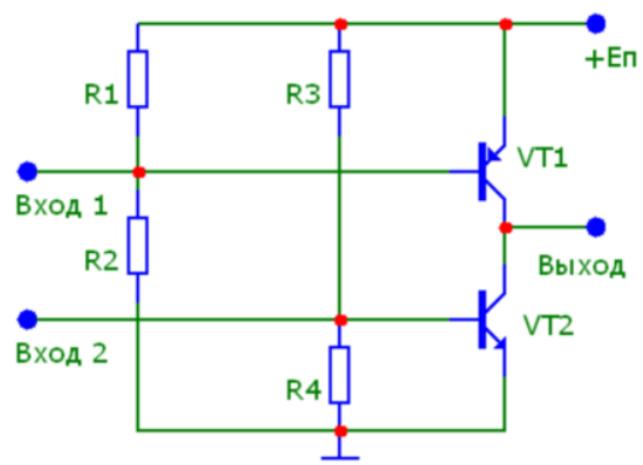
Изменяя сопротивление резистора R1 (в некоторых случаях используют потенциометр), можно установить изменять величину сдвига напряжения.

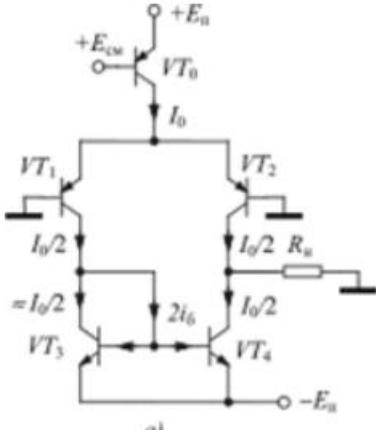
Схема на стабилитроне с повышением уровня:

$$U_2 = U_1 + n U_{\text{ct}}$$

17 Усилительные каскады с динамической нагрузкой (простейшие, дифференциальные).

Если в коллекторную цепь обычного усилительного каскада, реализованного по схеме с ОЭ, вместо резисторной нагрузки включить транзистор другого типа проводимости, работающий в нормальном активном режиме, то получится простейший каскад с динамической нагрузкой





Основной недостаток дифференциальных усилителей с использованием резисторов в качестве коллекторной нагрузки — небольшой коэффициент усиления при малых токах ГСТ. Использование такого каскада в качестве первого каскада многокаскадного усилителя означает его частотные свойства, ухудшает дрейфовые параметры и шумовые характеристики. Для повышения коэффициента усиления дифференциального усилителя в монолитных ИС используют динамическую нагрузку.

18 Оконечные усилительные каскады. Двухтактные каскады с режимами В и АВ.

Задача оконечного (выходного) каскада — обеспечение заданной мощности в нагрузке усилителя. Оконечные или выходные каскады усилителей имеют ряд особенностей:

- 1) выходные каскады усилителей, как правило, работают в режиме большого сигнала и поэтому являются основным источником нелинейных искажений всего усилителя;
- 2) выходные каскады потребляют наибольшую мощность от источника питания, поэтому их КПД в основном определяет КПД усилителя в целом; мощность, рассеиваемая на их транзисторах, также достаточно велика, поэтому транзисторы оконечных каскадов часто требуется охлаждать, устанавливая на радиаторы, что ведет к увеличению габаритов всего усилителя; особенно это актуально для систем, расположенных на летательных аппаратах;
- 3) выходное сопротивление выходного каскада определяет выходное сопротивление усилителя в целом; для большинства усилителей требуется иметь низкое выходное сопротивление; минимальное выходное сопротивление имеют эмиттерные и истоковые повторители.

Режим **В** — это такой режим работы активного элемента усилительного каскада, при котором ток покоя близок к нулю или пренебрежимо мал. Поэтому потребляемая мощность этого каскада сравнительно невелика, соответственно КПД велик. При отсутствии входного сигнала напряжение база-эмиттер обоих транзисторов равны нулю и поэтому транзисторы каскада находятся в режиме отсечки. При положительном входном напряжении на базу р-п-р транзистора VT2 подается запирающее напряжение и он остается в режиме отсечки, а п-р-п транзистор VT1 переходит в активный режим и работает фактически как эмиттерный повторитель на одном транзисторе, т. е. напряжение на выходе практически повторяет входное напряжение. При отрицательном входном напряжении VT1 запирается, но в активный режим переходит транзистор VT2, и с отрицательным входным напряжением VT2 работает также как эмиттерный повторитель на одном транзисторе. Таким образом, каждый транзистор практически повторяет на выходе напряжение «своей» полярности, а усиление по мощности происходит за счет усиления по току.

Достоинства этого каскада — простота схемы и высокий КПД. Недостаток — большие нелинейные искажения специфической формы

Если напряжение отпирания диодов несколько превышает напряжение отпирания транзисторов, то в режиме покоя транзисторы перейдут в активный режим, но ток покоя при этом будет небольшой. Каскад будет работать в режиме **АВ**, при этом потребляемый каскадом ток увеличится (следовательно, снизится КПД), однако также снижаются нелинейные искажения.

19 Обратная связь в усилителях: классификация, влияние на параметры и характеристики усилителя (коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления, **диапазон рабочих частот**)

Обратная связь (ОС) — это передача части энергии выходного сигнала электронного устройства в его входную цепь.

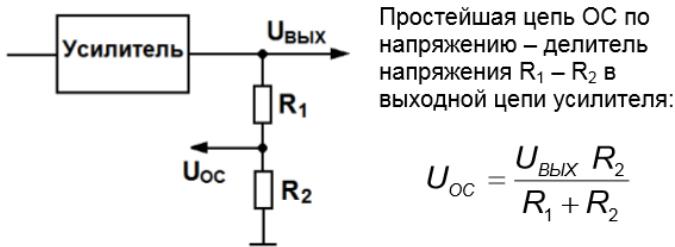
При **положительной** обратной связи (ПОС) сигнал обратной связи суммируется с входным сигналом во входной цепи усилителя (сигнал ОС и входной сигнал синфазны).

При **отрицательной** обратной связи (ООС) происходит вычитание сигнала обратной связи из входного сигнала во входной цепи усилителя (сигнал ОС и входной сигнал противофазны).

Классификация ОС

По способу получения сигнала ОС:

ОС по напряжению – сигнал обратной связи пропорционален выходному напряжению усилителя

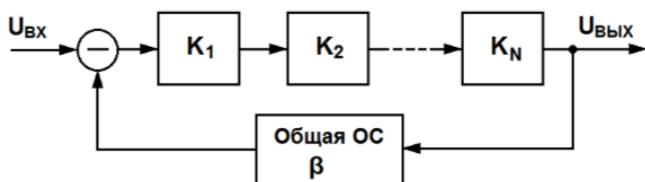


По способу введения сигнала ОС во входную цепь усилителя:

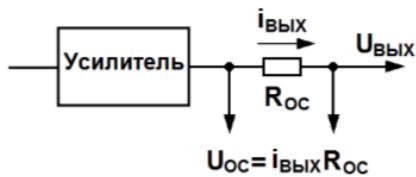
Последовательная ОС – источники входного сигнала и сигнала ОС во входной цепи усилителя включаются **последовательно**, поэтому во входной цепи усилителя происходит **суммирование или взаимное вычитание напряжений** $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{ос}}$.



В многокаскадных усилителях могут применяться:

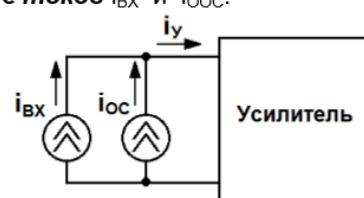


ОС по току – сигнал обратной связи пропорционален выходному току усилителя

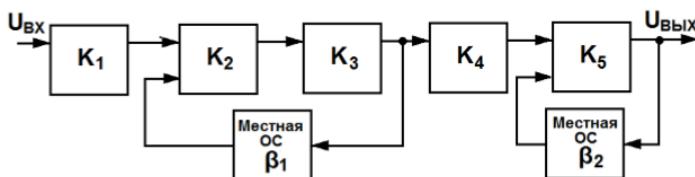


Напряжение обратной связи $U_{\text{ос}}$ – падение напряжение на сопротивлении $R_{\text{ос}}$, пропорциональное выходному току усилителя.

Параллельная ОС – источники входного сигнала и сигнала ОС во входной цепи усилителя включаются **параллельно**, поэтому во входной цепи усилителя происходит **суммирование или взаимное вычитание токов** $i_{\text{вх}}$ и $i_{\text{ос}}$.



Общая ОС – охватывает весь усилитель.



Местная ОС – охватывает один из каскадов усилителя или группу каскадов, но не весь усилитель.

Также различают: ОС по постоянному и по переменному току; частотозависимую и частотонезависимую ОС; линейную и нелинейную ОС.

Паразитная ОС – возникает через паразитные элементы электронного устройства. Основной способ борьбы с паразитными ОС – правильная компоновка устройства, в том числе правильная трассировка печатных плат.

$$K_{\text{OOC}} = \frac{K_y}{1 + K_y \beta} = \frac{1}{\frac{1}{K_y} + \beta} = \begin{cases} K_y \rightarrow \infty, \\ \frac{1}{K_y} \ll \beta \end{cases} \approx \frac{1}{\beta}.$$

Т. е. при больших K_y ($K_y \rightarrow \infty$) и глубокой ООС ($\frac{1}{K_y} \ll \beta$) коэффициент усиления усилителя с ООС в основном определяется цепью ООС и мало зависит от K_y .

Выходное сопротивление

При введении в усилитель ООС по напряжению выходное сопротивление усилителя уменьшается. Чем глубже ООС, т. е. чем больше β , тем меньше $R_{\text{вых оос}}$.

Влияние ООС на входное сопротивление усилителя

Входное сопротивление усилителя без ООС: $R_{BX} = \frac{dU_y}{dl_y}$.

При последовательной ООС по напряжению $U_{BX} = U_y + U_{OOC} = U_y(1+K_y\beta)$

Тогда входное сопротивление усилителя с последовательной ООС:

$$R_{BX\ OOC} = \frac{dU_{BX}}{dl_{BX}} \approx \frac{dU_{BX}}{dl_y} = \frac{dU_y}{dl_y}(1+K_y\beta) = R_{BX}(1+K_y\beta) > R_{BX}$$

Последовательная ООС увеличивает входное сопротивление усилителя.

Чем глубже ООС, тем больше $R_{BX\ OOC}$.

Можно показать, что при введении параллельной ООС входное сопротивление усилителя уменьшается.

При введении ООС:

$$K_{OOC\ BЧ}(p) = \frac{K_{BЧ}(p)}{1+K_{BЧ}(p)\beta(p)} = \frac{K_{BЧ}(p)}{1+K_{BЧ}(p)\beta} = \frac{K_{CP}}{1+p\tau_B} \frac{1}{1+\frac{K_{CP}\beta}{1+p\tau_B}} = \frac{K_{CP}}{1+p\tau_B} \frac{1}{1+p\tau_B+K_{CP}\beta} = \frac{K_{CP}}{1+p\tau_B+K_{CP}\beta}$$

Разделим числитель и знаменатель на $1+K_{CP}\beta$:

$$K_{OOC\ BЧ}(p) = \frac{K_{CP}}{1+K_{CP}\beta} \frac{1}{1+p\tau_B+K_{CP}\beta} = \frac{K_{CP}}{1+K_{CP}\beta} \frac{1}{1+\frac{p\tau_B}{1+K_{CP}\beta}} = \frac{K_{CP\ OOC}}{1+p\tau_{B\ OOC}}, K_{OOC\ BЧ}(j\omega) = \frac{K_{CP\ OOC}}{1+j\frac{\omega}{\omega_{B\ OOC}}},$$

АЧХ усилителя с ООС в области ВЧ $|K_{OOC\ BЧ}(\omega)| = \frac{K_{CP}}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_{B\ OOC}}\right)^2}}$ или $|K_{OOC\ BЧ}(f) = \frac{K_{CP}}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_{B\ OOC}}\right)^2}}$

где $K_{CP\ OOC} = \frac{K_{CP}}{1+K_{CP}\beta}$ - коэффициент усиления усилителя с ООС на средних частотах,

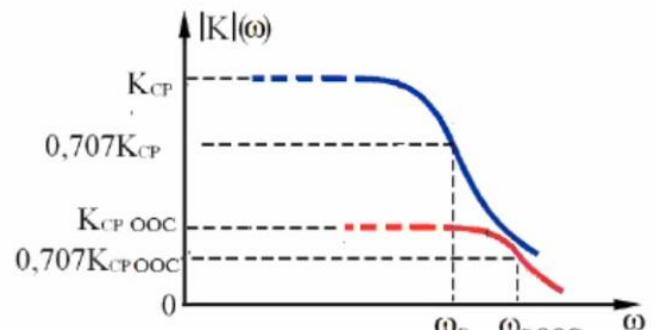
$\tau_{B\ OOC} = \frac{\tau_B}{1+K_{CP}\beta}$ - постоянная времени усилителя с ООС в области ВЧ. Очевидно, $\tau_{B\ OOC} < \tau_B$.

Тогда **верхняя граничная частота усилителя с ООС**

$$\omega_{B\ OOC} = \frac{1}{\tau_{B\ OOC}} = \omega_B(1+K_{CP}\beta) > \omega_B,$$

или $f_{B\ OOC} = \frac{1}{2\pi\tau_{B\ OOC}} = f_B(1+K_{CP}\beta) > f_B$.

При введении ООС верхняя граничная частота усилителя увеличивается.



2. Область нижних частот (НЧ)

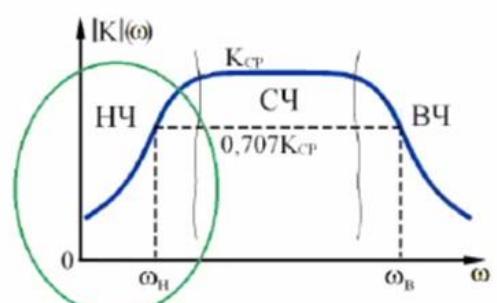
При отсутствии ООС приближённая зависимость коэффициента усиления от частоты в области НЧ:

$$K_{HЧ}(j\omega) = \frac{K_{CP}}{1-j\frac{\omega_H}{\omega}}, \text{ в операторной форме } K_{HЧ}(p) = \frac{K_{CP} p\tau_H}{1+p\tau_H}$$

$$\tau_H = \frac{1}{\omega_H} = \frac{1}{2\pi f_H}$$

ω_H – нижняя граничная частота усилителя без ООС
 τ_H – постоянная времени усилителя в области НЧ (более корректное название – постоянная времени усилителя в областях больших времён).

АЧХ усилителя без ООС в области НЧ: $|K_{HЧ}(\omega)| = \frac{K_{CP}}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega_H}{\omega}\right)^2}}$



При введении ООС:

$$K_{OOC\text{ HЧ}}(p) = \frac{K_{HЧ}(p)}{1+K_{HЧ}(p)\beta(p)} = \frac{K_{HЧ}(p)}{1+K_{HЧ}(p)\beta} = \frac{K_{CP} p\tau_H}{1+p\tau_H} \cdot \frac{1}{1+\frac{K_{CP} p\tau_H \beta}{1+p\tau_H}} = \frac{K_{CP} p\tau_H}{1+p\tau_H + K_{CP}\beta p\tau_H} = \frac{K_{CP} p\tau_H}{1+p\tau_H (1+K_{CP}\beta)}$$

Умножим числитель и знаменатель на $1+K_{CP}\beta$:

$$K_{OOC\text{ HЧ}}(p) = \frac{K_{CP}}{1+K_{CP}\beta} \frac{p\tau_H (1+K_{CP}\beta)}{1+p\tau_H (1+K_{CP}\beta)} = \frac{K_{CP\text{ OОС}} p\tau_{H\text{ OОС}}}{1+p\tau_{H\text{ OОС}}}$$

где $\tau_{H\text{ OОС}} = \tau_H (1+K_{CP}\beta)$ - постоянная времени усилителя с ООС в области НЧ. Очевидно, $\tau_{H\text{ OОС}} > \tau_H$.

20 ОУ: определение, классификация, основные параметры. Внутренняя структура ОУ.

Операционным усилителем (ОУ) называется усилитель постоянного тока с дифференциальным входом и несимметричным выходом, имеющий высокий коэффициент усиления (не менее 104), высокое входное и низкое выходное сопротивление.

Классификация ОУ

По совокупности параметров ОУ можно разделить на три основные группы.

ОУ общего применения – не обладают высоким быстродействием и высокими точностными характеристиками, предназначены для построения устройств, работающих на низких частотах в случаях, когда не требуется высокая точность.

Быстродействующие ОУ – имеют высокую скорость изменения выходного напряжения (не менее 20 В/мкс) и высокую частоту единичного усиления. Предназначены для применения в устройствах высокого быстродействия, работающих с быстроизменяющимися и высокочастотными сигналами. Часто имеют низкие точностные характеристики и параметры, а также повышенный потребляемый ток.

ПредCISIONНЫЕ ОУ – имеют высокий K_{OY} (не менее 10^6) и малое U_{CM} (не более 100 мкВ), а также малые входные токи, малые TKU_{CM} , TKI_{BX} , высокий КОСС. При этом могут иметь низкое быстродействие. Предназначены для использования в устройствах высокой точности и стабильности, (измерительных устройствах), работающих с малыми входными сигналами.

Параметры

$K_{OY\ 0}$ - собственный коэффициент усиления дифференциального сигнала ОУ, измеренный на постоянном токе (или на низких частотах). Для ОУ различного назначения может находиться в пределах от 10^4 до 10^7 . Высокое значение $K_{OY\ 0}$ достигается за счёт использования источников тока в качестве динамической нагрузки в первом и втором каскадах ОУ.

f_{OY} - верхняя граничная частота ОУ, на которой модуль коэффициента усиления ОУ уменьшается относительно $K_{OY\ 0}$ на 3 дБ. В систему параметров ОУ не входит и в справочниках не приводится.

f_1 - частота единичного усиления ОУ, на которой $|K_{OY}|(f)$ становится равным единице, т. е. уменьшается до 0 дБ. **Основной параметр ОУ, характеризующий его частотные свойства. Обязательно приводится в справочниках и используется для расчёта схем на основе ОУ.**

Коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС) – от 70 до 120 дБ.

Шумовые параметры ОУ:

- 1)Напряжение шумов, приведенное ко входу, измеренное в заданной полосе частот
- 2)Спектральная плотность входного напряжения шума
- 3)Спектральная плотность входного шумового тока.

Другие параметры ОУ

Диапазон напряжений питания: для большинства ОУ ограничен +18 В, в низковольтных ОУ меньше (например +5 В)

Потребляемый ток: от десятков мА до единиц мкА (микромощные ОУ)

Допустимый выходной ток: типовые значения – единицы мА, редко – десятки мА; для микромощных ОУ может составлять десятки мкА.

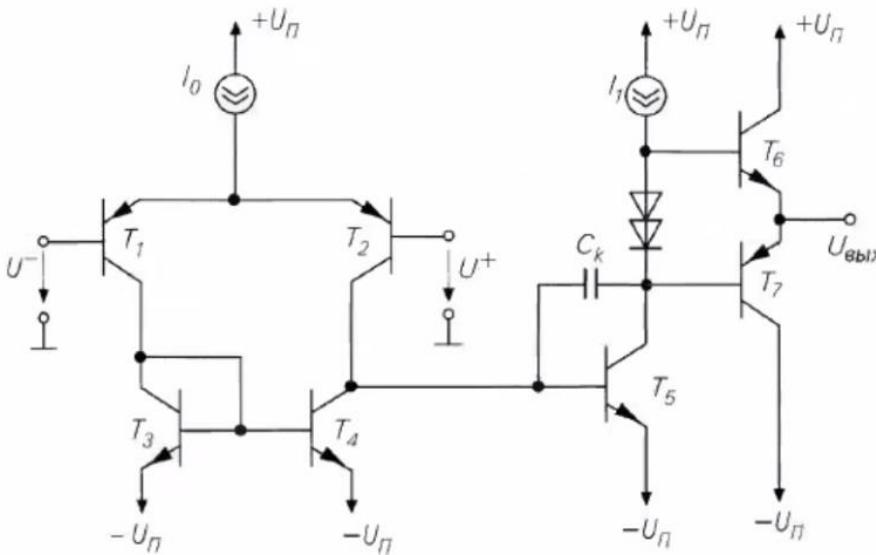
Входное сопротивление: очень высокое, определяется входными токами ОУ (от десятков МОм до десятков ГОм); в неинвертирующем включении увеличивается на несколько порядков)

Выходное сопротивление: сравнительно низкое (единицы – сотни Ом, уменьшается на несколько порядков при введении ООС по напряжению).

Блок-схема ОУ



Упрощённая схема ОУ



Входной дифференциальный каскад выполнен на транзисторах T1 и T2, в качестве динамической нагрузки использовано токовое зеркало на транзисторах T3 и T4. На схеме показан простейший вариант токового зеркала, чаще используются более сложные варианты (токовое зеркало Уилсона на трех транзисторах и др.). Источник тока в эмиттерной цепи входного каскада I_0 показан условно.

Каскад усиления напряжения выполнен на транзисторе T5, включенном по схеме ОЭ. Динамическая нагрузка этого каскада также показана условно в виде источника тока I_1 . В качестве I_0 и I_1 часто используются различные варианты токовых зеркал.

Выходной двухтактный повторитель выполнен на комплементарных транзисторах T6 и T7. Режим АВ реализован с помощью диодной схемы сдвига уровня, благодаря которой на эмиттерные переходы T6 и T7 подается прямое напряжение, обеспечивающее небольшой ток покоя T6 и T7. В состав выходного каскада ОУ могут также входить элементы ограничения выходного тока ОУ для его защиты от перегрузки по току (в схеме не показаны). Конденсатор C_k , включен между выходом и входом второго каскада ОУ для коррекции АЧХ ОУ и обеспечивает устойчивость ОУ.

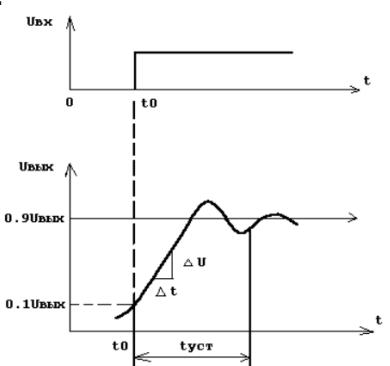
21 Классификация и основные параметры ОУ. Частотные и динамические параметры ОУ, их учет при выборе ОУ.

Многие типы ОУ общего и специального назначения имеют внутреннюю коррекцию, т.е. в схему таких ОУ включен конденсатор малой емкости. Такой конденсатор внутренней частотной коррекции предотвращает генерацию ОУ на высоких частотах. Это происходит за счет уменьшения усиления ОУ с ростом частоты. Изготовители представляют частотную зависимость усиления ОУ без ОС в виде АЧХ.

На низких частотах коэффициент усиления без ОС очень велик. АЧХ имеет спадающий характер в области высокой частоты, начиная от частоты среза $f_{ср}$. Причиной этого является частотная зависимость параметров транзисторов и паразитных емкостей схемы ОУ.

В том случае когда скорость спада АЧХ ОУ составляет 20дБ/дек, произведение коэффициента усиления ОУ на частоту единичного усиления есть величина постоянная.

При усилении сигналов ОУ обычно охватывается отрицательной обратной связью по инвертирующему входу. Вследствие создаваемого усилителем в области высоких частот Фазового сдвига выходного сигнала относительно входного фазочастотная характеристика ОУ по инвертирующему входу приобретает дополнительный фазовый сдвиг. **Динамическими** параметрами ОУ являются скорость нарастания выходного напряжения (скорость отклика) и время установления выходного напряжения. Они определяются по реакции ОУ на воздействие скачка напряжения на входе.



22 Классификация и основные параметры ОУ. Точныхные параметры ОУ, их учет при определении погрешности работы схем на ОУ.

Исдв представляет собой погрешность УПТ на ОУ, которую определяют точностные параметры ОУ:

напряжение смещения нуля ОУ $U_{см}$: эквивалентное входное напряжение, умножающееся на коэффициент усиления схемы на ОУ, из-за чего появляется $U_{сдв}$ на выходе ОУ;

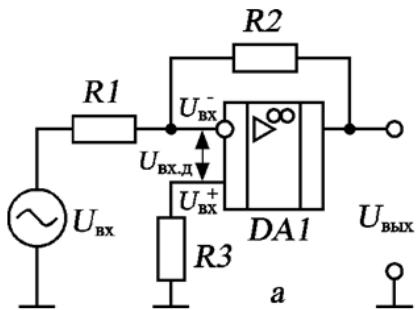
входные токи ОУ $I_{вх}^+$ и $I_{вх}^-$, создающие на резисторах во входных цепях ОУ падения напряжения, разность которых усиливается ОУ, из-за чего дополнительно изменяется $U_{сдв}$.

Напряжение смещения и входные токи изменяются при изменении температуры, из-за чего возникает температурный дрейф напряжения сдвига. Для ОУ вводятся параметры, характеризующие его температурную нестабильность:

температурный коэффициент напряжения смещения $TKU_{см}$ (измеряется в мкВ/°C)

температурный коэффициент входных токов $TKI_{вх}$ (в зависимости от величины $I_{вх}$ измеряется в нА/°C или пА/°C).

23 Инвертирующий усилительный каскад на ОУ: схема, коэффициент усиления.



ОУ охвачен цепью отрицательной обратной связи (ООС) по напряжению, состоящей из резисторов R1 и R2, поэтому на инвертирующем входе ОУ возвращается часть выходного напряжения - напряжение ООС U_{OOC} , определяемое как падение напряжения на R1. В случае инвертирующего усилительного каскада входное напряжение U_{bx} и напряжение ООС U_{OOC} суммируются на инвертирующем входе ОУ с помощью резистивного делителя R1-R2, т. е. ООС является параллельной.

Коэффициент обратной связи β

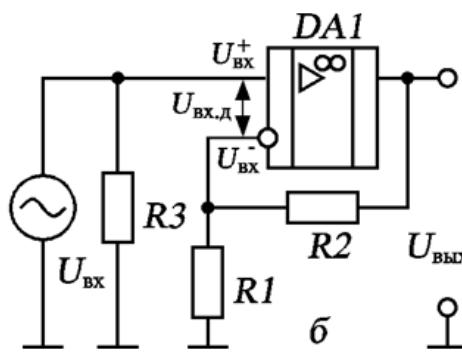
$$\beta = R_1 / (R_1 + R_2).$$

В инвертирующем усилительном каскаде входное напряжение U_{bx} поступает на инвертирующий вход $U_{\text{bx},-}$ ОУ с коэффициентом деления μ , равным $\mu = R_2 / (R_1 + R_2)$.

Тогда, как следует из теории усиления с обратной связью, коэффициент усиления инвертирующего K_i

$$K_i = -(\mu K_{oy}) / (1 + \beta K_{oy}) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + 1/K_{oy}\beta},$$

24 Неинвертирующий каскад на ОУ: схема, коэффициент усиления.



В неинвертирующем усилительном каскаде (рис. 1, б) используется последовательная ООС, так как дифференциальное входное напряжение $U_{\text{bx},d}$ ОУ является разностью между входным напряжением U_{bx} и напряжением обратной связи U_{OOC} .

$$K_n = K_{oy} / (1 + \beta K_{oy}) = -\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{1 + 1/K_{oy}\beta},$$

где $K_{oy} = U_{\text{vых}} / U_{\text{bx},d}$ – коэффициент усиления ОУ относительно входного дифференциального напряжения $U_{\text{bx},d}$.

25 Усилители переменного напряжения на ОУ (ограничение полосы частот снизу и сверху): влияние элементов схемы на АЧХ. Повышение выходного тока усилителей на ОУ.

В усилителях переменного напряжения на ОУ возможно применение разделительных конденсаторов. В инвертирующем УНЧ на операционном усилителе (рис. 12.10, а) по постоянному току ОУ охвачен стопроцентной ООС и сдвиг выходного напряжения невелик: $\Delta U_{\text{vых,сдв}} = U_{\text{cm}} + I_{\text{bx}} R_2$. Вследствие этого отпадает необходимость балансировки нуля и возможно подключение нагрузки без разделительного конденсатора. Коэффициент передачи УНЧ для идеального операционного усилителя

$$K_{\text{OC}}(p) = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{pC_1}} = -\frac{R_2}{1 + \frac{1}{p\tau_1}}, \text{ где } \tau_1 = R_1 C_1.$$

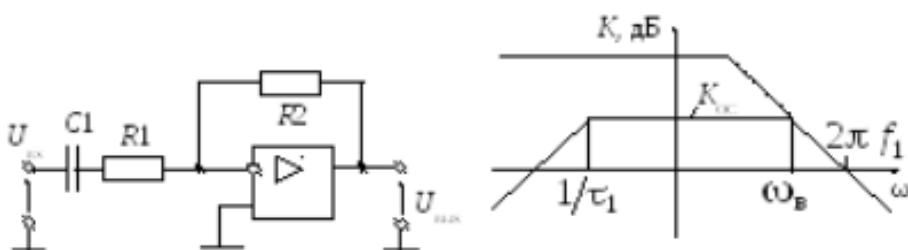


Рис. 12.10 – Схема инвертирующего УНЧ

Влияние ООС на АЧХ усилителя

1. Область верхних частот (ВЧ)

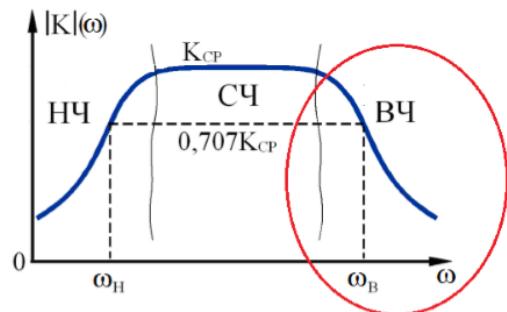
При отсутствии ООС приближённая зависимость коэффициента усиления от частоты в области ВЧ:

$$K_{B\text{Ч}}(j\omega) = \frac{K_{CP}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_B}}, \text{ в операторной форме } K_{B\text{Ч}}(p) = \frac{K_{CP}}{1 + p\tau_B}$$

$$\tau_B = \frac{1}{\omega_B} = \frac{1}{2\pi f_B}$$

ω_B – верхняя граничная частота усилителя без ООС

τ_B – постоянная времени усилителя в области ВЧ (более корректное название – постоянная времени усилителя в области малых времён).



АЧХ усилителя без ООС в области ВЧ:

$$|K_{B\text{Ч}}|(\omega) = \frac{K_{CP}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_B}\right)^2}}$$

2. Область низких частот (НЧ)

При отсутствии ООС приближённая зависимость коэффициента усиления от частоты в области НЧ:

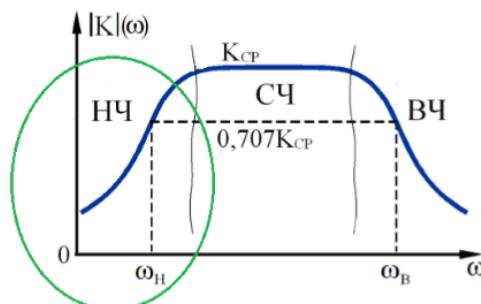
$$K_{H\text{Ч}}(j\omega) = \frac{K_{CP}}{1 - j \frac{\omega_H}{\omega}}, \text{ в операторной форме } K_{H\text{Ч}}(p) = \frac{K_{CP} p\tau_H}{1 + p\tau_H}$$

$$\tau_H = \frac{1}{\omega_H} = \frac{1}{2\pi f_H}$$

ω_H – нижняя граничная частота усилителя без ООС

τ_H – постоянная времени усилителя в области НЧ (более корректное название – постоянная времени усилителя в области больших времён).

АЧХ усилителя без ООС в области НЧ: $|K_{H\text{Ч}}|(\omega) = \frac{K_{CP}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_H}{\omega}\right)^2}}$

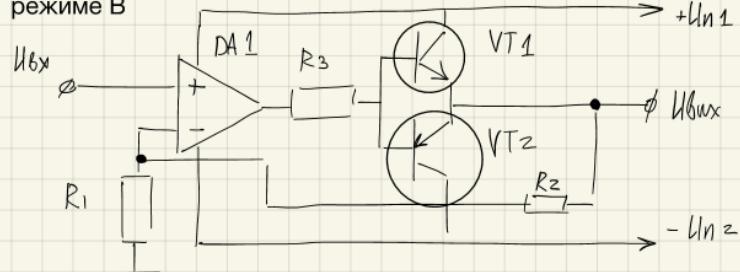


Повышение выходного тока ОУ

В основном величина максимального выходного тока составляет 1 мА (редко 10 мА)

Для повышения выходного тока на выходе схемы с ОУ ставится дополнительный усилительный каскад, при этом ООС должна охватывать как ОУ, так и дополнительный выходной каскад

Простейший пример: усилитель на ОУ с дополнительным двухтактным повторителем в режиме В



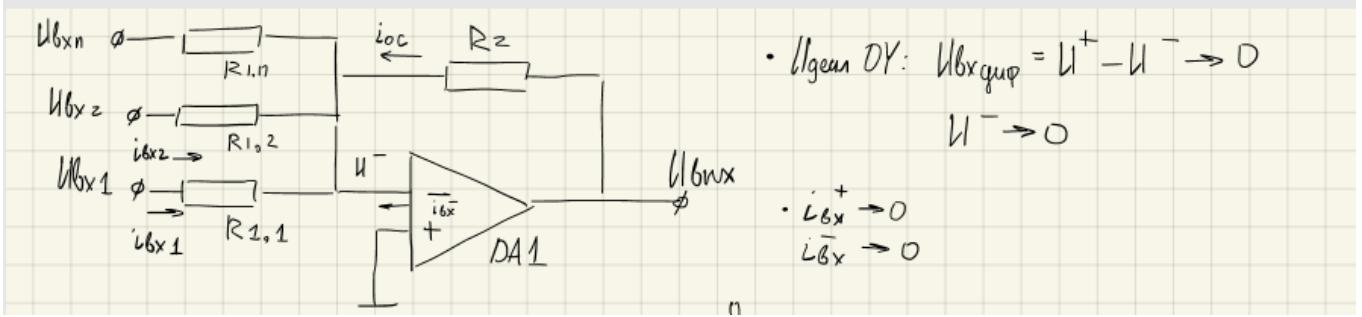
При этом ОС компенсирует нелинейные искажения как в ОУ, так и в дополнительном выходном каскаде. Для дальнейшего сложения нелинейных искажений можно использовать режим АБ, КПД снизится, но качество работы усилителя улучшится

26 Суммирующий и дифференциальный усилители на ОУ.

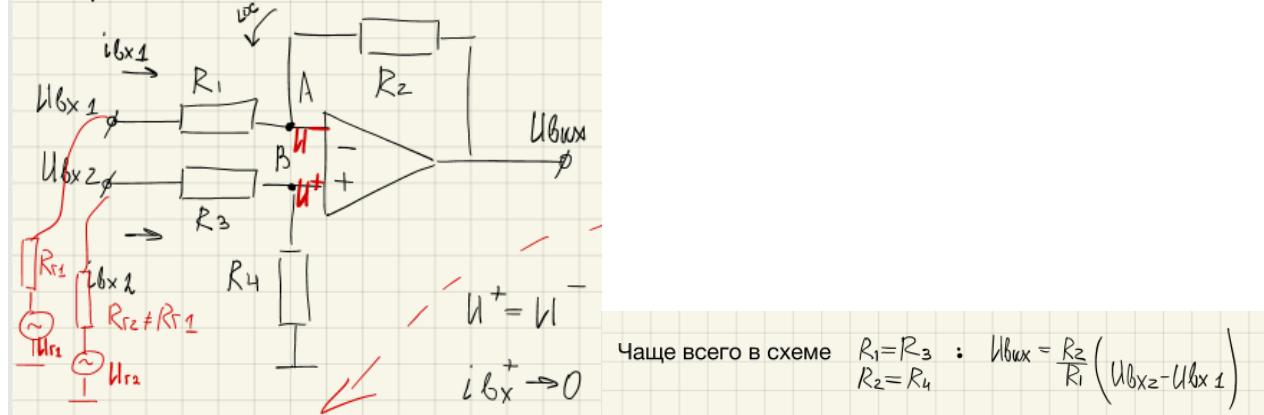
Выходное напряжение такого усилителя должно быть пропорционально сумме п входных напряжений

1. Считает ОУ идеальный (для него выполняется принцип виртуально 0)

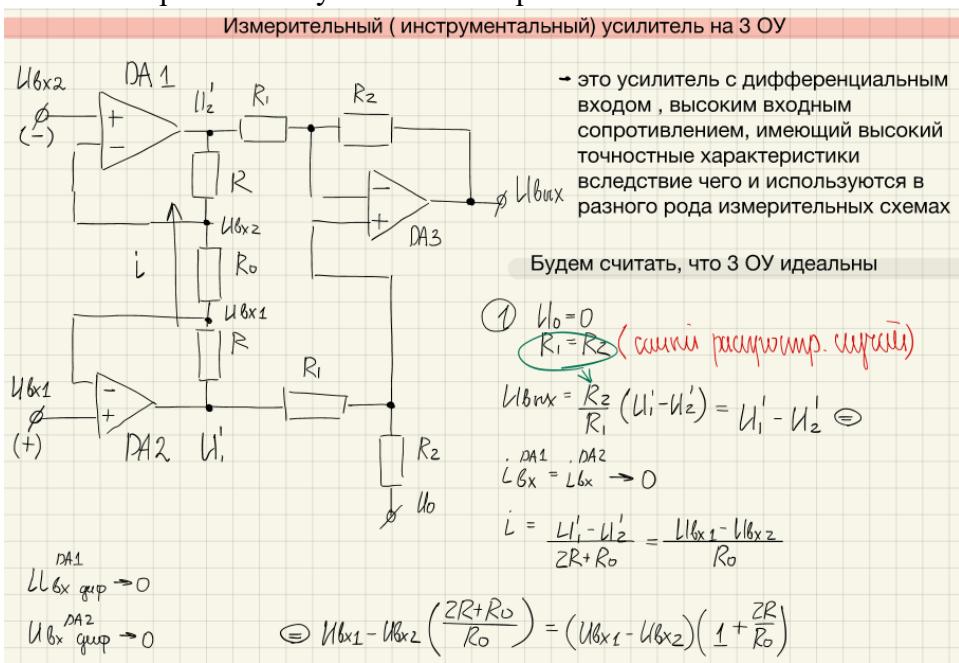
2. Входные токи стремятся к 0



Дифференциальный усилитель (разностный усилитель) - это усилитель на выходе которого напряжение пропорционально разности 2х входных напряжений.



27 Измерительный усилитель на трёх ОУ.



Достоинства:

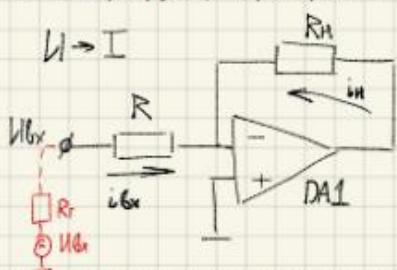
1. Для изменения коэффициента усиления, можно в данной схеме изменять сопротивление одного резистора R_o
2. Da1 и Da2 являются повторителями, входное сопротивление по обоим входам оказывается очень высоким

28 Преобразователи ток-напряжение и напряжение-ток на ОУ.

Преобразователи напряжения в ток на основе ОУ

Эти устройства создают в нагрузке ток пропорциональный входному управляемому напряжению и в идеале независящий от сопротивления нагрузки

1. Инвертирующий преобразователь в ток



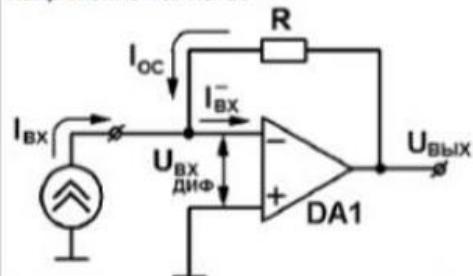
Для идеального ОУ

$$\begin{aligned} U_{bx\text{diff}} &\rightarrow 0 \Rightarrow U^+ = 0, U^- = 0 \\ i_{bx} &\rightarrow 0 \quad i_{bx} = -i_H \\ i_{bx} &= \frac{U_{bx}}{R} \quad i_H = -\frac{U_{bx}}{R} \end{aligned}$$

Можно показать, что выходное сопротивление нагрузки стремится к бесконечности, если ОУ идеальный

Преобразователи напряжение-ток – это устройства, выходное напряжение которых пропорционально входному току.

Простейший инвертирующий преобразователь напряжение-ток на ОУ



Если ОУ идеальный, то:

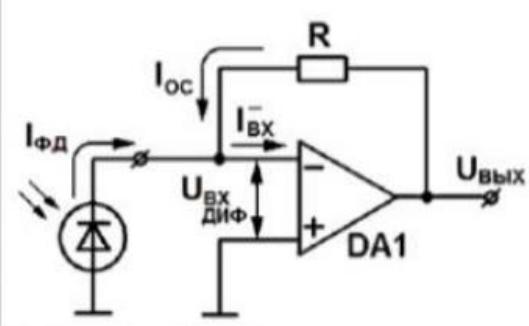
$$1) U_{\text{ВХ,диф}} \rightarrow 0, \text{ поэтому } U^- \rightarrow U^+ = 0;$$

$$2) I_{\text{ВХ}} + I_{\text{ОС}} + I_{\text{ВХ}}^- = 0$$

$$I_{\text{ВХ}}^- \rightarrow 0, \text{ поэтому } I_{\text{ВХ}} = -I_{\text{ОС}} = \frac{U_{\text{ВХ,диф}}}{R}. \text{ Тогда}$$

$$U_{\text{ВЫХ}} = -I_{\text{ВХ}} R$$

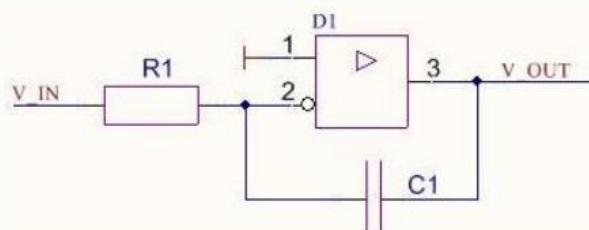
При использовании реальных ОУ погрешность преобразования в первую очередь зависит от входных токов ОУ и ТКИ_{ВХ}.



Типовой вариант применения – усилитель фототока на ОУ. Пример: если R=1 МОм, то коэффициент преобразования составляет 1 В/мкА.

29 Дифференцирующие и интегрирующие схемы на ОУ.

Простейшая схема интегратора на операционном усилителе, встречающаяся во всех учебниках, приведена на рисунке ниже.

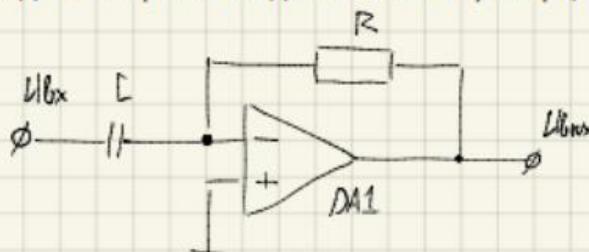


Интегратор можно также рассматривать как фильтр низких частот. Частота среза АЧХ фильтра высчитывается по формуле

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

Дифференциатор на ОУ

Выходное напряжение не должно быть пропорционально входному напряжению



$$U_{\text{ВХ,диф}} \rightarrow 0$$

$$U^+ = 0 \rightarrow U^- = 0$$

$$U_{\text{ВХ}} \approx 0 \Rightarrow i_{\text{БХ}} + i_{\text{ОС}} + i_{\text{БХ}}^- = 0$$

$$i_{\text{БХ}} = C \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt} \quad i_{\text{ОС}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R}$$

$$i_{\text{БХ}} = -i_{\text{ОС}}$$

$$C \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt} = -\frac{U_{\text{ВХ}}}{R} \quad U_{\text{ВХ}} = -RC \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt}$$

На основе реальных ОУ схема дифференциатора часто теряет устойчивость, чтобы не теряла включаются в схему включаются дополнительные элементы

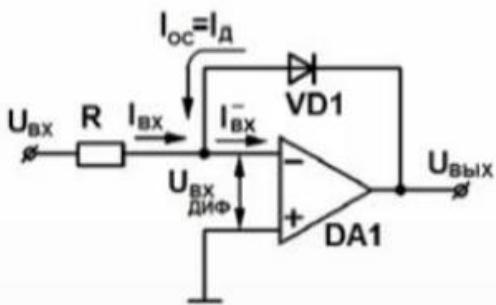
На практике рассматривается неинвертирующая схема

30 Логарифмические и антологарифмические усилители на ОУ.

Характерный пример усилителя с нелинейной характеристикой – **логарифмический усилитель**, выходное напряжение которого пропорционально логарифму входного напряжения. Коэффициент усиления таких усилителей уменьшается при увеличении входного сигнала. При этом эффективно усиливаются малые входные сигналы, а большие входные сигналы не вводят усилитель в насыщение.

Применение: радиолокация, измерительные схемы с широким диапазоном входных напряжений и др.

Простейшая схема логарифмического усилителя на ОУ. В качестве нелинейного элемента в цепи ООС используется диод.



Для идеального ОУ:

$$1) U_{вх\text{ диоф}} \rightarrow 0, \text{ поэтому } U^- \rightarrow U^+ = 0, U_{вых} \rightarrow U_d;$$

$$2) I_{вх} + I_d + I_{вх}^- = 0$$

$$I_{вх}^- \rightarrow 0, \text{ поэтому } I_{вх} = \frac{U_{вх}}{R}.$$

$$I_d = I_T \left(\exp\left(\frac{U_d}{\varphi_T}\right) - 1 \right) = I_T \left(\exp\left(\frac{U_{вых}}{\varphi_T}\right) - 1 \right) \approx I_T \exp\left(\frac{U_{вых}}{\varphi_T}\right) (\text{из-за малости } I_T)$$

$$\text{Тогда } \frac{U_{вх}}{R} = -I_T \exp\left(\frac{U_{вых}}{\varphi_T}\right) \text{ и } U_{вых} = -\varphi_T \ln\left(\frac{U_{вх}}{I_T R}\right)$$

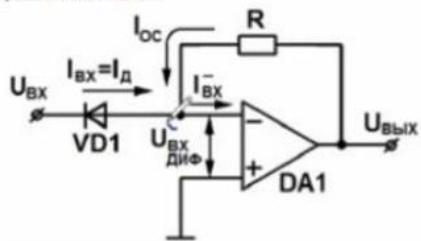
- выходное напряжение пропорционально логарифму входного напряжения.

Недостатки схемы:

малые входные напряжения: при $U_{вх} > 100$ мВ погрешность преобразования сильно увеличивается;
зависимость от температуры.

Антологарифмическим называется усилитель, выходное напряжение которого пропорционально экспоненциальному функции от его входного напряжения.

Простейшая схема антологарифмического усилителя на ОУ



Если в схеме поменять местами диод и резистор, то получим **антитогарифмический усилитель** на ОУ.

$$1) U_{вх\text{ диоф}} \rightarrow 0, \text{ поэтому } U^- \rightarrow U^+ = 0, U_{вх} \rightarrow U_d;$$

$$2) I_{вх} + I_d + I_{вх}^- = 0, I_{вх}^- \rightarrow 0, \text{ поэтому } I_{вх} = -I_{вх}^+.$$

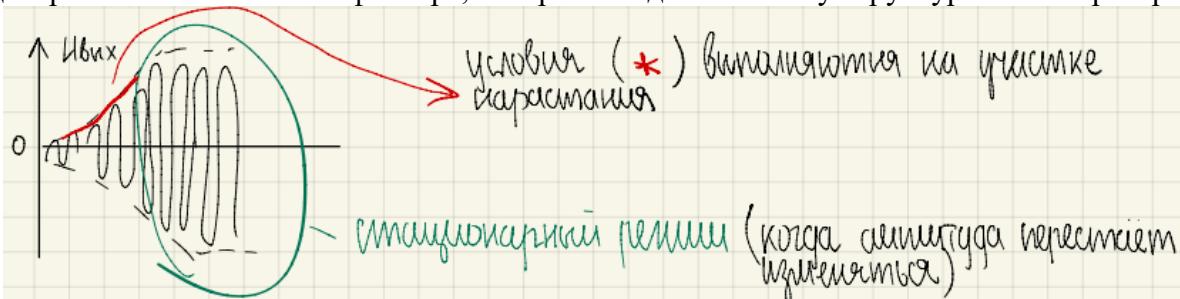
$$I_{вх} \approx I_T \exp\left(\frac{U_d}{\varphi_T}\right) = I_T \exp\left(\frac{U_{вх}}{\varphi_T}\right), I_{вх}^+ = \frac{U_{вх}}{R}$$

$$I_T \exp\left(\frac{U_{вх}}{\varphi_T}\right) = -\frac{U_{вых}}{R}, \text{ тогда } U_{вых} = -R I_T \exp\left(\frac{U_{вх}}{\varphi_T}\right)$$

31 Генераторы электрических колебаний. Условие возникновения колебаний, условие стационарного режима. Примеры схем LC-генераторов на ПТ и ОУ.

Генератором электрических колебаний называется устройство, позволяющее преобразовать энергию постоянного тока в энергию электрических колебаний, возникающих в его схеме самопроизвольно, без периодического воздействия внешнего возбуждающего напряжения.

Колебания возникают, так как есть какая то шумовая составляющая, у которой частота совпадает с центром АЧХ полосового фильтра, который вводят в систему структурного генератора



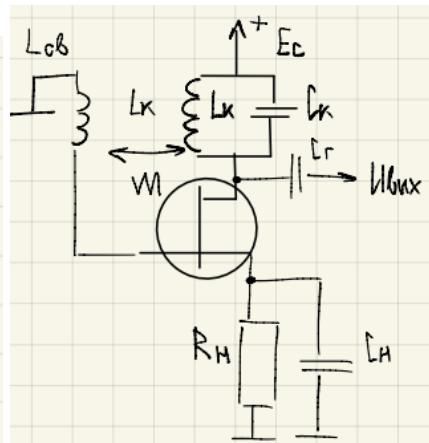
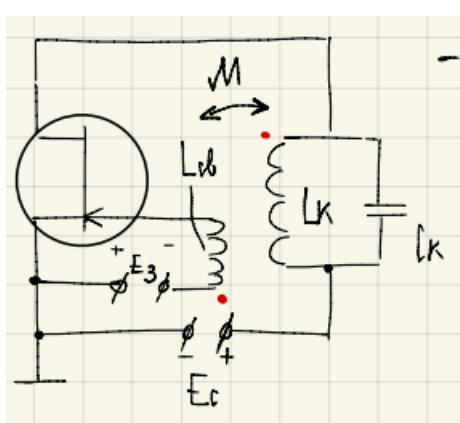
Переход в стационарный режим $K_B = 1$ - условие стационарного режима.

Отметим, что переход в стационарный режим происходит из-за:

- Коэффициент усиления уменьшается до такого значения, при котором $K_B = 1$ (из-за нелинейности транзистора)
- * B^* нужно изменить, уменьшение петлевого ...

$$\left| K_B \right| / 3 = 1 - \text{условие баланса амплитуд};$$

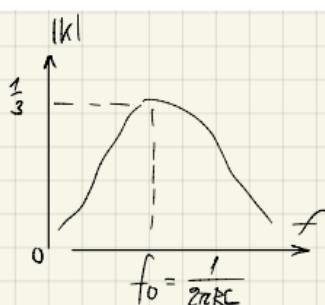
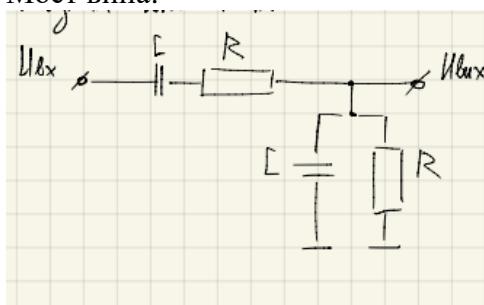
$$\Phi_Y + \Phi_{пос} = 2\pi n - \text{условие баланса фаз};$$



32 Генераторы электрических колебаний. Условие возникновения колебаний, условие стационарного режима. RC-генератор с мостом Вина.

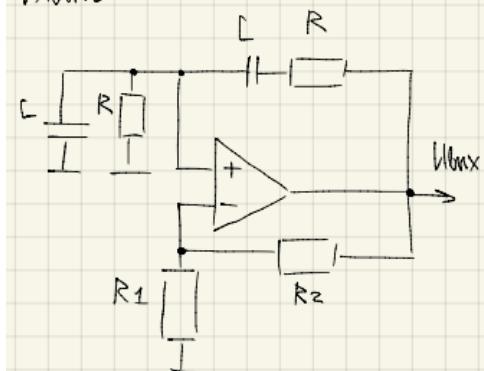
Применяют на низких частотах.

Мост Вина:



RC-генераторы с мостом Вина используют для получения гармонических колебаний частотой от 1 Гц до 200 кГц. Перестройку частоты осуществляют путем одновременного изменения сопротивлений резисторов в мосте.

Схема:



В схеме, где ООС линейная синусоидального колебания не будет, но близкий к синусоидальной форме выходных колебаний можно добиться, сделав ООС нелинейной. Засчёт нелинейной ООС постепенно будет постепенно уменьшаться К, чтобы К=3 (генератор в стационарном режиме)