

1. Собственные полупроводники. Основные свойства. Энергетические диаграммы, носители заряда, генерация и рекомбинация.
2. Примесные полупроводники. Основные свойства. Энергетические диаграммы, носители заряда.
3. Токи в полупроводниках.
4. Процессы в рп-переходе при отсутствии внешнего напряжения.
5. Процессы в рп-переходе при прямом и обратном включении.
6. Принцип работы выпрямляющего контакта металл-полупроводник.
7. Ёмкости рп-перехода.
8. Пробой рп-перехода.
9. Отличия реального диода от идеального рп-перехода. Сравнение германиевых и кремниевых диодов. Влияние температуры на ВАХ диода.выпрями
10. Описание работы диода в 1-полупериодной выпрямительной схеме без конденсатора и с конденсатором. Временные диаграммы. Выбор емкости конденсатора.
11. Двухполупериодные схемы выпрямления (мостовая; со «средней точкой»). Временные диаграммы работы. Достоинства и недостатки.
12. Работа диода на высоких частотах (временные диаграммы с пояснением).
13. Работа диода в импульсном режиме (временные диаграммы с пояснением).
14. Стабилитроны и варикапы: принцип работы, ВАХ, основные параметры.
15. Фотодиоды и фототранзисторы: принцип работы, ВАХ.
16. Светодиоды: принцип работы, ВАХ.
17. Конструктивно-технологические типы полупроводниковых диодов: упрощенная структура, достоинства и недостатки диодов различных типов.
18. Принцип работы и ВАХ биполярного транзистора (схема ОБ).
19. Принцип работы и ВАХ биполярного транзистора (схема ОЭ).
20. Влияние температуры на ВАХ биполярного транзистора в схемах ОБ и ОЭ. Пробой биполярного транзистора.
21. Принцип электронного усиления в схеме ОЭ (пояснить графоаналитически с помощью ВАХ).
22. Нелинейные эквивалентные схемы биполярного транзистора. Модель Эберса-Молла.

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

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

25. Конструктивно-технологические типы биполярных транзисторов.

26. Принцип работы и ВАХ полевого транзистора с управляющим переходом.

27. Эквивалентные схемы полевого транзистора с управляющим переходом (формальная, физическая, нелинейная).

28. Температурные свойства полевого транзистора с управляющим переходом.

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

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

31. Тиристоры. Принцип работы, ВАХ.

Вопрос 2 (материал модуля 2)

1. Основные параметры и характеристики усилителей.

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

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

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

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

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

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

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

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

10. Усилительный каскад на полевом транзисторе (схема ОИ). Эквивалентная схема для высоких частот. Влияние элементов схемы на фв. Эффект Миллера.
11. Усилительный каскад на полевом транзисторе (схема ОС). Эквивалентная схема для средних частот. Коэффициент усиления.
12. Простейшие источники тока на биполярных и полевых транзисторах.
13. Токовые зеркала. Схемы на основе токовых зеркал.
14. Дифференциальные транзисторные каскады. Принцип работы. Основные параметры (Кдифф, Ксф, КОСС).
15. Применение источников тока в дифференциальных каскадах.
16. Схемы сдвига уровня постоянного напряжения.
17. Усилительные каскады с динамической нагрузкой
18. Оконечные усилительные каскады. Двухтактные каскады с режимами В и АВ.
19. Обратная связь в усилителях: классификация, влияние на параметры и характеристики усилителя (коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления, диапазон рабочих частот и т. д.).
20. ОУ: определение, классификация, основные параметры. Внутренняя структура ОУ,
21. Классификация и основные параметры ОУ. Динамические параметры ОУ, их учет при выборе ОУ.
22. Классификация и основные параметры ОУ. Точностные параметры ОУ, их учет при определении погрешности работы схем на ОУ.
23. Инвертирующий усилительный каскад на ОУ: схема, коэффициент усиления.
24. Неинвертирующий каскад на ОУ: схема, коэффициент усиления.
25. Усилители переменного напряжения на ОУ: влияние элементов схемы на АЧХ.
26. Суммирующий и дифференциальный усилители на ОУ.
27. Измерительный усилитель на трёх ОУ.
28. Преобразователи ток-напряжение и напряжение-ток на ОУ.
29. Дифференцирующие и интегрирующие схемы на ОУ.
30. Логарифмические и антилогарифмические усилители на ОУ.
31. Генераторы электрических колебаний. Условие возникновения колебаний, условие стационарного режима. Генератор синусоидальных колебаний на ОУ.

1. Собственные полупроводники. Основные свойства. Энергетические диаграммы, носители заряда, генерация и рекомбинация.	7
2. Примесные полупроводники. Основные свойства. Энергетические диаграммы, носители заряда.	7
3. Токи в полупроводниках.	9
4. Процессы в рп-переходе при отсутствии внешнего напряжения.	10
5. Процессы в рп-переходе при прямом и обратном включении.	11
6. Принцип работы выпрямляющего контакта металл-полупроводник.	12
7. Ёмкости рп-перехода.	14
8. Пробой рп-перехода.	15
9. Отличия реального диода от идеального рп-перехода. Сравнение германиевых и кремниевых диодов. Влияние температуры на ВАХ диода.	18
10. Описание работы диода в 1-полупериодной выпрямительной схеме без конденсатора и с конденсатором. Временные диаграммы. Выбор емкости конденсатора.	19
11. Двухполупериодные схемы выпрямления (мостовая; со «средней точкой»). Временные диаграммы работы. Достоинства и недостатки.	22
12. Работа диода на высоких частотах (временные диаграммы с пояснением).	24
13. Работа диода в импульсном режиме (временные диаграммы с пояснением).	25
14. Стабилитроны и варикапы: принцип работы, ВАХ, основные параметры.	26
15. Фотодиоды и фототранзисторы: принцип работы, ВАХ.	28
16. Светодиоды: принцип работы, ВАХ.	31
17. Конструктивно-технологические типы полупроводниковых диодов: упрощенная структура, достоинства и недостатки диодов различных типов.	32
18. Принцип работы и ВАХ биполярного транзистора (схема ОБ).	33
19. Принцип работы и ВАХ биполярного транзистора (схема ОЭ).	35
20. Влияние температуры на ВАХ биполярного транзистора в схемах ОБ и ОЭ. Пробой биполярного транзистора.	37
21. Принцип электронного усиления в схеме ОЭ (пояснить графоаналитически с помощью ВАХ).	39
22. Нелинейные эквивалентные схемы биполярного транзистора. Модель Эберса-Молла.	44
причем $u_{ЭП} = - u_{ЭБ}$, $u_{КП} = - u_{КБ}$.	45
Токи во внешних цепях транзистора рассчитываются по формулам:	45
23. Физические Т-образные эквивалентные схемы биполярного транзистора: элементы, границы применения.	46

24. Система h-параметров биполярного транзистора. Формальная эквивалентная схема: элементы, границы применения. Определение h-параметров по ВАХ (на примере схемы ОЭ).	48
25. Конструктивно-технологические типы биполярных транзисторов.	52
26. Принцип работы и ВАХ полевого транзистора с управляющим переходом.	55
27. Эквивалентные схемы полевого транзистора с управляющим переходом (формальная, физическая, нелинейная).	57
28. Температурные свойства полевого транзистора с управляющим переходом.	58
29. Принцип работы и ВАХ полевого транзистора с индуцированным каналом.	59
30. Принцип работы и ВАХ полевого транзистора с встроенным каналом.	62
Вопрос 2	66
1. Основные параметры и характеристики усилителей.	66
2. Схемы обеспечения статического режима биполярного транзистора в усилительном каскаде (схема с фиксированным базовым током, схемы с эмиттерной и коллекторной стабилизацией).	71
3. Усилительный каскад на биполярном транзисторе (схема ОЭ). Полная эквивалентная схема. Эквивалентная схема для средних частот. Коэффициент усиления.	74
4. Усилительный каскад на биполярном транзисторе (схема ОЭ) с ООС по переменному току. Эквивалентная схема для средних частот. Коэффициент усиления, входное сопротивление.	77
5. Усилительный каскад на биполярном транзисторе (схема ОЭ). Влияние элементов схемы на низких частотах (f_n).	79
6. Усилительный каскад на биполярном транзисторе (схема ОЭ). Эквивалентная схема для высоких частот. Влияние элементов схемы на f_v .	81
7. Усилительный каскад на биполярном транзисторе (схема ОБ). Эквивалентная схема для средних частот. Коэффициент усиления.	83
8. Усилительный каскад на биполярном транзисторе (схема ОК). Эквивалентная схема для средних частот. Коэффициент усиления.	84
9. Усилительный каскад на полевом транзисторе (схема ОИ). Полная эквивалентная схема. Эквивалентная схема для средних частот. Коэффициент усиления	87
10. Усилительный каскад на полевом транзисторе (схема ОИ). Эквивалентная схема для высоких частот. Влияние элементов схемы на f_v . Эффект Миллера.	89
11. Усилительный каскад на полевом транзисторе (схема ОС). Эквивалентная схема для средних частот. Коэффициент усиления.	91
12. Простейшие источники тока на биполярных и полевых транзисторах.	91
13. Токовые зеркала. Схемы на основе токовых зеркал.	93

14. Дифференциальные транзисторные каскады. Принцип работы. Основные параметры (Кдифф, Ксф, КОСС).	95
15. Применение источников тока в дифференциальных каскадах.	96
17. Усилительные каскады с динамической нагрузкой.	99
18. Оконечные усилительные каскады. Двухтактные каскады с режимами В и АВ.	100
19. Обратная связь в усилителях: классификация, влияние на параметры и характеристики усилителя (коэффициент усиления, входное и выходное сопротивление, диапазон рабочих частот и т. д.).	101
20. Классификация и основные параметры ОУ. Динамические параметры ОУ, их учет при выборе ОУ.	109
22. Классификация и основные параметры ОУ. Точностные параметры ОУ, их учет при определении погрешности работы схем на ОУ	114
23. Инвертирующий усилительный каскад на ОУ: схема, коэффициент усиления.	116
24. Неинвертирующий каскад на ОУ: схема, коэффициент усиления.	117
25. Усилители переменного напряжения на ОУ: влияние элементов схемы на АЧХ.	117
26. Суммирующий и дифференциальный усилители на ОУ.	119
27. Измерительный усилитель на трёх ОУ. (инструментальный)	123
28. Преобразователи ток-напряжение и напряжение-ток на ОУ.	124
29. Дифференцирующие и интегрирующие схемы на ОУ.	126
30. Логарифмические и антилогарифмические усилители на ОУ.	127

Вопросы экзаменационных билетов по дисциплине
«Электроника и микроэлектроника»,

Вопрос 1

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

Полупроводники, в состав которых входят атомы одного вида называются собственными. В собственных полупроводниках концентрация электронов и дырок одинакова.

$$n_i = N_n \exp \exp \left(- \frac{E_n - E_F}{kt} \right)$$

$$p_i = N_B \exp \exp \left(- \frac{E_F - E_B}{kt} \right), N_B \text{ и } N_n - \text{эффективная плотность энергетических уровней}$$

У собственных полупроводников $n_i = p_i$, справедлива формула $n_i * p_i = const$

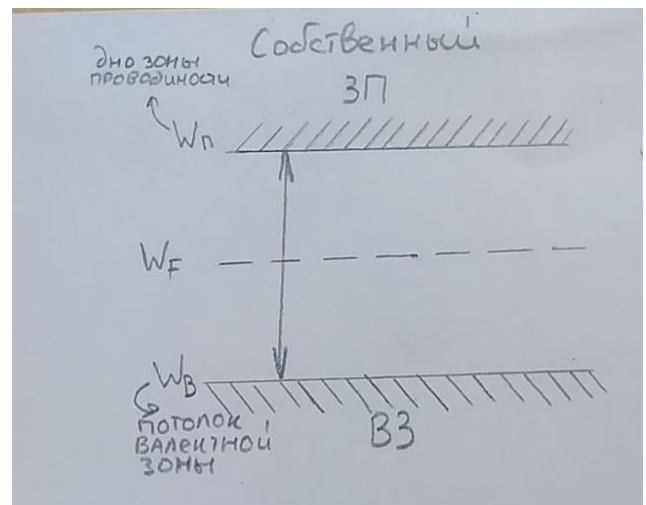
$$E_F = \frac{E_n + E_B}{2},$$

Время жизни электрона или дырки. Они не равны.

Диффузионной длиной электрона называется средний путь, который он проходит за жизнь. Аналогично для дырки.

Скорость генерации и скорость рекомбинации равны в равновесном состоянии и пропорциональны концентрации:

$$V_{\text{ген}} = V_{\text{рек}} = r n_i p_i, r - \text{коэф. рекомбинации}$$



Генерация пар - обр. пары e^- , дырки.
 Причины: нагрев или др. физ. возд.
 Обратная генерация - рекомбинация - хаот.
 движ. э-ны и дырки, до тех пор э-ны не
 оторвутся от атом. вблизи атома с незан. связью и
 э-н может занять эту связь и пара э-н-дырки
 перест. существовать.

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

Полупроводники, в состав которых вводятся атомы других элементов (примесей), называются примесными.

2 вида: n-типа и p-типа

n-тип (с донорной примесью)

При введении в состав атома 5 группы 4 валентных атома примеси образуют ковалентные связи с собственным атомом полупроводника, а пятый валентный электрон оказывается достаточно слабо связан с атомом примеси. Для отрыва этого электрона требуется малая энергия порядка $0,001 \Delta E_i - 0,001$ энергии ионизации.

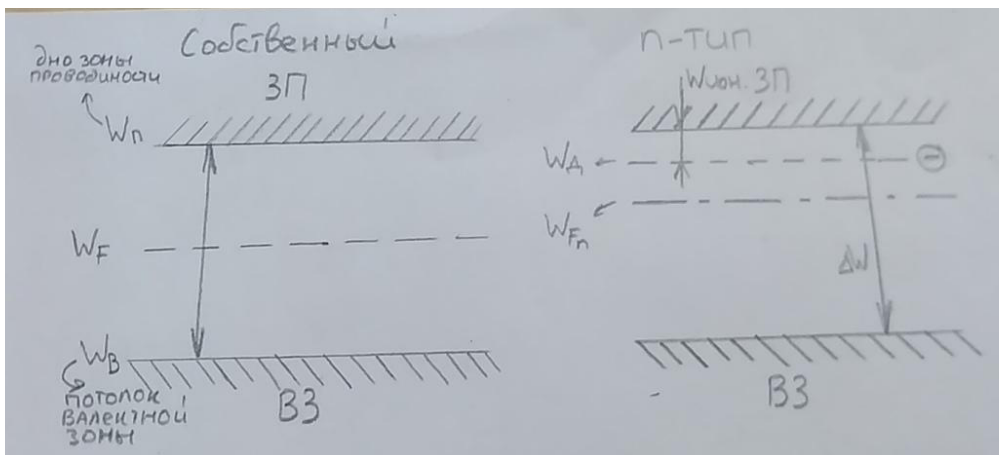
Благодаря малой ΔE_i ионизация атомов примеси происходит при $T \geq 100K$.

Таким образом концентрация электронов в таком п/проводнике будет повышаться $n_n = N_D + n_i^*$, N_D - концентрация примесей (при T не меняется),
 n_i^* - концентрация собственных ионизированных атомов.

$N_D \ll n_i^*$, тогда $n_n = N_D$

Концентрация дырок уменьшается при донорной примеси, т.о. электроны являются основными носителями заряда в п/проводниках.

$$rn_i p_i = \text{const} \Rightarrow rn_n p_n = rn_i^2 \Rightarrow p_n = \frac{n_i^2}{N_D}$$



С точки зрения зонной теории тв тела, пятый электрон атома примеси находится на энерг. уровне достаточно близком к зоне проводимости. Поэтому электроны достаточно просто переходят в зп, при этом дырка в валентной зоне не образуется. Уровень Ферми в полупроводнике n-типа также находится вблизи зп.

При возрастании концентрации примеси, уровень Ферми п/проводника n-типа смещается вверх, ближе к зоне проводимости. С ростом T уровень смещается к центру запрещенной зоны. Выражение для уровня Ферми п/проводника:

$$E_F = \frac{E_n + E_B}{2} + kT \ln\left(\frac{N_A}{n_i}\right)$$

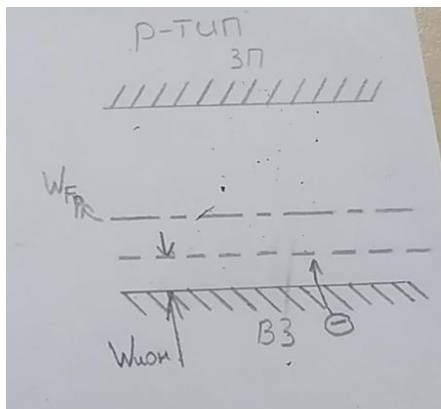
С ростом T концентрация электронов в п/полупроводнике слабо возрастает за счет слабого возрастания собственных ионизированных атомов. Т.о. концентраций носителей основных зарядов слабо изменяется. В то же время концентрация дырок значительно возрастает с ростом T.

p-типа(с акцепторной примесью)

Акцепторная примесь – атомы 3 группы. При этом 3 электрона образуют ковалентные связи с собственными, а одна из связей остается незаполненной. Основные носители заряда – дырки.

$p_p = N_A + p_i^*$, N_A – степень легирования, кол-во атомов примеси на ед. объёма

$N_A \gg p_i^* \Rightarrow p_p \approx N_A$, n_p – неосновные носители заряда $n_n = \frac{n_i^2}{N_A}$



При Ткритической примесный проводник станет собственным. На зонной диаграмме можно выделить энер.уровень E_A , на который переходит электрон из валентной зоны. Уровень E_A находится близко к потолку валентной зоны. При переходе электрона их ВЗ на E_A , в ВЗ появляется дырка, при этом в ЗП электроны не появляются.

Уровень Ферми также находится вблизи потолка ВЗ.

$$E_F = \frac{E_n + E_B}{2} - kT \ln\left(\frac{N_A}{n_i}\right)$$

При повышении концентрации примеси E_{F_p} смещается, а при повышении T проходит к середине.

3. Токи в полупроводниках.

Полупроводники различают 2 разновидности тока: дрейфовый и диффузионный.

Дрейфовый ток

Представляет собой движение электронов и дыр под действием электрического тока.

$$j = \sigma E.$$

Для дрейфового тока 2 типа носителей соответственно имеем 2 составляющих $j_{n\text{др}}$ и $j_{p\text{др}}$

$j_{n\text{др}} = \sigma_n E = en\mu_n E$, μ_n – подвижность электрона – величина равная средней скорости движения электрона в эл. Поле ед. напряжения.

$j_{p\text{др}} = \sigma_p E = -ep\mu_p E$, все аналогично, только для дыр.

$$\mu_n \neq \mu_p$$

Диффузионный ток

Обусловлен неравномерностью концентраций носителей заряда в разных областях п/проводника (определяется градиентом концентраций носителей заряда). Вследствие теплового движения носителей заряда, носители стремятся перейти из области с избыточной концентрации в область с пониженной концентрацией. Так же как и в дрейфовом, есть 2 составляющих:

$$j_{n\text{диф}} = eD_n \frac{\partial n}{\partial x}, D_n \text{ –коэф. диффузии электрона}$$

$$j_{p\text{диф}} = eD_p \frac{\partial p}{\partial x}, D_p \text{ –коэф. диффузии дырки}$$

(доп. вопросы: при работе диода в импульсном режиме - какие токи возникают? **прямые и обратные???**)

выброс обратного тока, который получается при переключении напряжения с прямого на обратное - диффузионный или дрейфовый? Если просто для обратного то диффузионный, а в импульсном режиме бросок за счет разрядки диффузионной емкости)

4. Процессы в pn-переходе при отсутствии внешнего напряжения.

pn-переходом называется переход между двумя областями полупроводника с разным типами полупроводимости.

При образовании p и n полупроводников в единую структуру, по разные стороны от границы концентрации электронов и дырок отличаются, т.е. имеет место градиент концентраций носителей заряда. Это приводит к возникновению диффузионного тока (электроны п двигаются в сторону p область, дырки – наоборот)

Из-за этого возникает внутреннее электрическое поле (уход электронов из приграничной области n области в p область оставляют нескомпенсированным +зарядом иона донорной примеси. Аналогично дырка оставляет – заряд акцепторной примеси). Возникает заряд ионов примеси, ограничивающий движение через границу раздела. Одновременно поле приводит к дрейфовому току неосновных носителей заряда. Т.о. при p- n переходе

дрейфовый и диффузионный ток уравнивают друг друга. И поэтому общий ток = 0.

При росте температуры скачок $e\phi_k$ уменьшается (тк уровень ферми смещается к центру запрещенной зоны)

С ростом степени легирования контактная разность потенциалов будет возрастать.

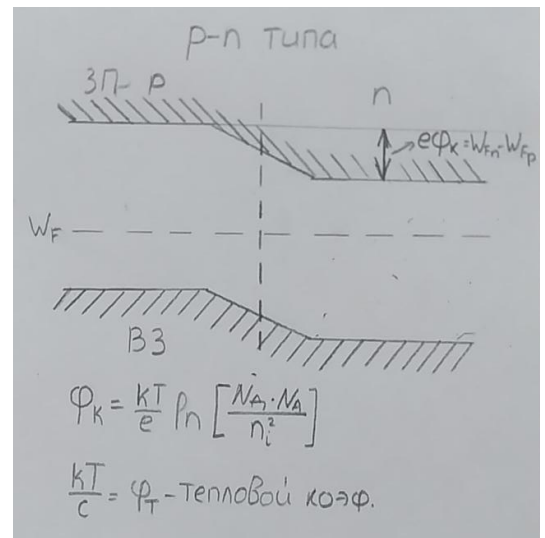
Поведение структуры в основном определяется тонким слоем областей.

В несимметричном p-n переходе глубина проникновения в области разная. На большую глубину p-n переход распространяется в ту область, в которой меньше концентрации примесей.

$$h = \sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0 \phi_k}{e} \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right)}$$

(доп вопросы: при образовании p-n перехода - какие токи? диффузионный и дрейфовый друг-друга уравнивают и поэтому общий ток равен нулю.

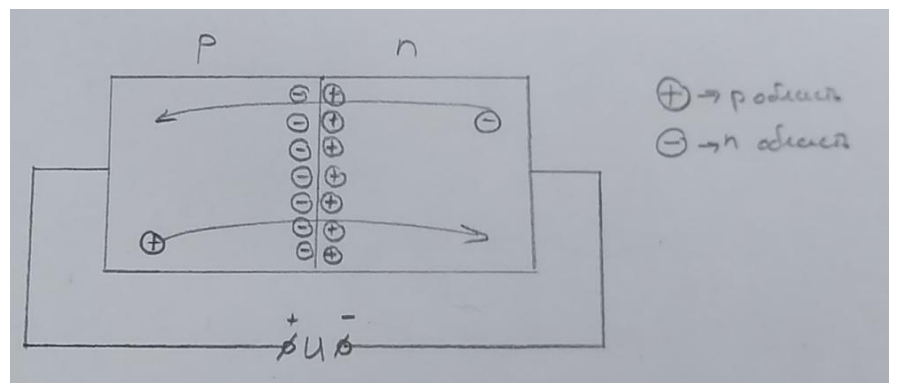
на границе раздела слишком большая концентрация носителей заряда, это причина диффузии основных носителей заряда через границу p-n перехода из приграничных слоев. А уйдя из приграничных областей основные носители заряда перестают компенсировать заряды ионов примесей, и эти нескомпенсированные ионы примесей создают объемные заряды в p-n переходе, которые в свою очередь являются причиной внутреннего ионного поля. А это внутреннее поле перехода оказывается ограничивает диффузионное движение с одной стороны (не дает бесконечно нарастать диффузионному току), а с другой стороны является причиной дрейфового тока неосновных носителей заряда через переход. Образуется равновесное состояние, которое соответствует общему току через переход, равному нулю, во-вторых на переходе образуется контактная разность потенциалов, которая характеризует внутреннее поле)



5. Процессы в pn-переходе при прямом и обратном включении.

Прямое включение

В этом случае поле, создаваемое внешним источником оказывается противоположно полю, создаваемому зарядами ионов примесей в p-n переходе. Т.о. результирующая напряженность эл. Поля



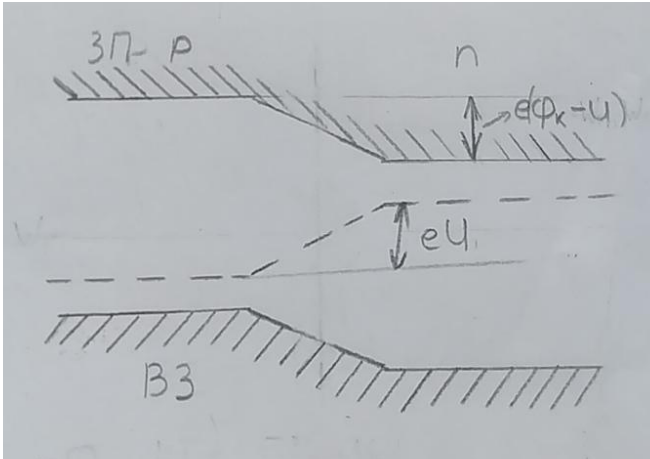
уменьшается. Из-за этого:

1) уменьшается высота потенциального барьера отн. Зарядов, что ведет к увеличению дифф. Тока.

2) Уменьшается величина дрейфового тока по той же причине.

Т.о. дрейф.ток \ll дифф.ток $I_{рез} = I_{диф} - I_{дрейф}$ и довольно большое \Rightarrow Сопротивление сравнительно малое.

Толщина р- n перехода при прямом включении уменьшается.)

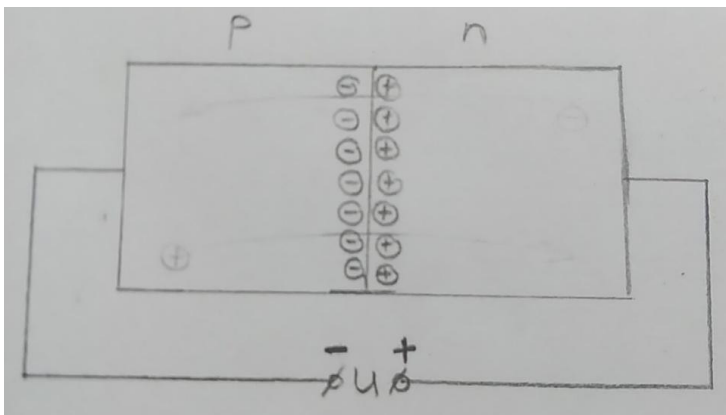


$$h = \sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0(\phi_k - U)}{e} \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right)}$$

Явление инжекции основных носителей заряда проявляется при прямом включении. Это переход основных носителей заряда через р- n переход в ту область, где эти носители становятся неосновными и проникновение вглубь этой области.

В симметричном переходе инжекция одинакова. В несимметричном инжекция одного типа преобладает над инжекцией другого.

Обратное включение



При обр.включении поля, создаваемые внешним источником и создаваемые зарядами примесей оказываются сонаправленными \Rightarrow результирующая напряженность эл.поля увеличиваются. Из-за этого:

1) Растет высота потенциального барьера для осн. Носителей заряда. Что ведет к понижению диф. Тока

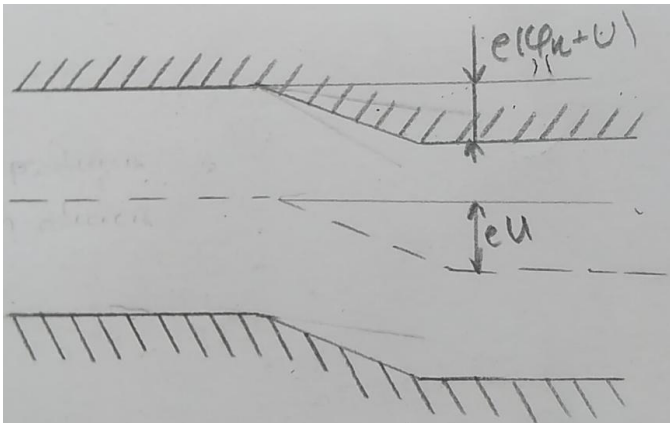
2) Увеличивается дрейфовый ток.

Т.о. при обратном включении

$I_{диф} \ll I_{дрейф}$. Т.о ток при обратном включении явл. дрейфовым.

Ток, образованный неосновными носителями заряда, концентрация меньше \Rightarrow обратный ток \ll прямой ток.

Т.о. основное св-во перехода – выпрямление.



$$h = \sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0(\varphi_{r+U})}{e} \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right)}$$

При обратном включении важна экстракция

Экстракция – перенос неосновных носителей заряда в область, где они явл. основными под действием эл. поля.

(потенциальный барьер, который является следствием поля перехода, в одном случае увеличивается, в другом уменьшается. рассказать что и как, упомянуть что такое инжекция и экстракция.

Инжекция – явление, при котором происходит увеличение концентрации неосновных носителей заряда в приконтактных областях. Явление инжекции является следствием уменьшения высоты потенциального барьера в р-п-переходе при подаче на него прямого смещения («+» на р-область и «-» на п-область).

При подаче прямого напряжения электроны инжектируются из п в р область, дырки наоборот. Переходя в соседние области эти носители заряда становятся неосновными (что приводит к увеличению концентрации неосн. носителей вблизи ОПЗ)

Для несимметричного р-п перехода, (например $N_D > N_A$) инжекция носит односторонний характер. Главную роль играют носители заряда, инжектируемые из высоколегированного п/п в слаболегируемый п/п. Слой, из которого инжектируются заряды – эмиттер, а слой в который инжектируется – база!

Экстракция – явление, при котором концентрация неосновных носителей заряда в приконтактных областях уменьшается. Явление экстракции является следствием увеличения высоты потенциального барьера в р-п-переходе при подаче на него обратного смещения («-» на р-область и «+» на п-область).

При таком включении ток через переход будет носить дрейфовый характер (за счет неосновных носителей заряда) т.к. их достаточно мало, то и обратный ток через переход тоже мал. При обратном смещении увеличивается ОПЗ и увеличивается внутреннее электрическое поле, оно будет складываться с внешним. (т.к. при экстракции направление внутреннего электрического поля будет совпадать с внешним электрическим полем обратного напряжения). Это внутреннее поле будет выталкивать неосновные носители заряда из областей, прилегающих к ОПЗ, в результате чего их концентрация упадет до 0.

)

6. Принцип работы выпрямляющего контакта металл-полупроводник.

Контакт «металл – полупроводник» возникает в месте соприкосновения полупроводникового кристалла n или p-типа проводимости с металлами. Свойства контакта металла с полупроводником зависят от работы выхода электронов из металла (E_{0m}) и из полупроводника (E_{0n} или E_{0p}). Электроны переходят из материала с меньшей работой выхода в материал с большей работой выхода. При контакте металла с электронным полупроводником при выполнении условия $E_{0n} < E_{0m}$ электроны переходят из полупроводника в металл. Если осуществлен контакт металла с дырочным полупроводником и выполняется условие $E_{0m} < E_{0p}$, будет происходить переход электронов в полупроводник. И в том, и в другом случае произойдет обеднение свободными носителями заряда приконтактной области полупроводника.

Обедненный слой обладает повышенным сопротивлением, которое может изменяться под воздействием внешнего напряжения. Следовательно, такой контакт имеет нелинейную характеристику и является выпрямляющим. Перенос зарядов в этих контактах осуществляется основными носителями, и в них отсутствуют явления инжекции, накопления и рассасывания зарядов. Таким образом, выпрямляющие контакты металл-полупроводник малоинерционны и служат основой создания диодов с барьером Шоттки, обладающих высоким быстродействием и малым временем переключения. Если при контакте металла с полупроводником выполняется условие $E_{0m} < E_{0p}$ или $E_{0m} > E_{0p}$, то приконтактный слой полупроводника обогащается основными носителями заряда и его сопротивление становится низким при любой полярности внешнего напряжения. Такой контакт имеет практически линейную характеристику и является невыпрямляющим.

Отличительной особенностью контакта «металл – полупроводник» является то, что в отличие от обычного p-n-перехода здесь высота потенциального барьера для электронов и дырок разная. В результате такие контакты могут быть при определенных условиях неинжектирующими, т. е. при протекании прямого тока через контакт в полупроводниковую область не будут инжектироваться неосновные носители, что очень важно для высокочастотных и импульсных полупроводниковых приборов.

(В результате диффузии электронов и перераспределением зарядов нарушается электрическая нейтральность прилегающих к границе раздела областей, возникает контактное электрическое поле и контактная разность потенциалов

$$\Phi_{\text{конт}} = (A_m - A_p) / q$$

Переходный слой, в котором существует контактное электрическое поле при контакте «металл – полупроводник», называется переходом Шоттки, по имени немецкого ученого В. Шоттки, который первый получил основные математические

соотношения для электрических характеристик переходов. Контактное электрическое поле на переходе Шоттки сосредоточено практически в полупроводнике, так как концентрация носителей заряда в металле значительно больше концентрации носителей заряда в полупроводнике. Перераспределение электронов в металле происходит в очень тонком слое, сравнимом с межатомным расстоянием.

За счет снижения потенциального барьера при прямом смещении p-n-перехода происходит нагнетание носителей заряда через p-n-переход в область полупроводника, где они являются неосновными носителями

Процесс введения носителей зарядов, создающих избыточную (неравновесную) концентрацию в полупроводниковом слое, называется инжекцией. В рассматриваемом случае это инжекция дырок из области p в область n и инжекция электронов из области n в область p. Если начальная концентрация электронов области n намного меньше начальной концентрации дырок в области p ($n_{n0} \ll p_{p0}$ в случае несимметричного p-n-перехода), то инжекция носит односторонний характер (инжекция дырок из области p в n).

Область, которая инжектирует носители заряда, называют эмиттером. Область, в которую инжектируются носители заряда, называют базой. В рассматриваемом случае эмиттером является область p, а базой - область n.)

(из полупроводника работа выхода меньше, т.е. преимущественно электроны выходят из полупроводника в металл. Электроны, уйдя из приграничной n области, оставляют нескомпенсированные заряды ионов примеси положительные, отрицательные заряды в металле. Эти объемные заряды создают внутреннее поле перехода. Получается что-то аналогичное p-n переходу.

Рассказать о том, чем лучше диоды Шоттки, диодов на p-n переходах. (1.Меньшая ёмкость (из-за того, что ёмкость только барьерная из-за того, что диффузионная отсутствует, потому что нет явлений инжекции). 2.Раз меньше ёмкость, то на более высоких частотах начинают ухудшаться выпрямляющие свойства -> может работать как выпрямительный переход. 3.Меньше падение напряжение).

7. Ёмкости pn-перехода.

Существует 2 составляющих: барьерная и диффузионная.

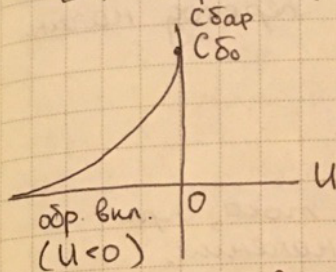
1) Барьерная

$$e = \frac{dq}{dU}$$

$$C_{бар} = \frac{dQ_{пер}}{dU}$$

связана с изменением заряда (нескомпенс.) в р-п переходе при изменении напряжения на переходе.

$$C_{бар} = C_{б0} \left(1 - \frac{U}{\varphi_k}\right)^{-\gamma}, \quad \gamma = \frac{1}{2} \dots \frac{1}{3}$$



Зависимость бар. ёмкости от напр.-ия обогно строится только для обратного вкл., т.к. при прямом вкл. ёмкость сказ. шунт. малом сопрот.

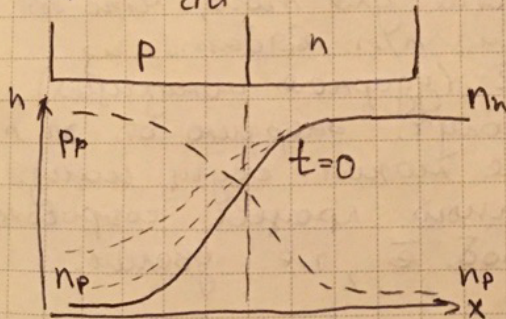
С ростом по модулю обр. сопр. бар. ём. уменьшается.

2) диффузионная

связана с изм. заряда инжектированного через р-п переход при измен. напряжении.

$$C_{диф} = \frac{dQ_{инж}}{dU}$$

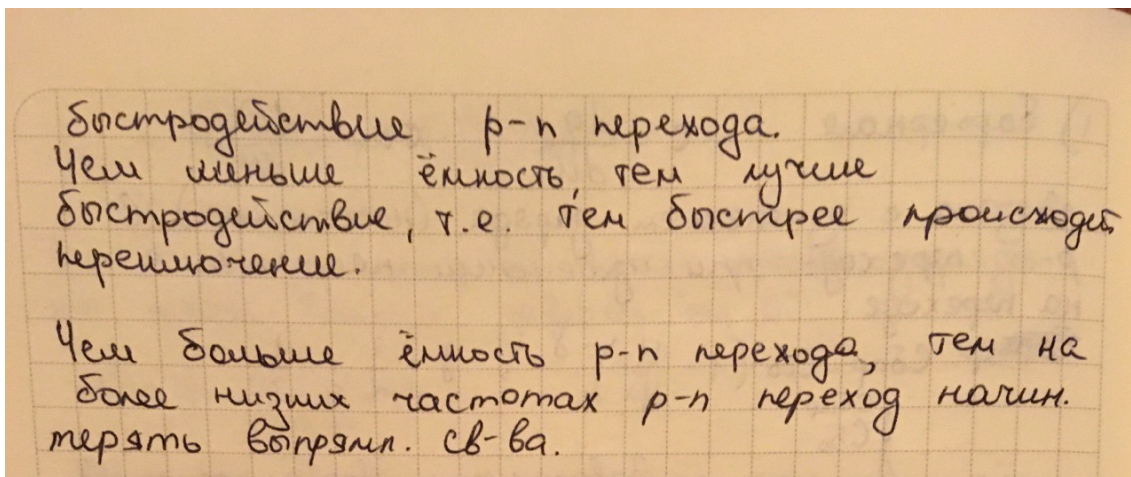
$$C_{диф} = \tau_n \frac{I_{пр}}{\varphi}$$



При подаче на р-п пер-д инжектируются прямого тока распр-ие конц-ий \bar{n} и дырок за счёт инжекции со врем. стаят. всё

более пологим. Т.е. в $t=0$ градиент концентр. макс. Знают, дифф-ток макс в нач. мом. вр., затем уменьшается. Данный процесс можно трактовать как заряд нек. эквив. ёмкости, кот. наз. диффузионной.

Обе разновидности ёмкости опред.



(работа диода в импульсном режиме: эффект модуляции сопротивления базы, заряд диффузионной емкости. Когда напряжение меняет свой знак - бросок обратного тока (разряд диффузионной емкости). Когда этот импульс заканчивается - ток постепенно падает до своего статического малого значения (которое на постоянном токе меряется) - это можно трактовать как перезаряд барьерной емкости или доразряд диффузионной.)

8. Пробой рп-перехода.

Пробоем называют резкое увеличение обратного тока р-п-перехода при некотором обратном напряжении, превышающем напряжение пробоя $U_{проб}$. Различают электрический и тепловой пробой. Существуют три основных вида электрического пробоя: лавинный, туннельный и поверхностный.

Лавинный пробой вызывается ударной ионизацией нейтральных атомов кристаллической решётки полупроводника в обедненном слое под действием сильного электрического поля. При обратном напряжении ток в р-п-переходе создается дрейфовым движением неосновных носителей заряда, приходящих из нейтральных р и n-областей. В обедненном слое эти носители ускоряются и при напряжении, превышающем некоторое критическое значение, приобретают на длине свободного пробега кинетическую энергию, достаточную для того, чтобы при соударении с нейтральным атомом полупроводника произвести его ионизацию, т.е. создать новую пару носителей заряда – электрон и дырку. Вновь образовавшиеся носители будут ускоряться полем и могут также вызвать ионизацию. При этом может начинаться и начинается лавинообразный процесс роста количества носителей заряда. Соответственно нарастает обратный ток р-п-перехода.

Для оценки этого процесса введён коэффициент лавинного умножения $M > 1$, показывающий, во сколько раз обратный ток превышает исходную величину

$$I_{обр} = M I_0 \cdot \left(\exp \frac{U_{обр}}{m \varphi_T} - 1 \right),$$

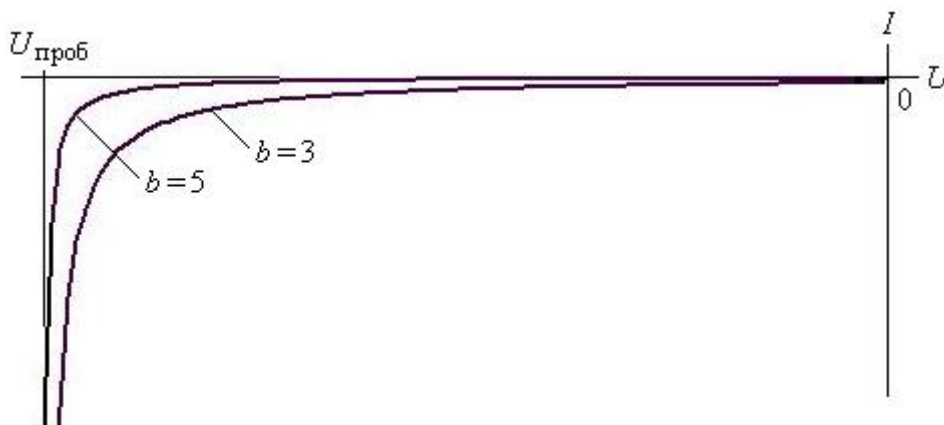
обратного теплового тока:

Коэффициент M находят из эмпирической формулы:

$$M = \frac{1}{1 - (U_{обр} / U_{проб})^b},$$

где b - параметр, зависящий от материала полупроводника и типа электропроводности базовой области, причём $2 < b < 6$, $U_{проб} < 0$ - напряжение лавинного пробоя, $|U_{обр}| < |U_{проб}|$ причём $U_{обр} < 0$ - обратное приложенное напряжение.

Для кремния n-типа и германия p-типа, а для кремния p-типа $b=5$ и германия n-типа $b=3$. Зависимости обратного тока от обратного напряжения для двух значений b :



Обратная ветвь вольтамперной характеристики p-n-перехода при лавинном пробое

Характерной особенностью лавинного пробоя является то, что с увеличением температуры напряжение пробоя $U_{проб}$ возрастает. Следовательно, напряжение лавинного пробоя имеет положительный температурный коэффициент. Рост $U_{проб}$ при увеличении температуры происходит потому, что уменьшается длина свободного пробега носителей и для сообщения носителям заряда необходимой энергии требуется большая напряжённость электрического поля.

Туннельный пробой представляет собой переход электронов сквозь потенциальный (энергетический) барьер между переходом $P^+ - n^+$ без изменения энергии. Такой переход называют туннельным эффектом.

Туннельный пробой возникает при очень высокой $E > 10^6$ (В/см) напряжённости электрического поля в обеднённом слое. Поэтому туннельный эффект наблюдается в узких переходах при толщине барьера порядка 10^{-2} мкм и с очень высокой концентрацией примеси ($N_{ap} > 5 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$) в переходах $P^+ - n^+$. Напряжение туннельного пробоя составляет $0 \div 5$ В.

В отличие от лавинного пробоя повышение температуры приводит к понижению напряжения туннельного пробоя из-за уменьшения ширины запрещённой зоны ΔE_s , т.е. из-за уменьшения высоты барьера. Следовательно, напряжение туннельного пробоя имеет отрицательный температурный коэффициент.

Крутизна вольтамперной характеристики при лавинном пробое больше, чем при туннельном, и поэтому дифференциальное сопротивление стабилитрона в зоне пробоя при лавинном пробое меньше, чем при туннельном. В силу этого эффект стабилизации при лавинном пробое более сильный, чем при туннельном.

Поверхностный пробой объясняется резким увеличением тока утечки. Вследствие возможного загрязнения и наличия поверхностных зарядов между выходящими на поверхность участками p-n-перехода могут образовываться проводящие плёнки и каналы, по которым будет протекать ток утечки $I_{ут}$. Поверхностный пробой пропорционален величине обратного напряжения и в некоторых случаях может превысить тепловой ток, что эквивалентно пробую. Для уменьшения тока утечки принимают специальные конструкторские и технологические меры. Поэтому поверхностный пробой является крайне редким явлением.

Тепловой пробой обусловлен выделяющейся мощностью из-за протекания обратного тока под действием обратного напряжения $P_{выд} = U_{обр} I_{обр}$

что вызывает разогрев р-п-перехода и прилегающих к нему областей полупроводника. Повышение температуры приводит к увеличению обратного тока и этот процесс может разрушить стабилитрон.

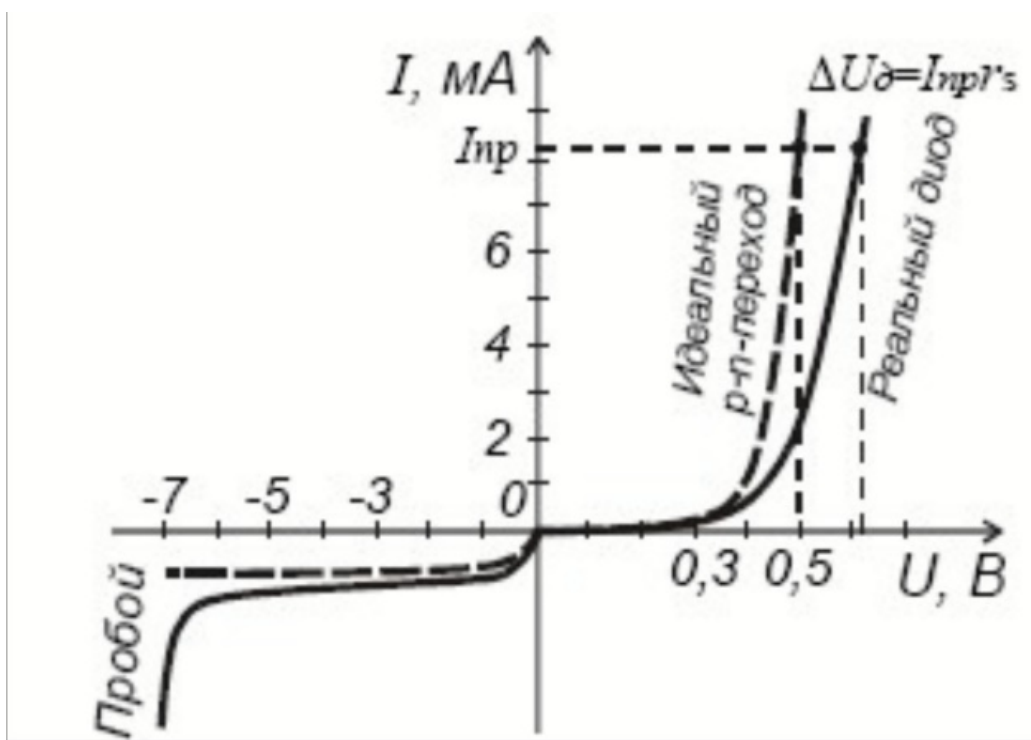
Выделяющаяся мощность за счёт теплопроводности отводится от зоны нагрева и рассеивается в окружающей среде. Кроме того, часть выделяющейся мощности отводится путём непосредственного излучения, однако этот механизм в данном случае является второстепенным.

Тепловой пробой не может быть использован в качестве механизма стабилизации. Он только ограничивает рабочую величину обратного тока лавинного или туннельного пробоя.

В р-п-переходах с большими обратными токами, например, в германиевых, тепловой пробой уже при комнатных температурах может наступать раньше, чем лавинный пробой. В кремниевых р-п-переходах обратные токи малы, так что раньше наступает лавинный пробой, диод может работать как стабилитрон. При высоких температурах тепловой пробой в кремниевых р-п-переходах может наступать раньше лавинного. [\(Обязательно поподробнее описать каждый пробой.\)](#)

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

ВАХ идеального рп-перехода и реального диода в одной системе координат.



Влияние температуры на ВАХ диода

С изменением температуры меняется ход прямой и обратной ветвей ВАХ диода. При увеличении температуры возрастает количество неосновных носителей в кристалле полупроводника и поэтому растет обратный ток перехода. Это обусловлено увеличением токов I_0 и $I_{ТГ}$, изменяющихся по законам:

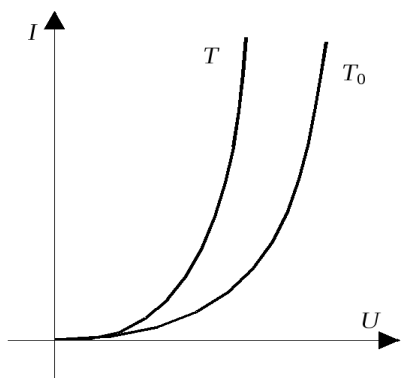
$$I_0(T) = I_0(T_0)e^{\alpha\Delta T}; \quad I_{ТГ} = I_{ТГ}(T_0)e^{b\Delta T},$$

где $I_0(T_0)$ - токи при температуре T_0 ; $T = T - T_0$.

Для кремния $\alpha = 0,09\text{K}^{-1}$, $b = 0,07\text{K}^{-1}$.

Ток утечки мало зависит от температуры, но может существенно меняться во времени. Поэтому он не определяет временную нестабильность обратной ветви ВАХ диода.

Теперь о прямой ветви ВАХ. Прямая ветвь с ростом температуры сдвигается влево и становится более крутой (рисунок 5.3). Это объясняется ростом обратного тока $I_{обр}$ и уменьшением собственного сопротивления базы r_b , что, в свою очередь, уменьшает падение напряжения на базе, а напряжение на переходе растет при неизменном напряжении на выводах.



для оценки температурной нестабильности прямой ветки вводится температурный коэффициент напряжения (ТКН)

$$\gamma_T = \frac{\Delta U}{\Delta T},$$

показывающий, как изменится прямое напряжение на диоде с изменением температуры на 1С. (Посмотреть первую лабу)

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

Однополупериодный выпрямитель или четверть мост является простейшим выпрямителем и включает в себя один вентиль (диод или тиристор).

Допущения: нагрузка чисто активная, вентиль — идеальный электрический ключ.

{Положительный период входного синусоидального напряжения поступает через открытый диод, отрицательный отсекается. Когда подключаем конденсатор, мы получаем выпрямитель, мы получаем возможность переменное напряжение преобразовывать в постоянное (диод открыт в части периода. Напряжение на

диоде- напряжение входное на одном выводе, а на другом напряжение на конденсаторе, который разряжается не мгновенно)

Выбор емкости конденсатора. Длительность заряда обычно много меньше, чем разряда. И в этом случае длительность разряда приблизительно можно считать равной периоду. И из этого считать время разряда конденсатора примерно равным периоду. Отсюда исходя из внешнего заданного значения пульсаций мы можем определить емкость для заданного периода.} - инфа с консы Бутенко

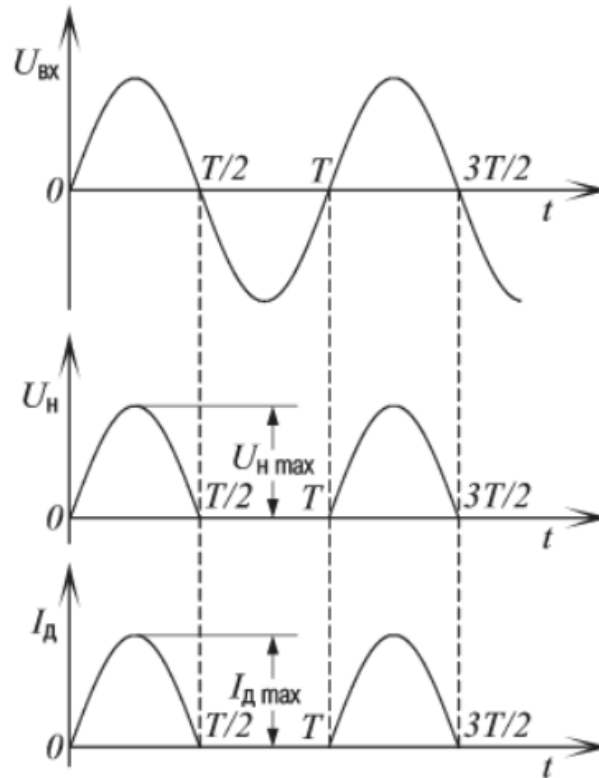
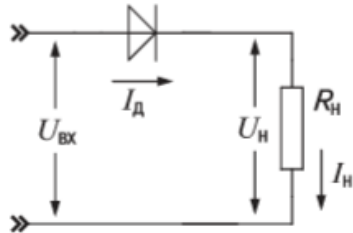
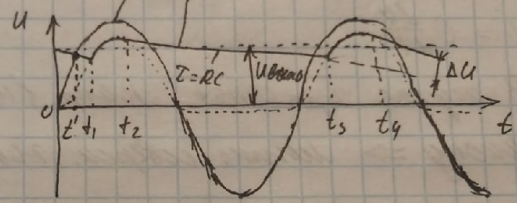
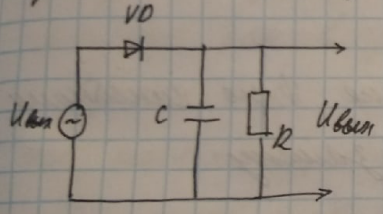


Рис. 3.4-1. Однофазный однополупериодный выпрямитель (а) и временные диаграммы, поясняющие его работу (б)

Еще интересное замечание. Вд упирается на R, но поуче. $U_{вн}$ (интересное)

Для поуче. пошт. $U_{вн}$ выходящего напряжения добавляется конденсатор $U_{вн}$ $U_{вн}$ при C



ам. сепекар на вран. диар. тока

$U_{вн}$ также возрастает от 0, а $U_{вн}$ оказывается больше чем $U_{вн}$, т.к. конденсатор заряд. в предыдущие интервалы не разряжается до конца

0.. t_1 $U_{вн} < U_{вн} \Rightarrow$ диод в обратном см., через него происходит обрат ток, при упрощ. расчете это можно не учитывать

В момент времени t_1 $U_{in} = U_{вых}$, но диод проводимый
 становится практически закрытым, т.к. прямой ток
 настолько мал, что конденсатор с обр
 открывался в момент t_1 , когда конденсатор и диод
 становился диэлектриком (конденсатор с Φ_{in})

$$Si \quad \Phi_{in} \approx 0,5 \dots 0,6 \text{ В}$$

В момент t_2 из-за уменьшения U_{in} конденсатор
 диод стал меньше чем $0,5 \dots 0,6 \text{ В}$, поэтому он
 закрылся, $t_1 \dots t_2$ - разряд конденсатора через R_{in} , в
 процессе разряда i_{in} также убывает, как и U_{in} ,
 т.к. заряд конденсатора и инт. тран. отр. малым сопр
 диода, а разряд большой сопр R_{in}

Следовательно, что ΔU зависит от того, насколько быстро
 происходит разряд конденсатора через конденсатор, конденсатор с
 $\uparrow i_{in}$ (или с $\downarrow R_{in}$) ΔU должно увеличиваться или с
 $\downarrow C$ ΔU должно увеличиваться

Связанной для мал. C обычно заданного ΔU
 управл. можно считать $I_{разр} = \text{const}$ и
 $i_{in \text{ сред}}$

$$i = C \frac{\Delta U}{\Delta t}$$

В случае $i_p = \text{const}$ конденсатор (нагрузка) \downarrow по линейному
 закону \Rightarrow можно совершить подобную замену:

$$\left. \begin{array}{l} i \rightarrow I_{иср} \\ \Delta U \rightarrow \Delta U \\ dt \rightarrow t_p \end{array} \right\} \Rightarrow I_{иср} = C \frac{\Delta U}{t_p}$$

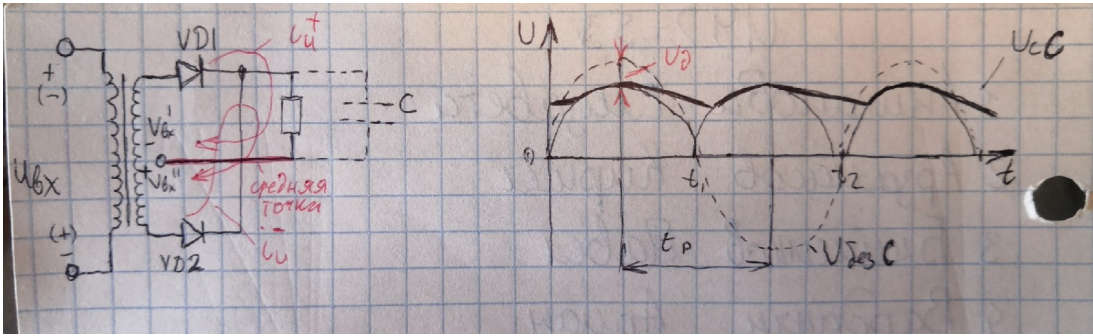
$$C > \frac{I_{иср} t_p}{\Delta U} \approx \left\{ \begin{array}{l} t_p \leftarrow t_p \\ t_p \rightarrow T \end{array} \right\} = \frac{I_{иср} T}{\Delta U} = \frac{I_{иср}}{\Delta U \cdot f}$$

⊕ - промощение

⊖ - ширкая энергетич. эф. (полн. ил. в выпрямке энергии одного
 полупериода)

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

Со средней точкой



При отсутствии C_1

На интервале $0 \dots t_1$ ($U_{bx} > 0$) $U_{bx}' > 0$ $U_{bx}'' < 0 \Rightarrow$ VD1 открыт VD2 закрыт. Ток протекающий через нагрузку течет через VD1 $\Rightarrow U_{bx}$ и U_n разница определяется падением напряжения на VD1.

На интервале $t_1 \dots t_2$ ($U_{bx} < 0$) $U_{bx}' < 0$ $U_{bx}'' > 0 \Rightarrow$ VD1 закрыт VD2 открыт.

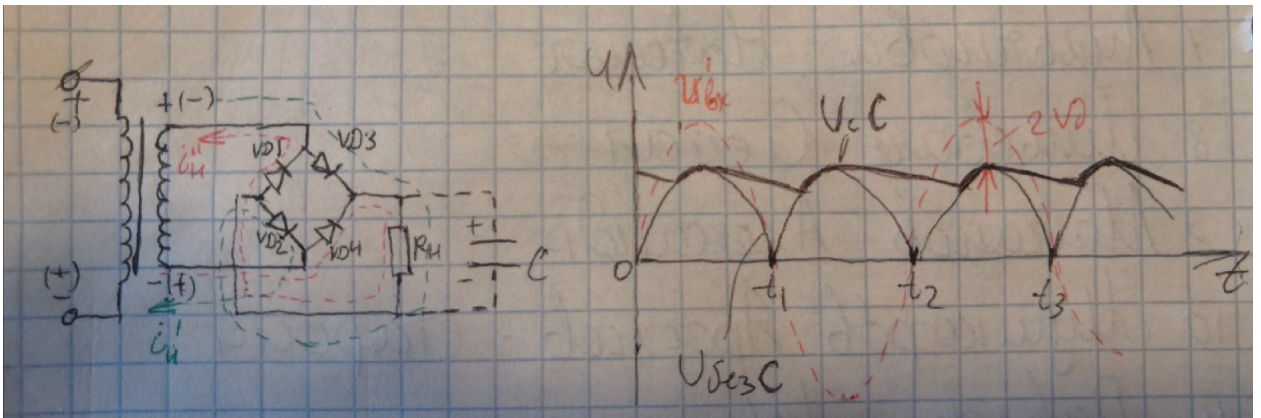
Ток протекающий через нагрузку течет через VD2. Направление тока нагрузки то же самое как и на первом интервале. Отрицательный полупериод переворачивается.

Т.о. используется энергия обоих полупроводников, что явл достоинством относительно однополупериодной схемы.

Из приведенных диаграмм видно, что в данной схеме разрыв конденсатора будет вдвое короче, чем в однополупериодной схеме. Т.о. по сравнению с 1 схемой величина U будет вдвое меньше при том же токе нагрузки и той же емкости конденсатора.

Недостаток: требуется трансформатор с 2-мя симметричными вторичными обмотками с од.числом витков.

Мостовая схема



На интервале $0 \dots t_1$ ($U_{bx} > 0$) $U_{bx}' > 0$ VD3 и VD2 открыты, а VD1 и VD4 закрыты.

На интервале $t_1 \dots t_2$ ($U_{bx} < 0$) $U_{bx}' < 0$ VD3 и VD2 закрыты, а VD1 и VD4 открыты.

На обоих интервалах направление тока нагрузки остается неизменным, а нагрузка включена последовательно с 2-мя диодами. Поэтому как при положительном, так и при отрицательном U_{bx} , $U_n > 0$ по амплитуде отличающейся от входного на $2U_d$ диода.

Недостаток: 1) U будет вдвое больше по сравнению с первой схемой.

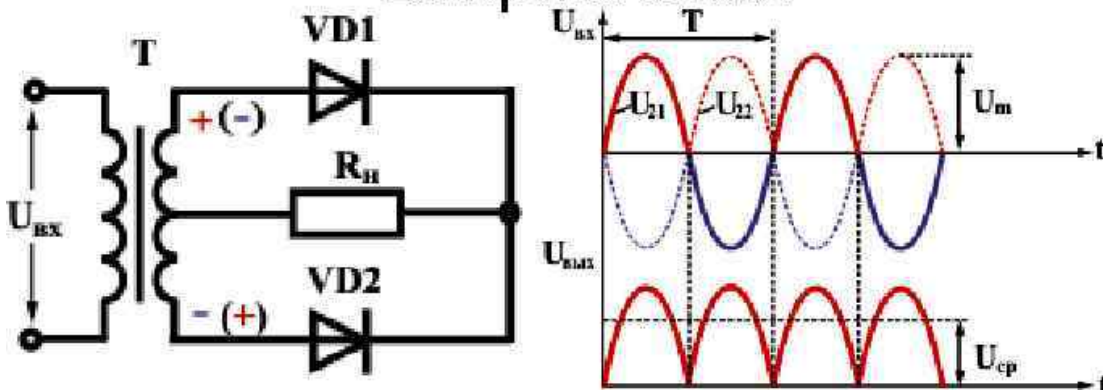
Если схему дополнить конденсатором, то можно показать, что как и в схеме со средней точкой, время разрыва вдвое меньше по сравнению с 1 схемой $\Rightarrow U$ будет

вдвое меньше чем в однополупериодной схеме, т.е. сопоставима с U в схеме со средней точкой.

Недостаток 2) Уровень постоянного выхода напряжения $U_{\text{мостового}} < U_{\text{сред точкой}}$ (т.к. нагрузка включена с 2-мя диодами). Данный недостаток сильно проявляется при малых амплитудах входного U (с 1В).

Достоинство: Не требуется особенный трансформатор.

Двухполупериодные схемы выпрямления



- Пунктиром показано напряжение на входе второго диода. Во время первого полупериода первый диод открыт и на нагрузке создается падение напряжения. Во время второго полупериода первый диод закрывается, поскольку оказывается включенным в обратном направлении, а второй, наоборот, открывается и на нагрузке снова выделяется положительная полуволна

Показать, что получается, когда действует положительное входное напряжение выпрямителя (положительный полупериод входного напряжения).

Показать, какие диоды открыты, какие закрыты и почему.

Что происходит, когда положительный полупериод меняется на отрицательный? (какие-то диоды закрываются, какие-то открываются).

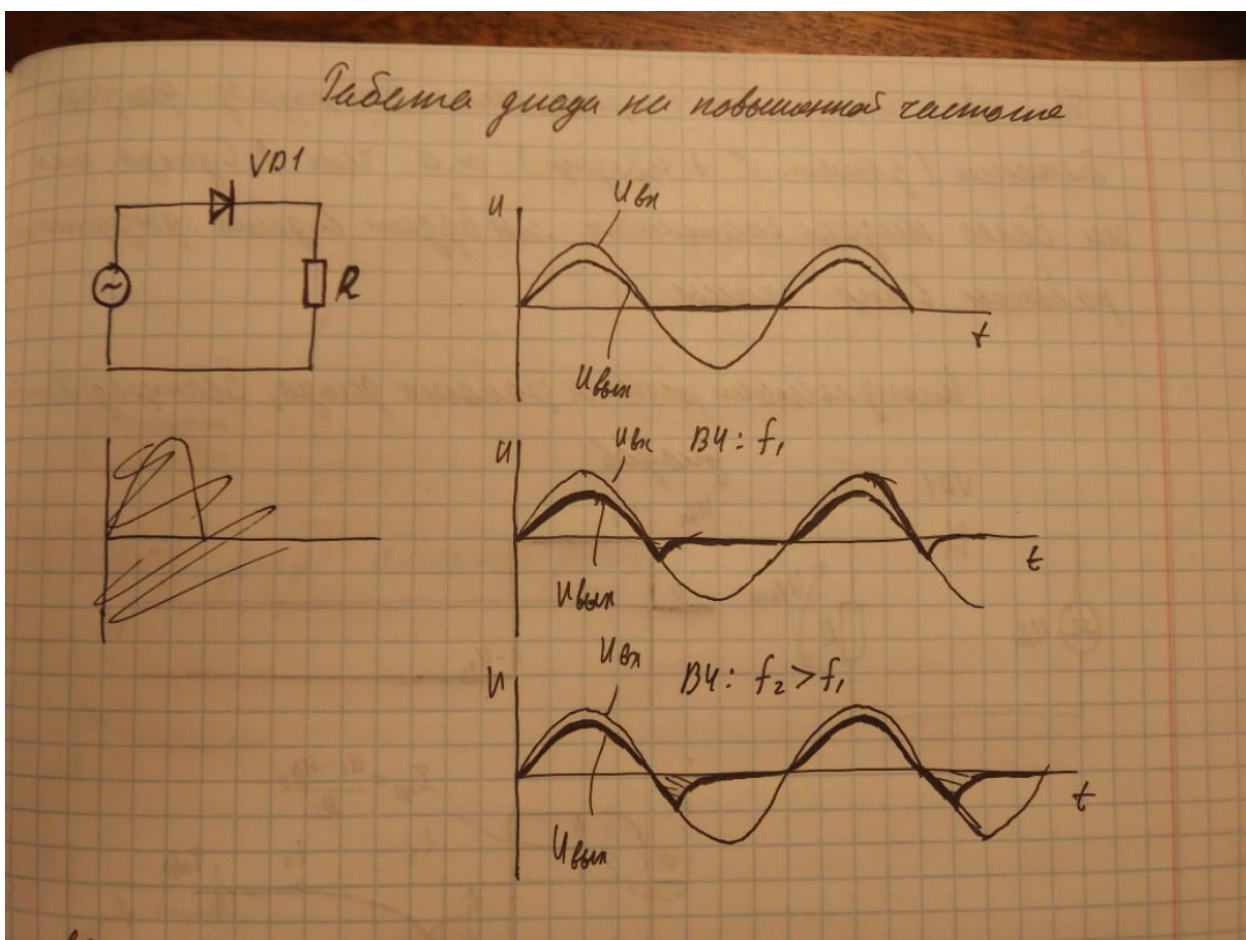
Надо уметь показать и доказать, почему направление тока через нагрузку остается неизменным, из-за чего положительный полупериод с небольшим вычетом на нагрузке повторяется, а отрицательный переворачивается симметрично относительно оси времени. Отрицательный полупериод становится положительным, к нему добавляется некий вычет, вычитается при это прямое падение напряжения на диоде, из-за этого выходное напряжение оказывается меньше входного в выпрямителе в любом случае.

И что получается, когда вводится схема конденсатора? В большинстве выпрямителей именно так и поступают, тк выпрямители используются в первую очередь для питания узлов электронной аппаратуры, требующей постоянного напряжения питания (при питании от сети без выпрямителя не обойтись).

Благодаря конденсатору мы получаем постоянное напряжение (правда оно не на 100% постоянное, а включает в себя напряжение пульсации колебаний, вызванных разрядом-зарядом конденсатора в выпрям. схеме.

Сказать, как выбирается емкость таких конденсаторов + упрощенный вывод формулы для определения необходимой емкости. (на семинаре было нечто подобное, но можно попроще)

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



На сравнительно низких частотах носители заряда инжектированные из эмиттера в базу диода при прямом включении ($U_{вх} > 0$) успевают рекомбинироваться до момента смены знака $U_{вх}$.

С увеличением частоты $U_{вх}$ понижается время, отводимое инжектированным в базу носителям заряда на рекомбинацию.

На некоторых высоких частотах часть носителей заряда не успевает рекомбинировать в течение + полупериода, т.к. в базе эти носители заряда явл. неосновными, то при смене знака $U_{вх}$ двигаясь обратно в эмиттер они создают бросок обратного тока (и соответственно импульс обратного напряжения в нагрузке)

Очевидно, что с повышением частоты число таких зарядов будет расти => будет расти амплитуда импульса обратного тока диода, а значит и амплитуда - импульса напряжения в нагрузке.

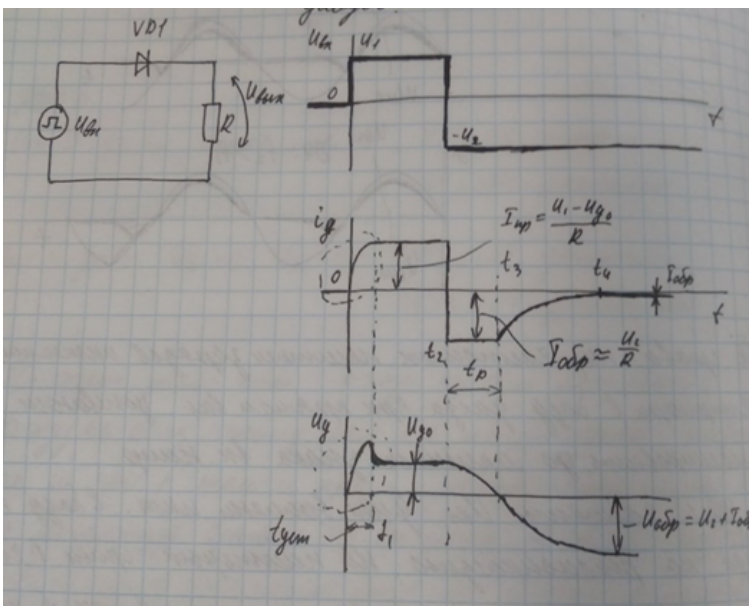
В выпрямительной схеме это приведет к тому, что, начиная с некоторой частоты, с увеличением частоты будет уменьшаться постоянная $U_{вых}$ в схеме.

Можно также трактовать импульс обратной нагрузки как разряд диффузионной емкости => чем больше емкость, тем на более низких частотах эти явления будут проявлять (схема не будет работать)

Начиная с каких-то частот у нас появляется импульс обратного напряжения, связанный с импульсом обратного тока, а и.о.т. связан с тем, что в течение положительного полупериода все заряды, которые инжектируются из эмиттера в базу диода к моменту перехода напряжения через “ноль” не успевают рекомбинировать и, соответственно, в базе диода при обратном напряжении присутствует избыточный инжектированный заряд, который необходимо из базы выводить, если не успели рекомбинировать. В виде броска обратного тока, носители, не успевшие рекомбинировать, переходят обратно в эмиттер, а создаваемый импульс обратного тока приводит к соответствующему импульсу обратного напряжения в нагрузке. На низких частотах это не наблюдается, поскольку абсолютное большинство носителей зарядов инжектированных в базу из эмиттера успевают рекомбинировать.

Импульс обратного тока - разряд диффузионной емкости. Заряд происходит в течение положительного полупериода, а разряд - в начале отрицательного.

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

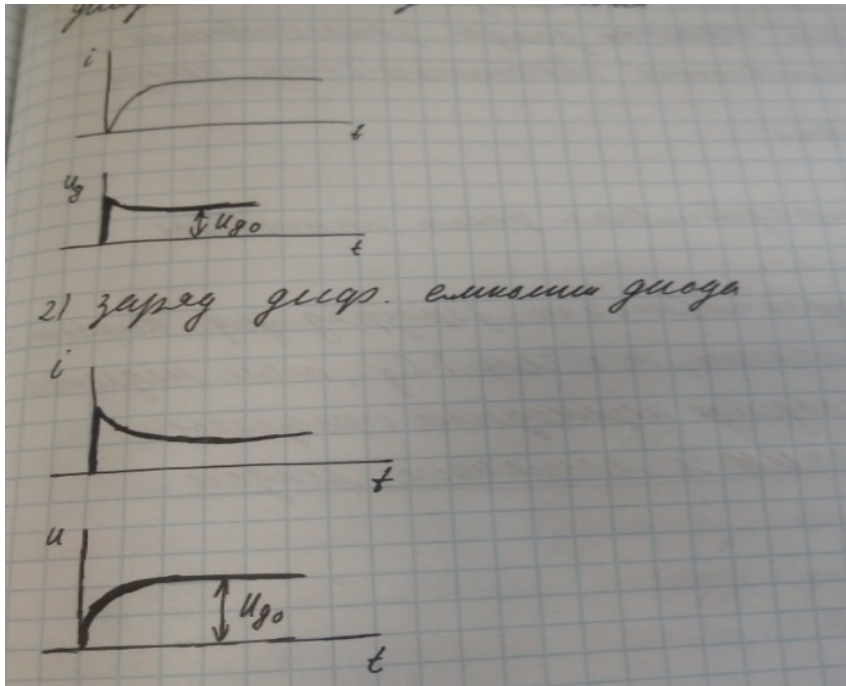


0... t_1 – время установления прямого тока

0... t_2 – диод находится под действием прямого напряжения, однако отпирание диода происходит не мгновенно, а на интервале 0... t_1 , на этом промежутке происходит 2 явления:

1) Эффект модуляции сопротивления базы – при подаче импульса прямого напряжения за счет инжекции из эмиттера в базу, база обогащается дополнительными зарядами за счет чего сопротивление базы плавно уменьшается, а, следовательно, и плавно

уменьшается падение напряжения на базе диода



2) Заряд дифференциальной емкости диода

В общем случае 2 эти эффекта действуют одновременно, а часто один из эффектов является преобладающим

$t_1 \dots t_2$ – ток становится постоянным $I_{пр}$

В t_2 прямое напряжение меняется на обратное, это сопровождается броском обратного тока, который остается практически неизменным на $t_2 \dots t_3$

Этот бросок обратного тока создается носителями заряда, которые были инжектированы в базу на интервале $t_1 \dots t_2$, эти заряды двигаются обратно в эмиттер на $t_2 \dots t_3$, в момент t_3 все инжектированные заряды уходят в эмиттер и рекомбинируют (t_p – время рассеивания заряда в базе) можно трактовать как разряд дифференциальной емкости

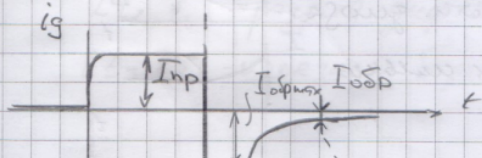
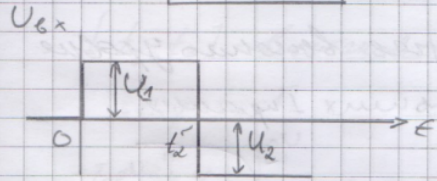
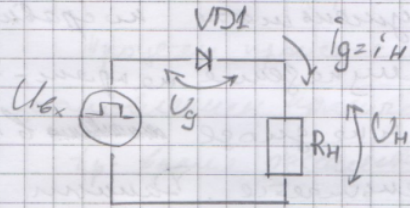
На $t_3 \dots t_4$ плавно уменьшается обратный ток до статического значения

В t_4 запираение диода заканчивается

$t_3 \dots t_4$ – восстановление обратного сопротивления диода

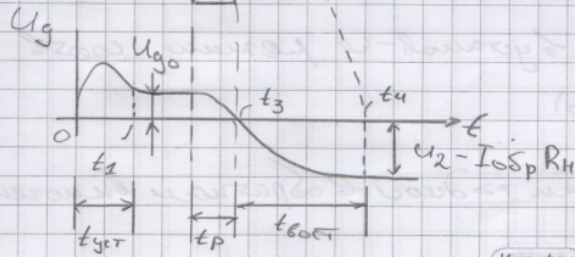
$t_3 \dots t_4$ – можно трактовать как доразряд дифференциальной емкости и заряд барьерной ёмкости, таким образом чем выше емкость диода C_d , тем медленнее в нем будут происходить переходные процессы

Работа диода в импульсном режиме



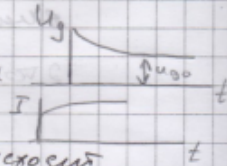
$$I_{пр} \approx \frac{U_1 - U_{g0}}{R_H}$$

$$I_{обр\max} \approx \frac{U_2^2}{R_H}$$



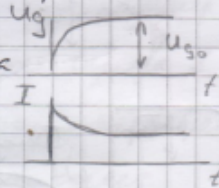
$[0, t_1]$ - диод возг. ет и ищущие прямого напр-е, ток диода достигает макс значения $I_{гр}$, и изменяется направление на диоде и в t_1 достигает $U_{г0}$ (свободное значение). Хар-р изм-е напр-е на диоде св-е 2-ми процессами, которые происходят оди-но, но с разными "весом"

1) Эффект модуляции сопр-е базы



при подаче им-са прямого напр-е происходит интенсивное носителей заряд из эмиттера в базу, $U_{г0}$ - это сопр-е базы также уменьшается по сравнению с кез-ли значением, поэтому не велик напр-е на сопр-е базы, а значит и на диоде ~~маленьким~~ в начале макс, а далее также уменьшается. Данный процесс преобладает в случае высокого уровня ~~на~~ интенсивности при больших $I_{гр}$.

2) заряд диэлектрической емкости диода (при малых прямых токах сильнее проявляется)



$[t_1, t_2]$ - диод нех-се в установ-се режиме соотв. прямому напр-ю)

t_2 - Уменьшет знак \Rightarrow диод в обратном включении

$[t_2, t_3]$ - имеем бросок обратного тока, $I_{обр}$ неизменна и $I_{обр} = I_{обр\max}$. Обусловлен рассасыванием заряда в базе, который был накоплен в базе к моменту $[t_1, t_2]$ вали и интенси.

те ~~заряд~~ нос заряды, которые до t_2 не ушли рекомбинируют на $[t_1, t_2]$ на $[t_2, t_3]$ движутся обратно в эмиттер, тем самым создают бросок обратного тока

к t_3 практически весь накопленный в базе заряд рекомбинирует или уходит в эмиттер и $[t_3, t_4]$ - главное уменьшение $I_{обр}$ до статического значения $I_{обр}$ (последнее заширение фронта до момента t_4)

Процессы проис-е $[0, t_1]$ можно не-тв усложнением критич-а напр-я об-юга $\Rightarrow t_{уст}$

t_p - время рассасывания заряда в базе; $t_p = t_3 - t_1$

$[t_3, t_4]$ - восстановление обратного сравнения $t_{вос} = t_4 - t_3$

$[t_2, t_3]$ - разряд диф-й емкости

$[t_3, t_4]$ - перезаряд барьерной емкости

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

Стабилитроны

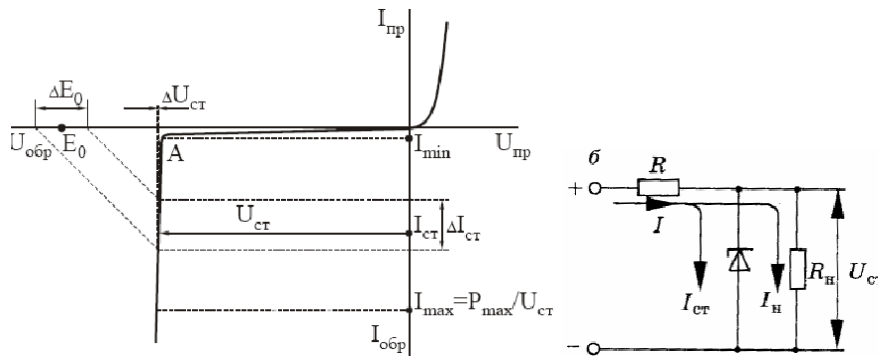
Принцип работы стабилитрона основан на явлении электрического пробоя р-п перехода при подаче на диод обратного напряжения. В связи с этим на ВАХ имеется участок со слабой зависимостью напряжения от протекающего тока. При относительно малой концентрации примесей в базе диода наблюдается в его электрическом переходе лавинный механизм пробоя, а при высокой

концентрации примесей

возникает

туннельный

пробой.



Точка А соответствует устойчивому пробое и определяет величину минимального тока $I_{мин}$. После точки А ток резко возрастает и допустимая величина его I_{max} ограничивается лишь мощностью рассеяния. $U_{ст}$ – напряжение стабилизации.

Параметры. 1. Номинальное напряжение стабилизации $U_{ст ном}$ – падение напряжения на стабилитроне в области стабилизации при нормальном значении тока $I_{ст ном}$ (единицы-десятки В). 2. Минимальный ток стабилизации $I_{ст мин}$ – минимальное значение тока, протекающего через стабилитрон при устойчивом пробое перехода (доли мА-десятки мА). 3. Максимальный ток стабилизации $I_{ст макс}$ – максимально допустимый ток стабилизации, ограничиваемый допустимой мощностью рассеивания (единицы мА-

единицы А). 4. Номинальный ток стабилизации $I_{ст ном} = \frac{I_{ст макс} - I_{ст мин}}{2}$. 5. Дифференциальное сопротивление – отношение приращения напряжения стабилизации к вызвавшему его приращению тока (единицы-десятки Ом). Чем выше $R_{диф}$, тем лучше стабилизация напряжения. 6. Статическое сопротивление стабилитрона в данной рабочей точке,

характеризует омические потери в заданной рабочей точке $R_{ст} = \frac{U_{ст}}{I_{ст}}$. 7. Коэффициент

качества стабилитрона $Q = \frac{R_{диф}}{R_{ст}}$ - определяет наклон ВАХ.

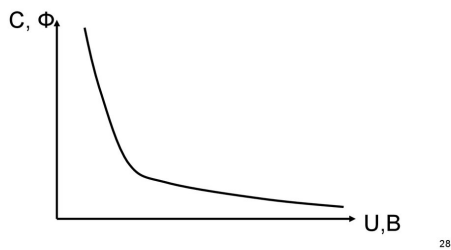
Варикапы

Варикапы – это специальные п/п диоды, которые используются в качестве электрически управляемой емкости. Они находят применение в схемах автоматической подстройки частоты радиоприемников, в схемах частотных модуляторов, в параметрических схемах усиления, в схемах умножения частоты, в управляемых фазовращателях. Принцип действия основан на зависимости емкости р-п-перехода от внешнего напряжения. Диффузионная емкость не нашла практического применения из-за сильной зависимости ее от температуры и частоты, высокого уровня собственных шумов и низкой добротности. Практическое применение получила барьерная емкость р-п перехода, величина которой зависит от значения приложенного к диоду обратного напряжения.

Варикапы в основном используются на высоких и сверхвысоких частотах, поэтому важную роль играет сопротивление потерь $гб$. Для его уменьшения необходимо выбирать материал с малым удельным сопротивлением. Используются кремний, германий, арсенид-галлия n-типа.

На сколько я понял у варикапов нет ВАХ, а есть Вольт-Фарадная характеристика:

Вольт-фарадная характеристика варикапа



28

Параметры варикапов:

1. Максимальная емкость $C_{в макс}$ – емкость варикапа при заданном минимальном $U_{обр}$ и ограничена значением емкости C_0 . 2. Минимальная емкость $C_{в мин}$ – емкость варикапа при заданном максимальном $U_{обр}$ и ограничивается обратным допустимым напряжением

$U_{обр доп}$. 3. Коэф. перекрытия по емкости $K = \frac{C_{в макс}}{C_{в мин}}$. 4. Сопротивление потерь R_p – суммарное активное сопротивление, включая сопротивление кристалла, контактных соединений и выводов. 5. Температурный коэф. емкости – представляет собой отношение относительного изменения емкости к вызвавшему его абсолютному

изменению t окр. среды $T_{КЕ} = \frac{\Delta C}{C} \frac{1}{\Delta T}$. 6. Номинальная емкость $C_{в ном}$ – представляет собой барьерную емкость перехода при заданном номинальном $U_{обр}$. 7. Добротность варикапа Q_v – отношение реактивного сопротивления варикапа на заданной частоте переменного сигнала к сопротивлению потерь при заданном значении емкости или обратного напряжения. Добротность показывает относительные потери колебательной мощности в варикапе.

15. Фотодиоды и фототранзисторы: принцип работы, ВАХ.

Фотодиод - это разновидность полупроводникового диода, обратный ток которого зависит от уровня освещенности. Обычно в качестве фотодиода применяются диоды с p-n переходом, смещенные в обратном направлении внешним источником питания.

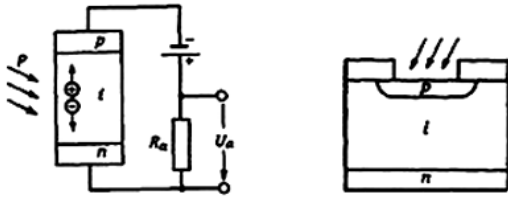
В фотодиодном режиме применяется внешний источник питания, который смещает полупроводниковый прибор в обратном направлении. В этом случае через фотоэлемент протекает обратный ток, пропорциональный падающему на него световому потоку. В рабочем диапазоне напряжений (то есть до наступления пробоя), этот ток практически не зависит от приложенного обратного напряжения. В фотогальваническом режиме фотодиод работает в роли датчика или в роли слаботочного элемента питания, так как под воздействием светового потока на выводах фотоэлемента генерируется напряжение, зависящее от потока излучения и нагрузки.

Существует несколько различных видов фотодиодов, которые имеют свои достоинства.

p – i – n фотодиод

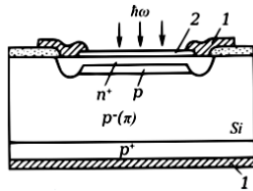
В области p-n у этого диода имеется участок с большим сопротивлением и собственной проводимостью. При воздействии на него света возникают пары дырок и электронов. Электрическое поле в этой зоне имеет постоянное значение, пространственный заряд отсутствует.

Этот вспомогательный слой значительно снижает емкость запирающего слоя, и не зависит от напряжения. Это расширяет полосу рабочих частот диодов. В результате скорость резко повышается, и частота достигает 10^{10} герц. Повышенное сопротивление этого слоя значительно уменьшает ток работы при отсутствии освещения. Чтобы световой поток смог проникнуть через р-слой, он не должен быть толстым.



Лавинные фотодиоды

Такой вид диодов является полупроводниками с высокой чувствительностью, которые преобразуют освещение в сигнал электрического тока с помощью фотоэффекта. Другими словами, это фотоприемники, усиливающие сигнал вследствие эффекта лавинного умножения.



1 — омические контакты 2 — антиотражающее покрытие

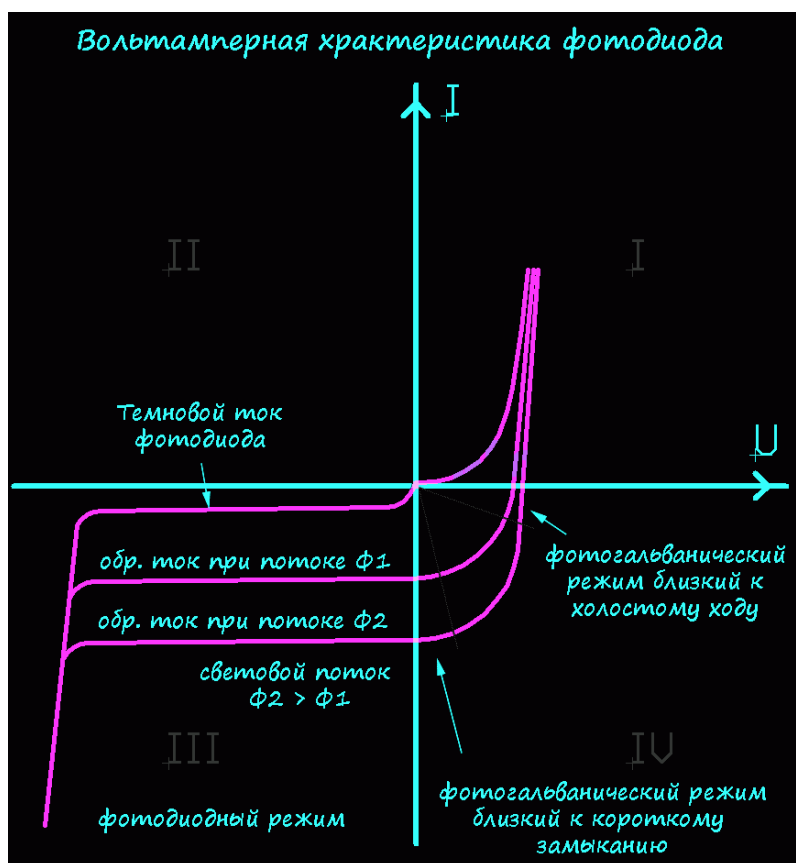
Лавинные фотодиоды более чувствительны, в отличие от других фотоприемников. Это дает возможность применять их для незначительных мощностей света.

В конструкции лавинных фотодиодов применяются сверхрешетки. Их суть заключается в том, что значительные различия ударной ионизации носителей приводят к падению шумов. Другим достоинством применения аналогичных структур является локализация лавинного размножения. Это также снижает помехи. В сверхрешетке толщина слоев составляет от 100 до 500 ангстрем.

Принцип действия

При обратном напряжении, близком к величине лавинного пробоя, фототок резко усиливается за счет ударной ионизации носителей заряда. Действие заключается в том, что энергия электрона повышается от внешнего поля и может превзойти границу ионизации вещества, вследствие чего встреча этого электрона с электроном из зоны валентности приводит к появлению новой пары электрона и дырки. Носители заряда этой пары будут ускоряться полем и могут способствовать образованию новых носителей заряда.

ВАХ является зависимостью силы тока при постоянном потоке света от напряжения.



Фототранзистор — оптоэлектронный полупроводниковый прибор, вариант биполярного транзистора. Отличается от классического варианта тем, что область базы доступна для светового облучения, за счёт чего появляется возможность управлять усилением электрического тока с помощью оптического излучения.

При освещении фототранзистора в его базе генерируется электронно-дырочные пары. Неосновные носители зарядов переходят в область коллектора и частично в область эмиттера. При этом потенциалы эмиттера и коллектора относительно базы изменяются. Эмиттерный переход смещается в прямом направлении, и даже небольшое изменение его потенциала вызывает большое изменение тока коллектора, то есть фототранзистор является усилителем. Ток коллектора освещенного фототранзистора оказывается достаточно большим — отношение светового потока к темновому велико (несколько сотен). Фототранзисторы обладают значительной большей, чем фотодиоды, чувствительностью — порядка сотни миллиампер на люмен. Биполярный фототранзистор подобен обычному биполярному транзистору, между выводами коллектора и базы которого включен фотодиод. Таким образом, ток фотодиода оказывается током фототранзистора и создает усиленный в n раз ток в цепи коллектора. Если на фототранзистор подается только электрический сигнал, его параметры почти не отличаются от параметров обычного транзистора.

ВАХ фототранзистора напоминают выходные характеристики обычного транзистора в схеме ОЭ, но параметром здесь служит не ток, а световой поток Φ . Крутой начальный участок этих характеристик соответствует режиму насыщения: при малых $U_{кэ}$

коллекторный переход, как и в биполярном транзисторе, за счет накопления дырок в коллекторе открывается. Наклон характеристик к оси абсцисс в их пологой части объясняется, так же как и для биполярного транзистора, эффектом модуляции ширины базы.

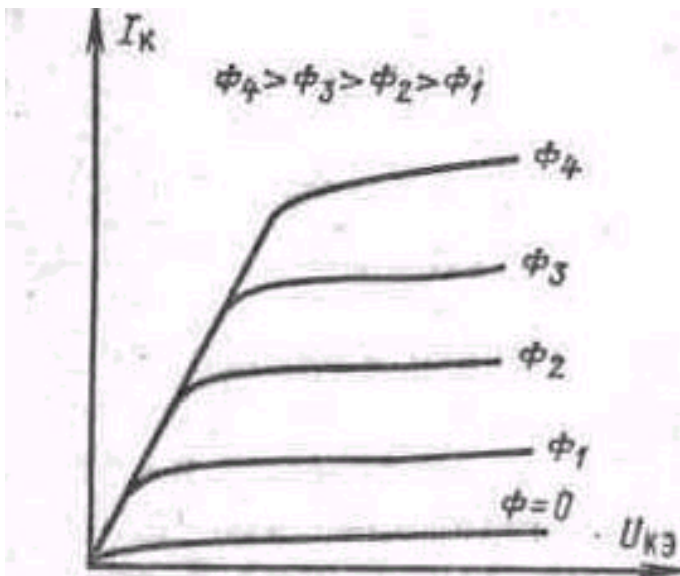


Рис. 14-21. Вольт-амперные характеристики фототранзистора.

Про фототранзистор:

База делается доступной для внешнего светового потока, в базе происходит генерация фотоносителей. Основные фотоносители создают объемный заряд, который изменяет высоту потенциального барьера эмиттерного перехода (понижает), из-за чего происходит рост эмиттерного тока \Rightarrow рост тока коллектора. Неосновные носители тоже принимают участие в работе фотодиода (дают дополнительную прибавку к обратному току коллекторного перехода). В результате при внешнем освещении ток коллектора увеличивается и ВАХ мы получаем точно такие же, как и у обычного биполярного транзистора с той лишь разницей, что параметром является не базовый ток, допустим, в схеме с ОЭ, а внешний световой поток.

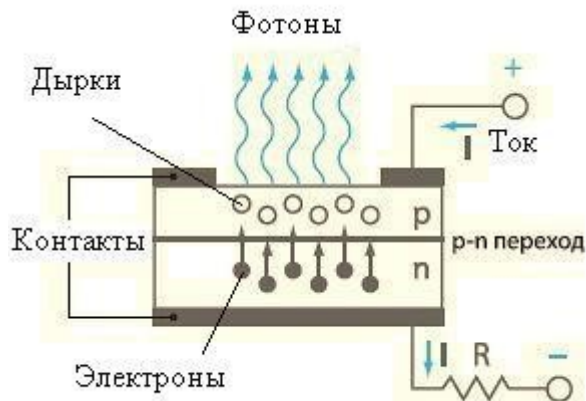
Также для объяснения можно распилить фототранзистор (базовую область) и превратить транзистор в комбинацию фотодиода и обыкновенного биполярного транзистора. В этом случае фотодиод оказывается включен в базовую цепь транзистора \Rightarrow тот эквивалентный транзистор будет усиливать фототок эквивалентного фотодиода (по отношению к фотодиоду транзистор способен обнаруживать более слабые световые потоки, так как есть внутреннее усиление \Rightarrow больше чувствительность).

16. Светодиоды: принцип работы, ВАХ.

Светодиод - это полупроводниковый прибор, преобразующий электрический ток непосредственно в световое излучение.

Принцип работы.

Кристалл состоит из полупроводниковых материалов, которые расположены слоями. Свечение появляется после протекания электричества между границами их соприкосновения. В одном полупроводнике (n) преобладают электроны (отрицательные частицы), а в другом (p) – ионы – дырки (положительные частицы). Полупроводниковые соединения способны пропускать электричество только от p -слоя к n -слою, т.е. в одну



сторону.

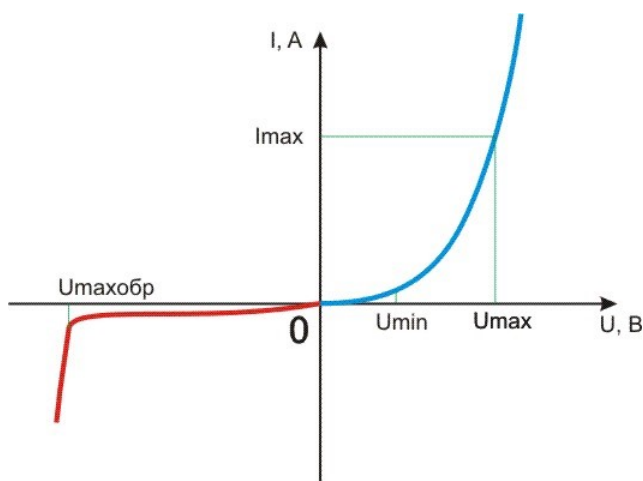
Схема появления излучения.

Под воздействием электричества электроны из n-слоя и дырки из p-слоя начинают двигаться к p-n-переходу. Происходит рекомбинация дырки и электрона — между p-n-границей протекает ток. Электроны переходят на низший энергетический уровень, с высоких орбиталей на более низкие. Освобождается энергия, которая излучается в виде фотонов.

Описанный процесс протекает во всех полупроводниковых диодах. Но длина волны фотона не всегда находится в заметном человеческому глазу спектре. Для появления видимости необходимо движение элементарных частиц в определенном интервале: от 400 до 700 нм. Это достигается подбором определенных химических веществ. У каждого есть особая длина волны и цвет излучения.

Вольт-амперная характеристика светодиода.

Она имеет нелинейный характер. Светодиод начинает пропускать ток с определенного значения напряжения. Оно называется пороговым. Пороговый вольтаж определяется химическими соединениями полупроводников.



Вольт-амперная зависимость.

Синяя кривая описывает протекание электричества при прямом включении. Красная кривая — при обратном включении.

U_{MAX} и $U_{MAXOБР}$ — предельно допустимые значения напряжений. При их превышении элемент сгорает.

U_{MIN} — минимальная величина напряжения. Начинается свечение.

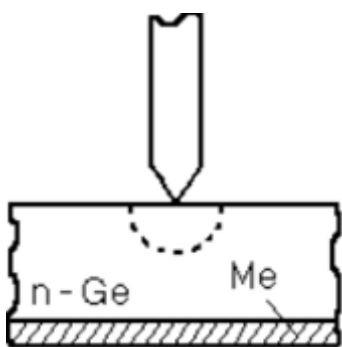
Интервал между минимальным и максимальным — рабочая зона. Именно в ней диод светоизлучается.

I_{MAX} — предельное допустимое значение тока. При превышении светодиод перегорает.

Рассказать, что принцип работы заключается в межзонной излучательной рекомбинации, то есть, допустим если у нас на основе n-p перехода светодиод делается, то электрон при прямом включении инжектируется из n эмиттера в p базу, там рекомбинирует с дыркой => зона проводимости переходит в валентную зону и излучает при этом квант энергии, соизмеримый с шириной запрещенной зоны. Поэтому получается, что если речь идет о такой рекомбинации в кремнии или германии, то выделяющиеся кванты имеют энергию малую, которая по частоте и длине волны не соответствует не то что видимому, но даже инфракрасному излучению. Чтобы делать светоизлучающие (даже инфракрасные) диоды, надо использовать полупроводники, у которых ширина запрещенной зоны больше, чем у кремния и германия. Для этого используют как минимум арсенид галлия (для инфракрасных), фосфид галлия и нитрид галлия с доп. примесями для светодиодов. Чем длина волны излучения меньше, тем больше энергия кванта => больше ширина запрещенной зоны используемого полупроводника => большая контактная разность потенциалов у перехода светодиода должна быть.

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

Минимальная площадь контакта => минимальная емкость перехода => высокое быстродействие и высокие частоты, а с другой стороны (тоже из-за маленькой площади перехода) => малые допустимые токи => мощные переходы на основе точечных диодов делать нельзя.



У точечных диодов электронно-дырочный переход образован контактом заостренной металлической иглы, например из сплава вольфрама с молибденом, с полупроводниковым кристаллом кремния, германия, арсенидо-галлия и других материалов. Свойства окружающей среды, чистота поверхности кристалла и механические условия контактирования определяют в значительной мере электрические параметры диодов и его ВАХ. Емкость перехода мала, а прямые токи через переход не превышают десятков миллиампер. Область p-типа под контактом геометрически неоднородна, и обычно в ней сосредоточено наибольшее количество дефектов кристаллической структуры. Сильное электрическое поле в

области контакта способствует появлению значительных токов утечки и генерации.

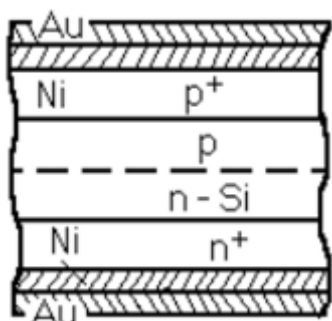
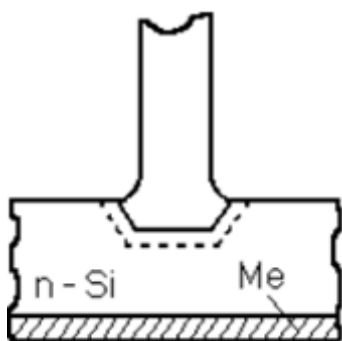
Точечный диод

Особенностью точечного диода является конструкция его электродов, один из которых является металлической иглой. В процессе производства эта игла, содержащая примесь (донор или акцептор), вплавляется в кристалл полупроводника, в результате чего получается p-n переход требуемой проводимости. Такой переход имеет малую площадь, а, следовательно, малую паразитную емкость. Благодаря этому рабочая частота точечных диодов достигает нескольких сотен мегагерц.

Структура электронно-дырочного перехода **сплавных диодов** образуется вплавлением в кристалл полупроводника n-типа сплава с акцепторной примесью, например индия в германий, алюминия в кремний и т. п. Электронно-дырочные переходы сплавных диодов – резкие или ступенчатые. Они пропускают прямые токи до десятков ампер. Из-за большой площади переходов их емкости относительно велики.

Сплавные диоды (например, германиевые типов Д7, Д302 - Д305, кремниевые типов Д202 - Д205) обладают заметной емкостью (десятки - сотни пикофарад), а потому находят основное применение для выпрямления переменных токов низких частот. [5]

Плоскостные сплавные диоды имеют большую площадь p-n-перехода. Такие диоды используют в силовых импульсных цепях в случаях, когда высокое быстродействие от диода не требуется.



У **диффузионных диодов** электрический переход изготавливается методом общей или локальной диффузии донорных и акцепторных примесей в кристалл полупроводника.

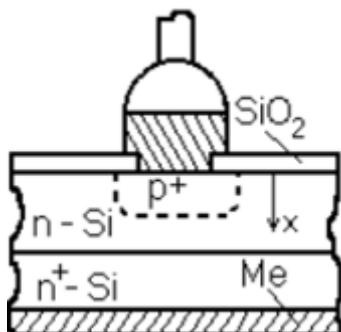
Емкость p-n-переходов ниже, а напряжение пробоя выше, чем у сплавных и микросплавных диодов.

При диффузии получается неравномерное распределение примесей вдоль координаты, перпендикулярной поверхности кристалла. Концентрация диффузанта с глубиной падает, поэтому у диффузионных диодов с плоскостным и сплавным p-n-переходом в базе появляется тормозящее электрическое поле.

Диффузионные диоды отличаются от сплавных меньшей собственной емкостью и малым значением постоянной времени

Большие площади => большие токи, но чем больше ток, тем больше емкость перехода => хуже быстродействие.

Эпитаксиально-планарные диоды изготавливаются с использованием процесса эпитаксии и локальной диффузии.



Эпитаксией называется процесс наращивания монокристаллических слоев на подложку, используемую как несущая конструкция структуры. В наращиваемом слое сохраняется кристаллическая ориентация подложки. Эпитаксия позволяет выращивать слои любого типа проводимости и удельного сопротивления толщиной в несколько микрон. Однако p-n-переход создается в большинстве случаев диффузией примесных атомов в эпитаксиальный слой через окно в маске (например, из оксида кремния SiO_2). Омические контакты с p+ и n+-областями кристалла создаются операциями металлизации. В кремниевых диодах для создания омических контактов широко используется алюминий.

Планарные диффузионные диоды характеризуются высокой надежностью, стабильностью параметров и большим сроком службы.

Плоскостные диоды имеют большие площади перехода, вследствие чего им присущи большие емкости и большие рабочие токи (до сотен и даже тысячи ампер). Используются в низкочастотных мощных электронных устройствах (силовых).

Каким образом эти диоды делаются, и что в результате получается (схема в разрезе), потом пройдем кратко по структурам (достоинства и недостатки)

18. Принцип работы и ВАХ биполярного транзистора (схема ОБ).

...Взаимодействуют два p-n перехода за счет того что база транзистора является общей. В ней происходит взаимодействие переходов.

В Активном режиме эмиттерный переход оказывается под прямым напряжением, а коллекторный под обратным. Когда вы меняете напряжение Эмиттер-Базы или Базы-Эмиттер, меняется напряжение, поданное на эмиттерный переход и меняется эмиттерный ток, меняется количество инжектированных в базу зарядов и то количество зарядов, которые проходя через базу, часть рекомбинирует пройдя через базу с носителями противоположного знака, ну а большая часть за счет малого объема базы все таки достигает коллекторного перехода и экстракция этих носителей заряда приводит к возникновению тока коллектора.

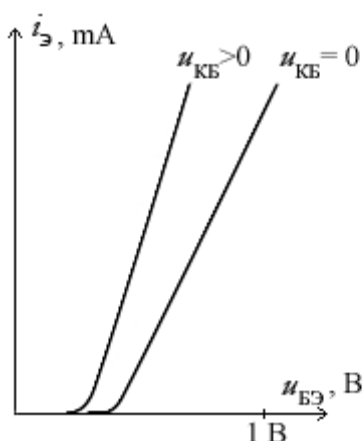
В схеме с общей базой эмиттерный ток (ток инжекции) фактически является входным. При этом при изменении тока эмиттера меняется ток коллектора, который оказывается несколько меньше, чем эмиттерный ток. При правильном выборе нагрузки, то есть установки в коллекторную цепь резистора, можно добиться, чтобы напряжение усиливалось.

Независимо от схемы подключения процессы в транзисторе происходят одни и те же., и соотношение токов транзисторе одинаково. Другое дело какие из трех токов мы используем как входные, а какие как выходные.

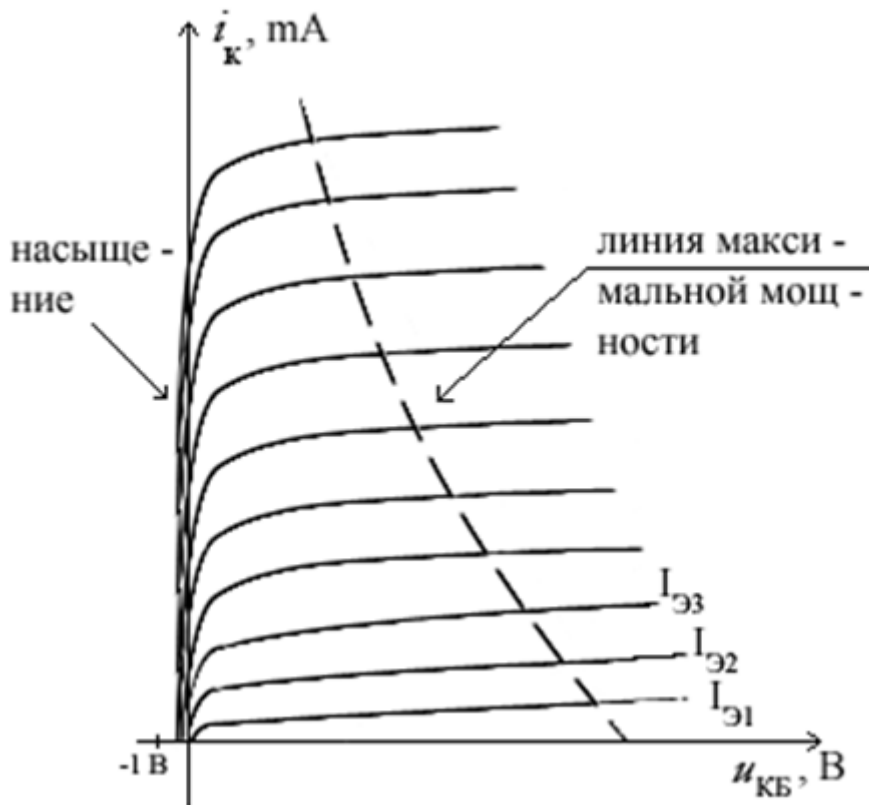
(с) Бутенко, конса 18.01.20

В схеме с общей базой входное напряжение прикладывается к эмиттеру, а выходное снимается с коллектора. База является общим контактом, относительно которого измеряются входное и выходное напряжения. В общем случае заземление в базе может отсутствовать. При уменьшении входного напряжения напряжение на эмиттере (n-слой) уменьшается, поэтому эмиттерный переход открывается сильнее и ток коллектора увеличивается. Аналогично, при увеличении входного напряжения напряжение на эмиттере возрастает, значит эмиттерный переход закрывается сильнее и ток коллектора увеличивается. Таким образом, в схеме с общей базой увеличение входного напряжения приводит к уменьшению выходного тока, а уменьшение входного напряжения – к увеличению выходного тока.

Входные ВАХ транзистора с общей базой:



Выходные ВАХ транзистора с общей базой:



(Возможный доп вопрос: Почему можно пренебречь инжекцией электронов из Б в Э: Так как удельное сопротивление базы высокое, дырочный поток носителей преобладает над электронным потоком. Поэтому инжекцией из базы в эмиттер в первом приближении можно пренебречь.)

19. Принцип работы и ВАХ биполярного транзистора (схема ОЭ).

...Взаимодействуют два пн перехода за счет что база транзистора является общей. В ней происходит взаимодействие переходов.

В Активном режиме эмиттерный переход оказывается под прямым напряжением, а коллекторный под обратным. Когда вы меняете напряжение Эмиттер-Базы или Базы-Эмиттер, меняется напряжение, поданное на эмиттерный переход и меняется ток, меняется количество инжектированных в базу зарядов и то количество зарядов, которые проходя через базу, часть рекомбинирует пройдя через базу с носителями противоположного знака, ну а большая часть за счет малого объема базы все таки достигает коллекторного перехода и экстракция этих носителей заряда приводит к возникновению тока коллектора.

В схеме с общим эмиттером, оказывается, что эмиттерный ток входным не является, входным является ток базы, основные компоненты которого являются основными составляющими рекомбинационного тока. напряжение Эмиттер-Базы или Базы-Эмиттер, меняется напряжение, поданное на эмиттерный переход и меняется ток инжекции из эмиттера в базу, но и одновременно меняется рекомбинационная составляющая базового тока, то есть чем больше напряжение базы-эмиттер, тем больше рекомб составляющая базового тока, тем больше ток коллектора. И здесь надо проследить зависимость между током между маленьким входным базовым током и коллекторным током, изменяющимся пропорционально, но коллекторный ток оказывается намного больше базового. тут присутствуют усиления и по току, и по напряжению.

Независимо от схемы подключения процессы в транзисторе происходят одни и те же., и соотношение токов транзисторе одинаково. Другое дело какие из трех токов мы используем как входные, а какие как выходные.

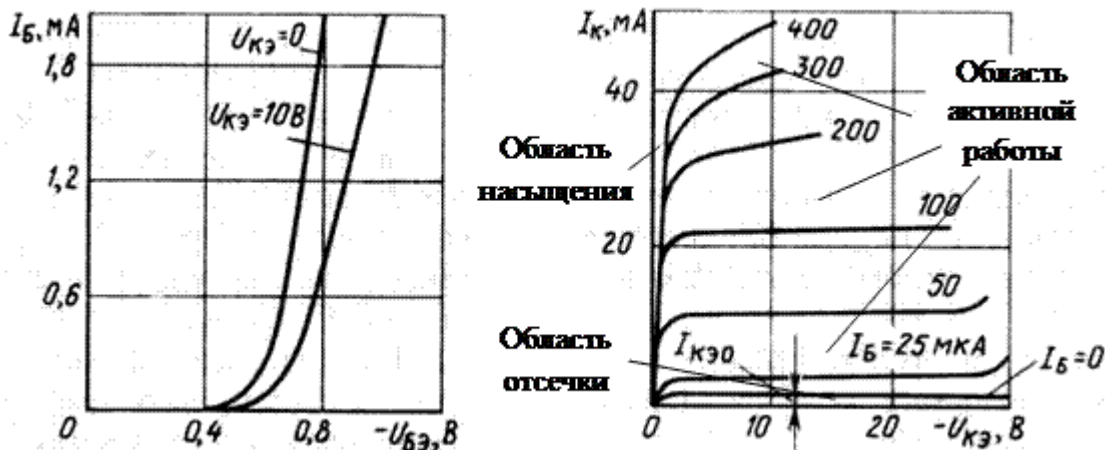
(с) Бутенко, конса 18.01.20

В схеме с общим эмиттером (ОЭ) входное напряжение подается в базу, а выходное снимается с коллектора. Эмиттер является общим контактом, относительно которого задаются входное и выходное напряжения. При уменьшении входного напряжения потенциал в базе (р-слой) уменьшается, поэтому эмиттерный переход закрывается и ток коллектора уменьшается. При увеличении входного напряжения потенциал в базе возрастает, следовательно эмиттерный переход открывается сильнее и ток коллектора возрастает. Таким образом, в схеме с общим эмиттером увеличение входного напряжения приводит к увеличению выходного тока, а уменьшение входного напряжения – к уменьшению выходного тока.

Проанализируем, почему малые изменения тока базы I_b вызывают значительные изменения коллекторного тока I_k . Значение коэффициента β , существенно большее единицы, означает, что коэффициент передачи α близок к единице. В этом случае коллекторный ток близок к эмиттерному току, а ток базы (по физической природе рекомбинационный) существенно меньше и коллекторного и эмиттерного тока. При значении коэффициента $\alpha = 0,99$ из 100 дырок, инжектированных через эмиттерный переход, 99 экстрагируются через коллекторный переход, и лишь одна прорекомбинирует с электронами в базе и даст вклад в базовый ток.

Увеличение базового тока в два раза (должны прорекомбинировать две дырки) вызовет в два раза большую инжекцию через эмиттерный переход (должно инжектироваться 200 дырок) и соответственно экстракцию через коллекторный (экстрагируется 198 дырок). Таким образом, малое изменение базового тока, например, с 5 до 10 мкА, вызывает большие изменения коллекторного тока, соответственно с 500 мкА до 1000 мкА.

Входные ВАХ транзистора с ОЭ: Выходные ВАХ транзистора с ОЭ:



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

Причина влияния-зависимость обратного тока коллекторного перехода от температуры. В ОЭ влияние этого обратного тока в какое-то раз больше чем в схеме с общей базой. Поэтому схема с ОЭ более температурно нестабильна, чем с ОБ. Пробой электрический, в основном лавинный. Пробой теплового характера, так называемый вторичный. Суть работы та же самая.

(с) Бутенко, конса 18.01.20

Влияние температуры на работу биполярного транзистора обусловлено тремя физическими факторами: уменьшением потенциальных барьеров в переходах, увеличением тепловых токов переходов и увеличением коэффициентов передачи токов с ростом температуры

На рис. 3.24 приведены входные характеристики транзистора в схеме с общей базой (заметим, что входные характеристики в схеме ОЭ при различных температурах выглядят аналогично и отличаются лишь масштабом по оси токов так как $i_C \gg i_B$)

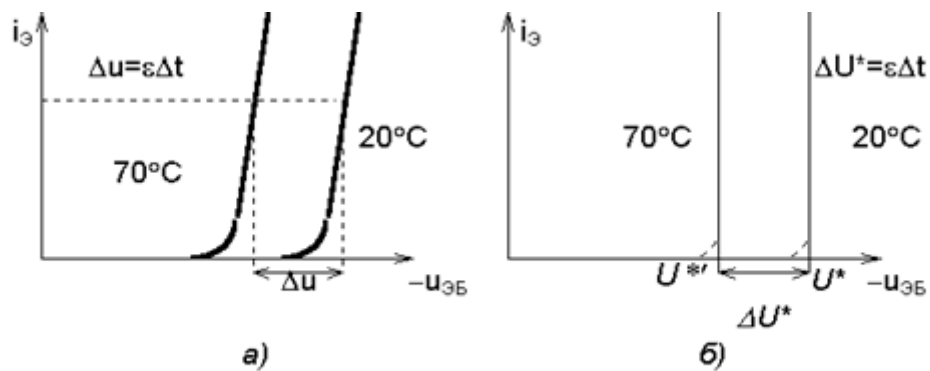


Рис. 3.24

на рис. 3.27 выходные характеристики транзистора в схемах ОБ и ОЭ, полученные при различных температурах. Как видно из рисунка, увеличение температуры приводит к смещению (дрейфу) характеристик в сторону более высоких токов коллектора.

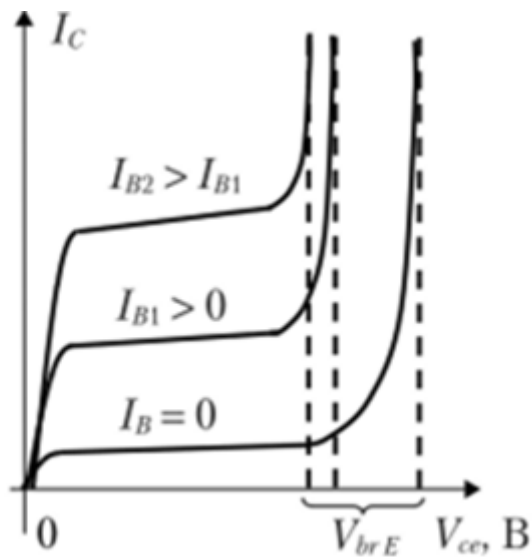
Влияние температуры более проявляется в схеме с ОЭ и нужно **доказать, почему**. (примерно в бета раз хуже температурная стабильность схемы с ОЭ, чем с ОБ, **доказать**)

Пробой делятся на три (возможно два) вида:

1. **Лавинный пробой** - пробой электронно-дырочного перехода, обусловленный лавинным размножением носителей заряда путем ударной ионизации атомов полупроводника под действием сильного электрического поля.
2. **Тепловой пробой** - пробой биполярного транзистора, вызванный локальным увеличением плотности тока через коллекторный переход.
3. !!! Пробой получил название за счёт **туннелирования** носителей заряда через запрещённую зону в диодах с небольшой толщиной р-п-перехода (это должно относиться и к транзисторам тоже).

Физические причины, вызывающие пробой переходов транзистора, те же, что и в полупроводниковом диоде. В то же время пробой переходов в транзисторах имеет определенную специфику, связанную с взаимодействием переходов и проявляющуюся главным образом в схеме с общим эмиттером, где напряжение $u_{кэ}$ прикладывается к обоим переходам. В схеме ОБ напряжение лавинного пробоя коллекторного перехода $U_{кБ0 \text{ проб}}$ близко к напряжению пробоя изолированного перехода. Эмиттерный переход, как правило, работает при прямом смещении и его пробивное напряжение не представляет интереса, однако следует иметь в виду, что из-за сильного легирования эмиттера напряжение пробоя эмиттерного перехода мало - несколько вольт. В схеме ОЭ условия возникновения лавинного пробоя очень сильно зависят от режима базовой цепи. В случае, когда ток базы не ограничен (сопротивление в цепи базы $R_B \approx 0$) пробой коллекторного перехода происходит так же, как и в схеме ОБ, и возникает при том же пробивном напряжении на коллекторе $U_{кБ0 \text{ проб}}$.

Выходные ВАХ транзистора в режиме пробоя при включении ОЭ:



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

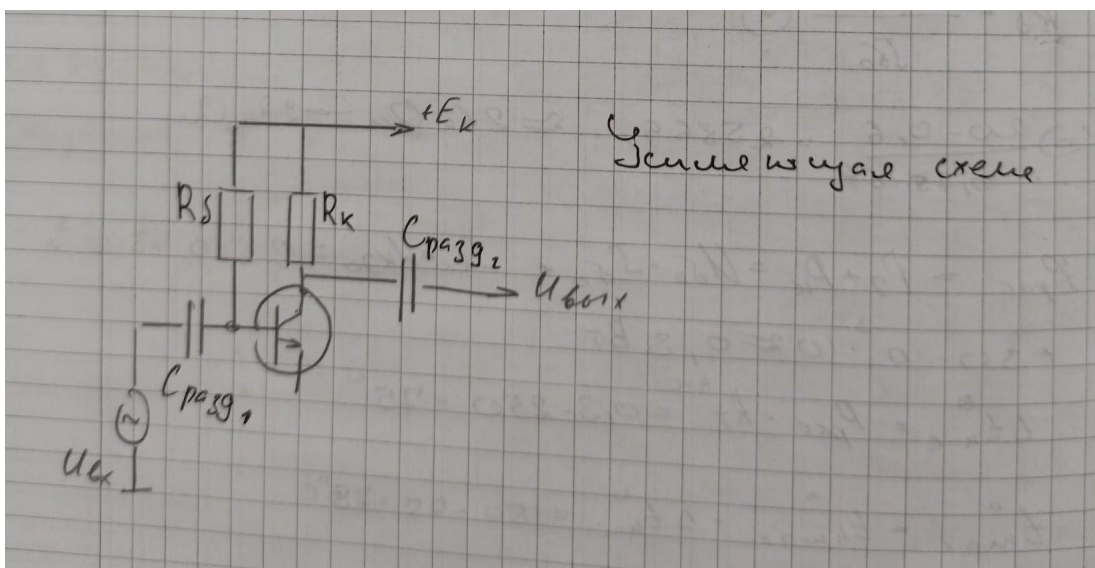
Усиление получается следующим путем. Рисовались входные характеристики, рядом с которыми временные диаграммы входного напряжения и тока базы. Входное напряжение переменное накладывается на постоянное напряжение, и в этом случае относительно постоянного базового тока покоя появляется переменная составляющая. С помощью входной характеристики, как входное напряжение в эту составляющую базового тока преобразуется надо показать. Опять же режим покоя каким-то образом тож, входная характеристика, нагрузочная прямая.

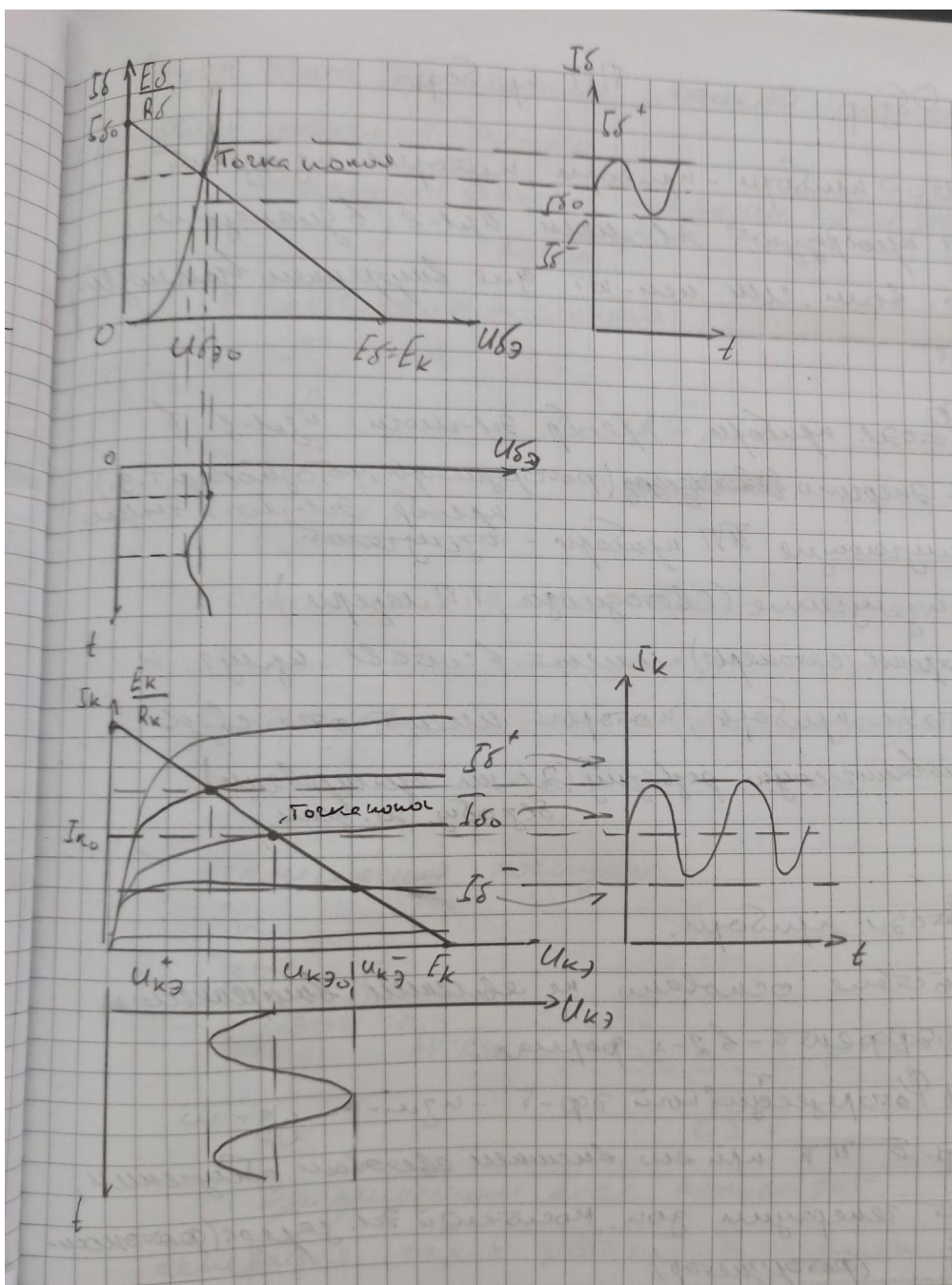
Дальше переходим к выходным характеристикам. Рисуем семейство выходных характеристик, нагрузочную прямую, показываем точку покоя. Дальше стоит сказать, что при изменении базового тока, рабочая точка относительно точки покоя по нагрузочной прямой будет туда-сюда ходить, что будет

приводить к изменению коллекторного тока и синхронному с ним изменению базового тока. Правда при этом, если, допустим, коллекторный ток будет увеличиваться напряжение коллектор-эмиттер будет наоборот уменьшаться, ну и соответственно наоборот.

При правильном выборе сопротивления нагрузки, а значит при правильном выборе наклона нагрузочной прямой, у вас будет обеспечиваться усиление по напряжению.

(с) Бутенко, конса 18.01.20





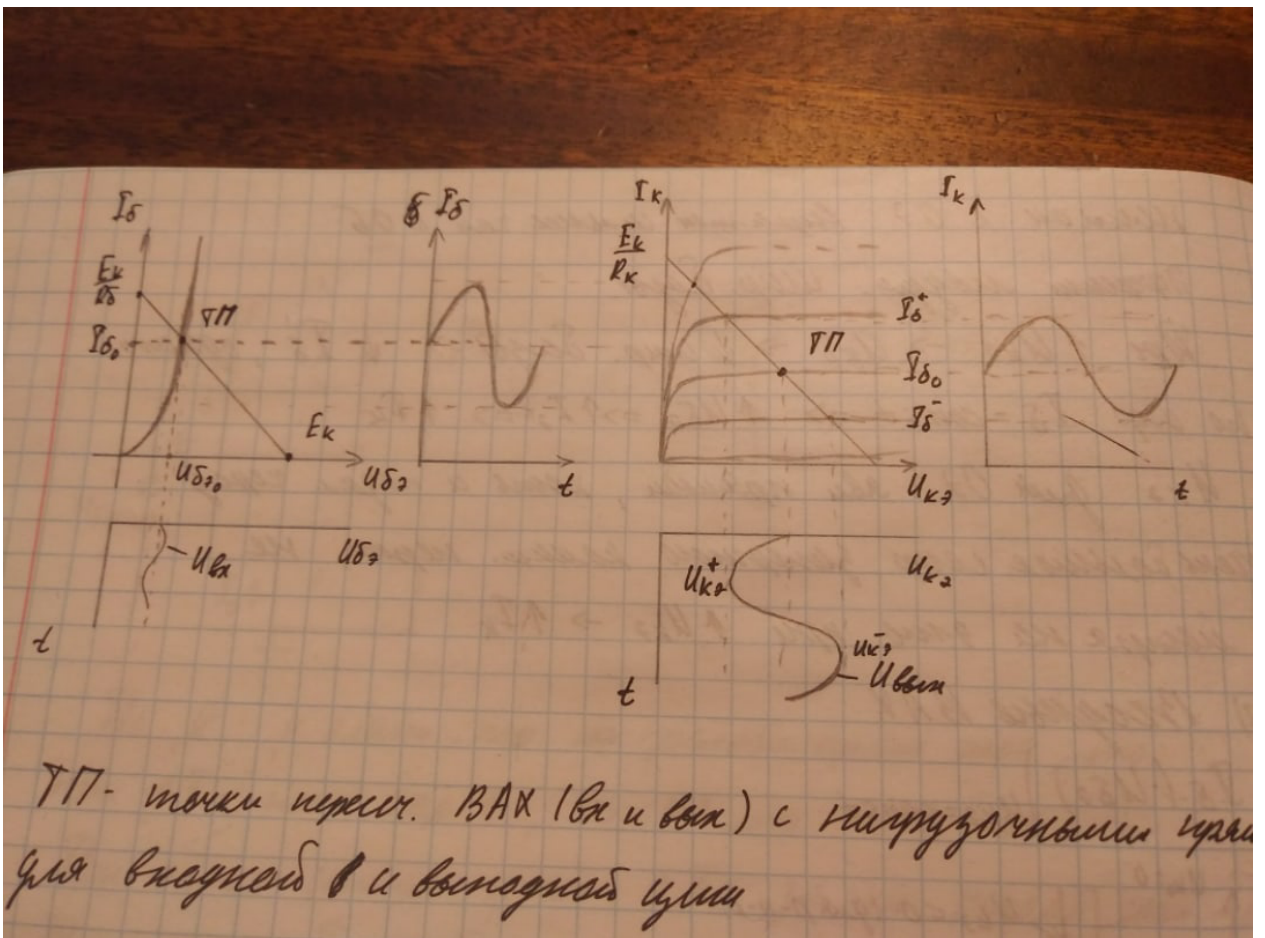
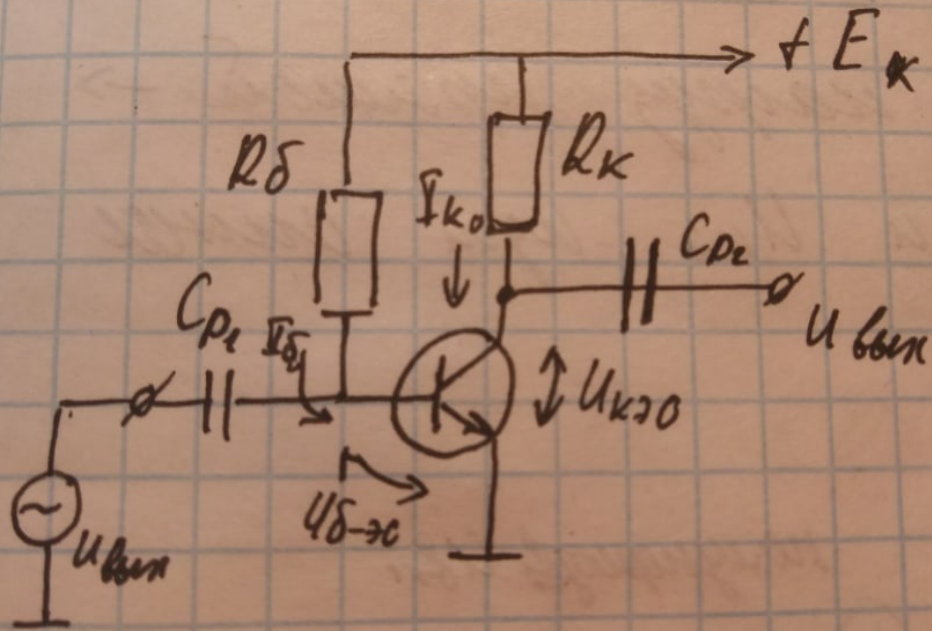
Что и почему? Объяснение:

Берём временную диаграмму переменного напряжения на базе. Верхом на постоянном напряжении б-э оказывается переменное входное напряжение (единицы-десятки мВ), соответственно изменение входного напряжения относительно U_{be0} приводит к тому, что у нас происходит изменение базового тока относительно I_{b0} , и фактически мы с помощью ВАХ каждую точку временной диаграммы входного напряжения можем преобразовать на временной диаграмме тока базового в соответствующую точку временной диаграммы. Таким образом из временной диаграммы напряжения на базе мы можем получить временную диаграмму изменяющегося базового тока. А дальше, переходя к выходным характеристикам, мы можем сказать о том, что

когда базовый ток меняется, соответственно это приводит к тому, что выходная характеристика меняет своё положение. Увеличивается базовый ток отн. I_{B0} - она соотв. проходит выше, уменьшается - ниже, и меняются точки пересечения этой хар-ки с нагрузочной прямой, из-за чего у нас меняется ток коллектора и напряжение к-э. По схемам видно, что выходное напряжение получается больше входного. Поэтому, собственно говоря, мы помимо усиления по току имеем усиление по напряжению.

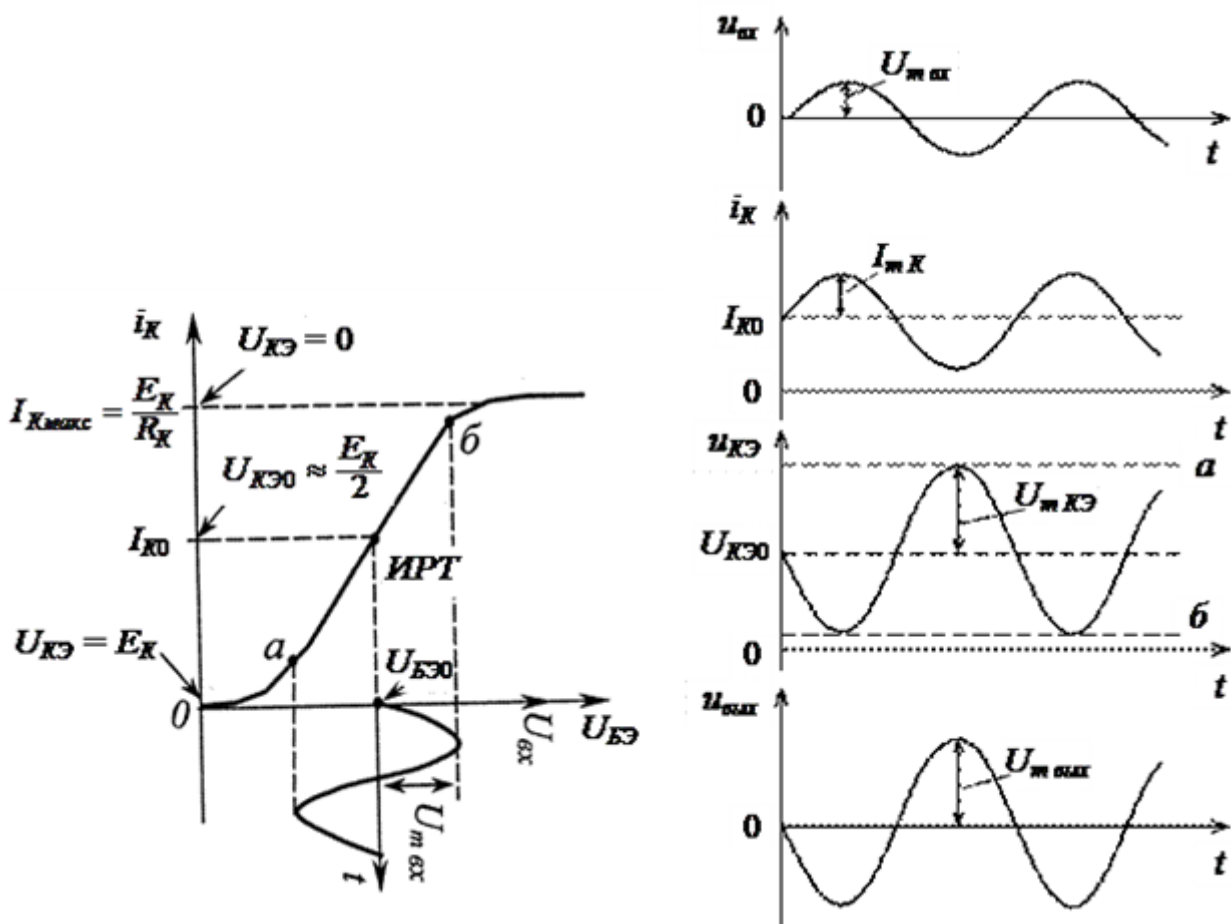
В исходном состоянии (при отсутствии входного сигнала, то есть при $U_{ex} = 0$), с базового делителя на вход транзистора VT подается положительное напряжение смещения $U_{BЭ0}$ (рисунок 2.27, а). При этом ток коллектора равен $I_K \gg \beta_{cm} I_{BЭ0} = I_{K0}$, а напряжение на коллекторе транзистора – (рисунок 2.27, б). При подаче на вход каскада переменного синусоидального напряжения U_{ex} с амплитудой $U_{m ex}$ (рисунок 2.27, а, б) это напряжение суммируется алгебраически с постоянной составляющей $U_{BЭ0}$, что приводит к дополнительному открыванию транзистора при положительной полуволне входного напряжения U_{ex} и частичному закрыванию транзистора при отрицательной полуволне этого напряжения. Изменение тока базы под воздействием изменяющегося напряжения приводит, в свою очередь, к аналогичному изменению тока коллектора (на отрезке [аб], рисунок 2.27, а) по закону входного сигнала. Таким образом, в рассматриваемом усилительном каскаде фаза тока в выходной цепи (тока коллектора) совпадает с фазой входного сигнала (рисунок 2.27, б).

на осн. динам. управ.



TП - точки пересч. ВАХ (вх и вых) с нулевыми значениями управляющей и выходной цепи

Рисунок 2.27 – Иллюстрация работы усилительного каскада в режиме усиления



22. Нелинейные эквивалентные схемы биполярного транзистора. Модель Эберса-Молла.

Суть схемы: два идеализированных диода, встречно включенные, каждый из которых моделирует поведение одного из $p-n$ переходов транзистора, ну а для того чтобы учесть взаимодействие $p-n$ переходов, в схему добавляют еще два источника тока. Исходя из этой схемы мы выводили соотношение токов в транзисторе.

Эта схема хороша тем, что используется для всех режимов работы транзистора (и для прямого, и для местного включения, и для активного режима, и для насыщения и для отсечки). Но такая схема может использоваться на постоянном токе на низких частотах, для высоких частот надо добавить дополнительные емкости $p-n$ переходов.

(с) Бутенко, конса 18.01.20

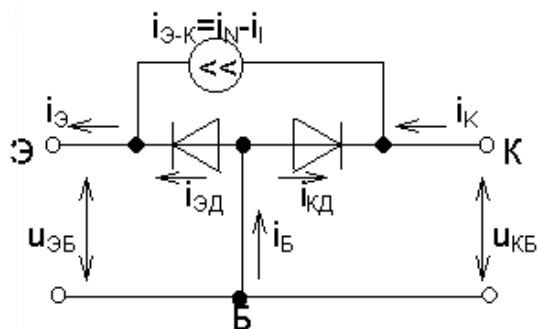


Рис. 3.14

ючают

Модель базируется на эквивалентной схеме, приведенной на рис. 3.14. Расчетные формулы, объединим в систему

$$i_N = I_0 \left(\exp \frac{u_{ЭП}}{u_T} - 1 \right);$$

$$i_I = I_0 \left(\exp \frac{u_{КП}}{u_T} - 1 \right);$$

причем $u_{ЭП} = -u_{ЭБ}$, $u_{КП} = -u_{КБ}$.

$$i_{ЭД} = \frac{i_N}{\beta};$$

$$i_{КД} = \frac{i_I}{\beta_I},$$

Токи во внешних цепях транзистора рассчитываются по формулам:

$$i_{Э} = i_N - i_I + \frac{i_N}{\beta};$$

$$i_{К} = i_N - i_I - \frac{i_I}{\beta_I};$$

$$i_{Б} = \frac{i_N}{\beta} + \frac{i_I}{\beta_I}.$$

В простейшем случае в модели используются три параметра:

- I_0 - тепловой ток транзистора;
- β - прямой коэффициент передачи тока базы;
- β_I - обратный коэффициент передачи тока базы.

Передаточная модель Эберса - Молла может уточняться (влияние объемных сопротивлений, генерационно-рекомбинационных токов переходов, эффект Эрли и т. д.) и поэтому именно она используется в компьютерных программах.

Классическая модель Эберса – Молла

Классическая модель Эберса - Молла базируется на эквивалентной схеме, изображенной на рис. 3.15. От передаточной модели классическая отличается тем, что составляющие токов транзистора сгруппированы иначе.

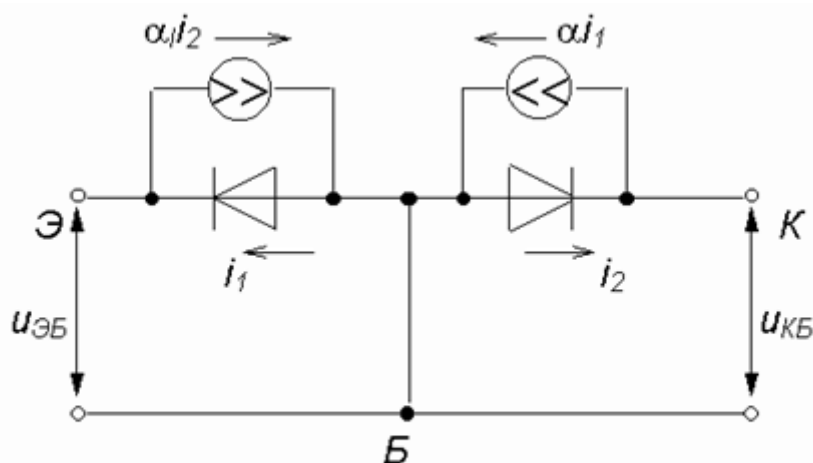


Рис. 3.15

Зачем эти

схемы нужны вообще?

Экв. схемы помогают построить математическую модель транзистора, т.е. получить расчетные зависимости, которые потом будут использоваться, например в расчете усилителей на транзисторах и других устройств на транзисторах.

Надо понимать, для какого случая какая эквивалентная схема, какая модель более корректна к применению.

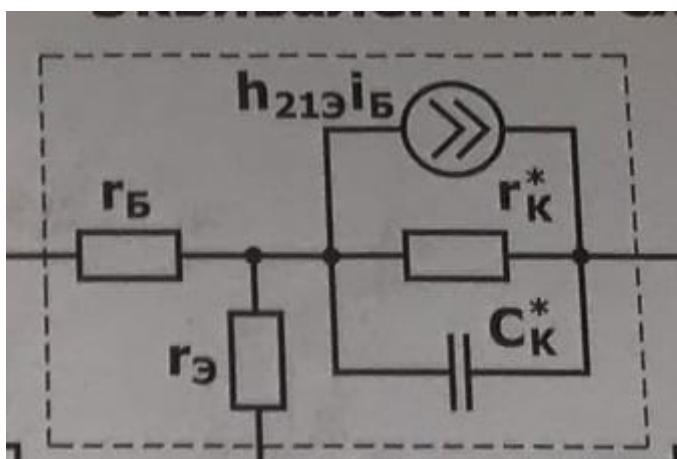
Нелинейный режим (насыщение, отсечка, активный режим в режиме большого сигнала) - модель Эберса-Молла и нелинейную экв. схему, тк она в себе содержит нелинейные элементы, позволяющие разбирать транзисторы, работающие в режиме большого сигнала.

Физические и формальные схемы состоят из линейных элементов => не могут учитывать нелинейность => использовать можно только в активном режиме, а именно в режиме малого сигнала, в том случае когда нелинейный транзистор свою нелинейность демонстрирует наименьшим образом (ведёт себя как квазилинейный элемент) => можно использовать линейную схему замещения.

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

Здесь речь идет о так называемых линейных эквивалентных схемах

или квазилинейных, они могут применяться, когда транзистор является квазилинейным элементом. квазилинейный- это проявляющий себя как линейный, но принципиально остающийся нелинейным элементом, то есть ВАХ транзистора все равно



нелинейные, другое дело что в режим малого сигнала изменение токов и напряжений в транзисторе сравнительно невелико, а значит и рабочая точка по ВАХ внутри соответствующего участка как-то двигается по малому участку. Соответственно чем больше этот участок, тем больше оснований считать его линейным. Вот на чем основано представление транзистора в режиме малого сигнала как квазилинейного элемента и соответственно, чтобы этот элемент как-то моделировать можно использовать квазилинейную эквивалентную схему: физическую или формальную.

(с) Бутенко, конса 18.01.20

Достаточно простой Т-образной схемой является так называемая схема в физических параметрах. При ее построении исходят из того, что эмиттерный и коллекторный переходы и тонкий слой базы, обладают некоторыми определенными сопротивлениями, равными соответственно $r_э$, $r_к$ и $r_б$. Поэтому простейшей эквивалентной схемой транзистора должна служить цепь, составленная из сопротивлений $r_э$, $r_к$ и $r_б$, соединенных между собой, как показано на рисунке 2.3,а.

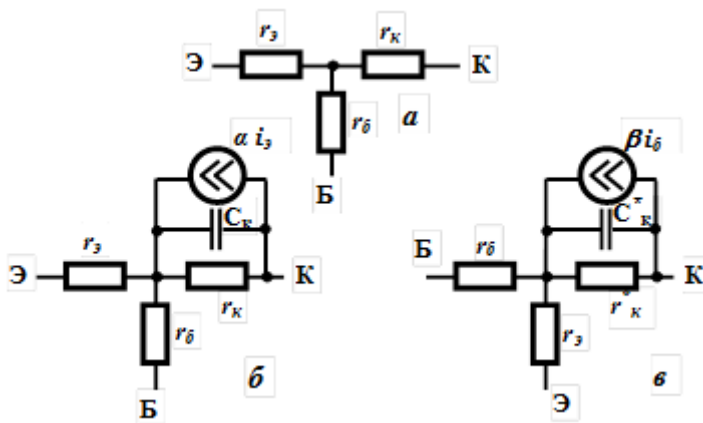


Рисунок 2.2. Эквивалентные Т-образные схемы транзистора:

А - без дополнительного генератора тока; б - для схемы с общей базой; в - схемы с общим эмиттером;

Для схемы с общим коллектором: У современных транзисторов в активном режиме работы величина $r_э$ составляет обычно единицы - десятки Ом, $r_б$ - сотни Ом, а $r_к$ - сотни тысяч Ом. При замене транзистора в схеме рисунка 2.2 ток в эмиттерной цепи будет существенно больше тока с цепи коллектора. Это не соответствует реальным токам электродов транзистора. Следовательно, такая схема не может быть эквивалентной.

- - дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода включенного в прямом направлении. Обычно составляет несколько десятков Ом.

- - дифференциальное сопротивление коллекторного перехода, включенного в обратном направлении. Обычно составляет несколько сотен кОм.
- - объемное сопротивление базовой области. База выполняется с минимальной примесью, поэтому её сопротивление составляет порядка нескольких сотен Ом.
- альфа- дифференциальный коэффициент передачи по току при схеме включения с ОБ.
- β - дифференциальный коэффициент передачи по току при схеме включения с ОЭ
- - емкость эмиттерного перехода, носит диффузионный характер, часто влияние этой емкости не учитывают даже на сравнительно высоких частотах, т.к. она шунтирована малым сопротивлением .
- - емкость коллекторного перехода является барьерной емкостью, она оказывает сильное влияние на частотные свойства транзисторов.

Для анализа и расчета электрических цепей, содержащих транзисторы, применяют их эквивалентные схемы.

Большинству электронных схем свойственен такой режим работы транзистора, при котором на фоне сравнительно больших постоянных токов и напряжений действуют малые переменные составляющие. В этом случае постоянные и переменные составляющие сигнала могут анализироваться отдельно, причем эквивалентные схемы в основном применяют при анализе переменных составляющих. Они и составляются с учетом незначительности переменных сигналов, поэтому носят наименование малосигнальных, хотя на практике достаточно часто используются в качестве первого приближения и при анализе работы схем при больших сигналах. Малосигнальные эквивалентные схемы формируют из линейных элементов, параметры которых получают линеаризацией исходных характеристик транзисторов в окрестности режима работы по постоянному току.

Более удобными для экспериментального определения значений параметров являются эквивалентные схемы, построенные на основе представления транзистора в виде активного четырехполюсника, **т.е. уже перестают использоваться Т-образные схемы.**

Зачем эти схемы нужны вообще?

Экв. схемы помогают построить математическую модель транзистора, т.е. получить расчетные зависимости, которые потом будут использоваться, например в расчете усилителей на транзисторах и других устройств на транзисторах.

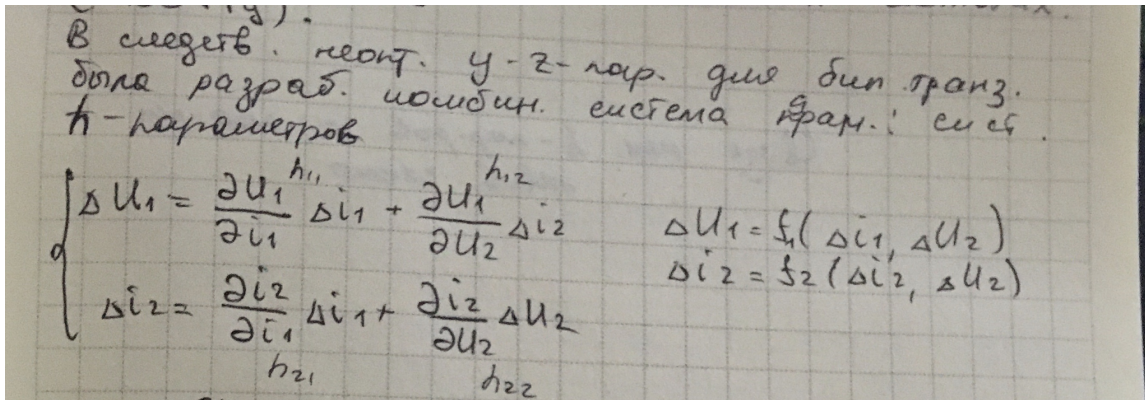
Надо понимать, для какого случая какая эквивалентная схема, какая модель более корректна к применению.

Нелинейный режим (насыщение, отсечка, активный режим в режиме большого сигнала) - модель Эберса-Молла и нелинейную экв. схему, тк она в себе содержит нелинейные элементы, позволяющие разбирать транзисторы, работающие в режиме большого сигнала.

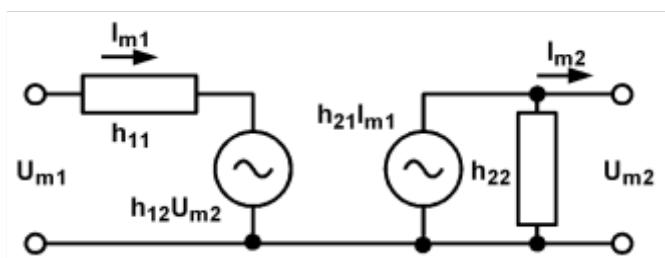
Физические и формальные схемы состоят из линейных элементов => не могут учитывать нелинейность => использовать можно только в активном режиме, а именно в режиме малого сигнала, в том случае когда нелинейный транзистор свою нелинейность демонстрирует наименьшим образом (ведёт себя как квазилинейный элемент) => можно использовать линейную схему замещения.

24. Система h-параметров биполярного транзистора. Формальная эквивалентная схема: элементы, границы применения.

Определение h-параметров по ВАХ (на примере схемы ОЭ).



Эквивалентная схема биполярного транзистора с применением h-параметров приведена ниже



Принимая для этой схемы, что независимыми переменными являются входной ток I_{m1} и выходное напряжение U_{m2} , а зависимыми переменными входное напряжение U_{m1} и выходной ток I_{m2} можно составить систему уравнений (1), задействуя h-параметры:

$$\begin{cases} U_{m1} = h_{11} I_{m1} + h_{12} U_{m2} \\ I_{m2} = h_{21} I_{m1} + h_{22} U_{m2} \end{cases} \quad (1)$$

где:

$h_{11} = U_{m1}/I_{m1}$, при $U_{m2} = 0$, входное сопротивление;

$h_{12} = U_{m1}/U_{m2}$, при $I_{m1} = 0$, коэффициент обратной связи по напряжению;

$h_{21} = I_{m2}/I_{m1}$, при $U_{m2} = 0$, коэффициент передачи тока;

$h_{22} = I_{m2}/U_{m2}$, при $I_{m1} = 0$, выходная проводимость.

Входное сопротивление, h_{11} — сопротивление транзистора входному переменному току при коротком замыкании на выходе. Изменение входного тока является результатом изменения входного напряжения, без влияния обратной связи от выходного напряжения.

Коэффициент обратной связи по напряжению, h_{12} — безразмерная величина, показывающая какая доля выходного переменного напряжения передаётся на вход транзистора вследствие обратной связи в нём. Во входной цепи транзистора нет

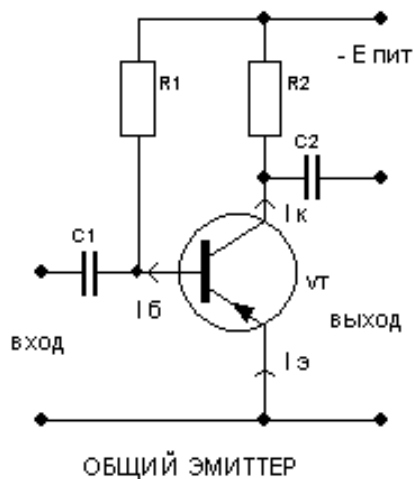
переменного тока (холостой ход), и изменение напряжения на входе происходит только в результате изменения выходного напряжения.

Коэффициент передачи тока (коэффициент усиления по току), h_{21} — безразмерная величина, показывающая усиление переменного тока при нулевом сопротивлении нагрузки. Выходной ток зависит только от входного тока без влияния выходного напряжения.

Выходная проводимость, h_{22} — внутренняя проводимость для переменного тока между выходными зажимами. Выходной ток изменяется под влиянием выходного напряжения.

Схема включения с ОЭ

Это наиболее распространённая схема включения, которая даёт высокое усиление как по напряжению, так и по току, а следовательно и по мощности, благодаря чему она имеет преимущества перед схемами с ОК и ОБ. Схема имеет невысокое (порядка сотен Ом) $R_{вх}$, но это всё же позволяет применять в ней переходные конденсаторы относительно небольшой ёмкости. Выходное сопротивление высокое, и достигает порядка десятков кОм, что можно отнести к недостаткам. Схема с ОЭ изменяет фазу сигнала на выходе по сравнению с фазой сигнала на входе на 180 градусов. Для её работы достаточно иметь всего лишь один источник питания. Применяется в усилителях низкой частоты, различных устройствах автоматики и т.п..



Параметры $h_{11э}$ и $h_{12э}$ определяют по входным статическим характеристикам. (рис 1)

Параметры $h_{21э}$ и $h_{22э}$ определяют, по выходным статическим ВАХ (рис 2)

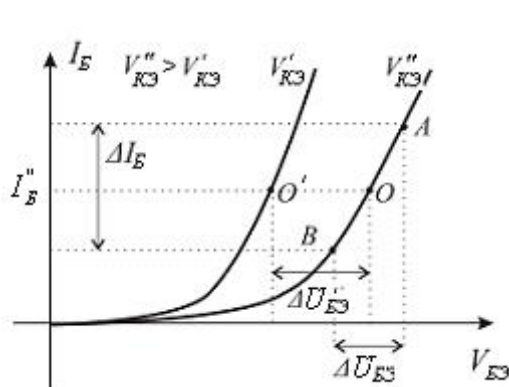


рис 1

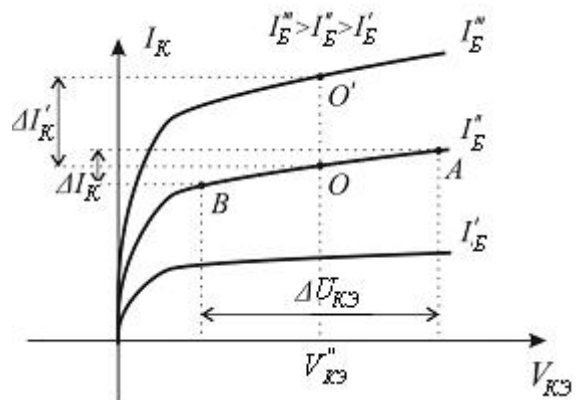


рис 2

https://studopedia.su/15_187925_raschet-h-parametrov-bipolyarnogo-tranzistora-po-staticeskim-harakteristikam.html

<https://helpiks.org/5-110692.html>

Из метода к лабе (ниже)

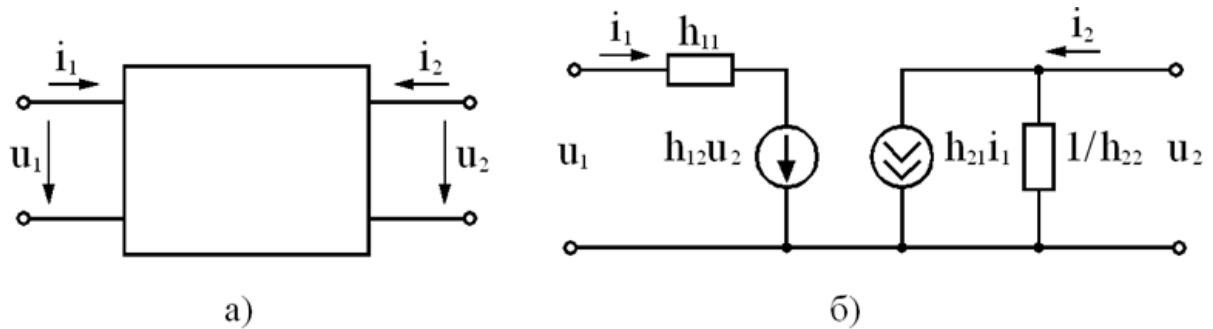


Рис. 4. Представление биполярного транзистора в виде квазилинейного четырехполюсника (а); формальная эквивалентная схема транзистора в системе h-параметров.

Как для квазилинейного четырехполюсника для биполярного транзистора могут быть определены z- и y-параметры, однако при их практическом измерении возникают трудности, связанные с обеспечением условия холостого хода по переменному току в высокоомной выходной цепи и условия короткого замыкания по переменному току в низкоомной входной цепи биполярного транзистора. Поэтому при работе на низких частотах обычно применяется более удобная для практического измерения система h-параметров:

$$\begin{cases} U_{m1} = h_{11}I_{m1} + h_{12}U_{m2} \\ I_{m2} = h_{21}I_{m1} + h_{22}U_{m2} \end{cases} \quad \text{или} \quad \begin{cases} du_1 = h_{11}di_1 + h_{12}du_2 \\ di_2 = h_{21}di_1 + h_{22}du_2 \end{cases}$$

Тогда получаем следующие выражения и физический смысл h-параметров биполярного транзистора:

$$h_{11} = \frac{U_{m1}}{I_{m1}} \Big|_{U_{m2} = 0} = \frac{\partial u_1}{\partial i_1} \Big|_{u_2 = const} -$$

входное сопротивление при коротком замыкании по переменному току в выходной цепи,

$$h_{12} = \frac{U_{m1}}{U_{m2}} \Big|_{I_{m1} = 0} = \frac{\partial u_1}{\partial u_2} \Big|_{i_1 = const} -$$

коэффициент обратной связи по напряжению при холостом ходе по переменному току во входной цепи,

$$h_{21} = \frac{I_{m2}}{I_{m1}} \Big|_{U_{m2} = 0} = \frac{\partial i_2}{\partial i_1} \Big|_{u_2 = const} -$$

коэффициент передачи тока при коротком замыкании по переменному току в выходной цепи,

$$h_{22} = \frac{I_{m2}}{U_{m2}} \Big|_{I_{m1} = 0} = \frac{\partial i_2}{\partial u_2} \Big|_{i_1 = const} -$$

выходная проводимость при холостом ходе по переменному току во входной цепи.

Простота измерения h-параметров обусловлена легкостью обеспечения режимов холостого хода по переменному току в низкоомной входной цепи и короткого замыкания по переменному току в высокоомной выходной цепи транзистора. Транзистор в схемах ОБ и ОЭ имеет различные значения h-параметров, что учитывается в их обозначении введением дополнительного символа в индекс (например, $h_{11Э}$ – входное сопротивление транзистора в схеме ОЭ, $h_{22Б}$ – выходная проводимость транзистора в схеме ОБ).

На рис. 4, б показана *формальная эквивалентная схема* биполярного транзистора, элементы которой выражены через h-параметры. Она широко применяется для анализа работы усилительных каскадов на биполярных транзисторах, работающих в режиме малого сигнала. Формальной данная схема называется потому, что при измерении h-параметров не учитывается суть физических процессов в транзисторе.

h-параметры биполярного транзистора могут быть определены по семейству его ВАХ (рис. 5). При этом бесконечно малые изменения токов и напряжений или малые амплитуды токов и напряжений в формулах для определения h-параметров заменяются на конечные приращения этих же токов и напряжений, которые могут быть отображены на графиках ВАХ.

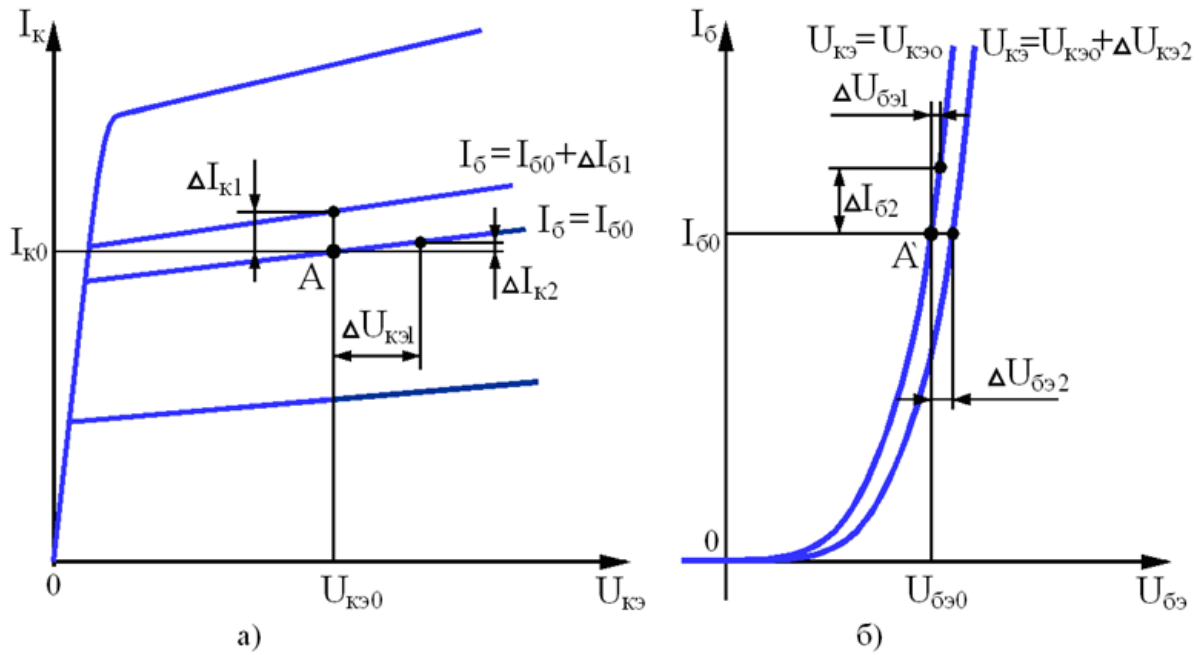


Рис. 5. Определение h-параметров биполярного транзистора по семейству его выходных (а) и входных (б) ВАХ

Необходимые построения на выходных ВАХ показаны на рис. 5, а. Для определения $h_{22э}$ используется выходная ВАХ для тока $I_{б0}$. На ней отмечается точка покоя А с координатами $U_{кэ0}$, $I_{к0}$, после чего для заданного приращения $\Delta U_{кэ1}$ находится соответствующее $\Delta I_{к2}$. Для нахождения $h_{21э}$ используются выходные ВАХ для токов базы $I_{б0}$ и $I_{б0} + \Delta I_{б1}$, по которым для $U_{кэ} = U_{кэ0}$ определяют соответствующее $\Delta I_{к1}$. Таким образом,

$$h_{21э} = \frac{\Delta I_{к1}}{\Delta I_{б1}} \text{ при } U_{кэ} = U_{кэ0} = \text{const},$$

$$h_{22э} = \frac{\Delta I_{к2}}{\Delta U_{кэ1}} \text{ при } I_б = I_{б0} = \text{const}.$$

На рис. 5, б показано определение $h_{11э}$ по входной ВАХ для $U_{кэ} = U_{кэ0}$ и определение $h_{12э}$ по входным ВАХ для $U_{кэ0}$ и $U_{кэ0} + \Delta U_{кэ2}$, при этом приращения токов и напряжений задаются относительно точки покоя А' на ВАХ для $U_{кэ} = U_{кэ0}$, соответствующей $I_б = I_{б0}$.

$$h_{11э} = \frac{\Delta U_{бэ1}}{\Delta I_{б2}} \text{ при } U_{кэ} = U_{кэ0} = \text{const},$$

$$h_{12э} = \frac{\Delta U_{бэ2}}{\Delta U_{кэ2}} \text{ при } I_б = I_{б0} = \text{const}.$$

Посмотреть методу к лабе, как что мерится и как что вводится.

25. Конструктивно-технологические типы биполярных транзисторов.

Технологические разновидности биполярных транзисторов

Среди многочисленных разновидностей транзисторов наибольшее распространение получили сплавные, сплавно-диффузионные, диффузионно-планарные, мезапланарные и эпитаксиально-планарные транзисторы.

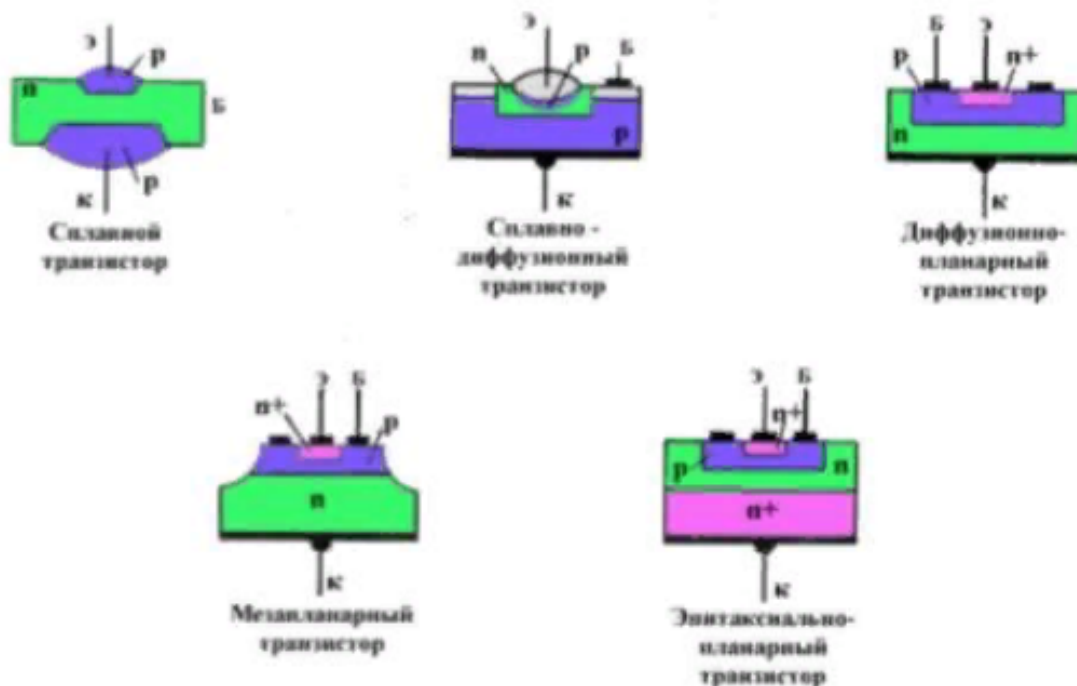


Рис. 1

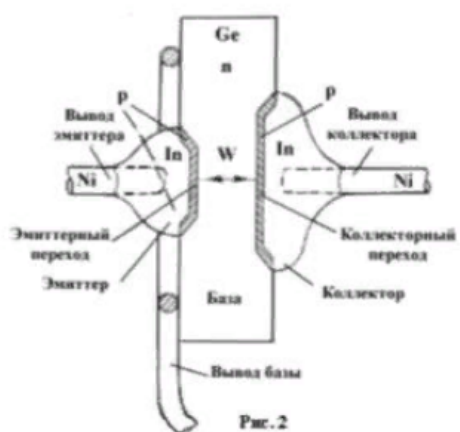


Рис. 2

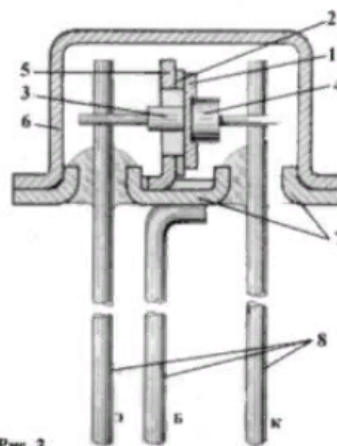


Рис. 3

Сплавные транзисторы (преимущественно германиевые) изготавливают по сплавной технологии получения p-n-переходов. Транзисторная структура с двумя близко расположенными p-n-переходами показана на рисунке 2, а одна из наиболее распространенных конструкций сплавного транзистора - на рисунке 3 (где 1 - кристалл Ge; 2

- кристаллодержатель; 3 - электрод эмиттера; 4 - электрод коллектора; 5 - базовое кольцо; 6 - корпус; 7 - основание; 8 - выводы). В сплавных транзисторах трудно сделать очень тонкую базу, поэтому они предназначены только для низких и средних частот, их могут выпускать на большие мощности, до десятков ватт.

В мощных транзисторах электронно-дырочные переходы выполняются большой площади, вывод коллектора соединяется с корпусом. Основание корпуса для лучшего охлаждения изготавливают в виде массивной медной пластины, которую монтируют на теплоотводе или на шасси электронной схемы. Недостатки сплавных транзисторов - сравнительно невысокая предельная частота f_a 20 МГц, значительный разброс параметров и некоторая нестабильность свойств транзистора во времени.

Сплавно-диффузионные транзисторы изготавливают сочетанием сплавной технологии с диффузионной. В этом случае наплавляемая навеска содержит как донорные (сурьма), так и акцепторные (индий) примеси. Навески размещают на исходной полупроводниковой пластине и прогревают. При сплавлении образуется эмиттерный переход. Однако при высокой температуре одновременно с процессом плавления происходит диффузия примесей из расплава в глубь кристалла. Примеси доноров и акцепторов распределяются по толщине кристалла при этом неравномерно, так как разные примеси диффундируют на разную глубину (например, диффузия сурьмы идет скорее, чем индия). В кристаллов результате образуется диффузионный базовый слой n-типа с неравномерным распределением примесей (получается «встроенное» в базу электрическое поле). Коллектором служит исходная пластинка германия p-типа. Перенос неосновных носителей через базовую область осуществляется в основном дрейфом во «встроенном» электрическом поле транзисторы, поэтому называют дрейфовыми. Толщина базы транзисторов может быть уменьшена до 0,5-1 мкм. Рабочие частоты достигают 500-1000 МГц. Широкий диапазон частот является основным достоинством этой разновидности транзисторов. К недостаткам относятся низкие обратные напряжения на эмиттере из-за сильного легирования эмиттерной области, а также трудности в разработке транзисторов на высокие напряжения и большие мощности. В последние годы при изготовлении дрейфовых транзисторов широко используется метод двойной диффузии. В этом случае базовая и эмиттерная области получают при диффузии примесей p- и r-типа в исходную пластинку полупроводника. Такие транзисторы изготавливают в виде планарных структур и меза-структур.

Диффузионно-планарный транзистор, например, кремниевый, может быть изготовлен методом диффузии примесных атомов через окна в пленке двуокиси кремния SiO_2 . Последовательность технологических операций показана на рисунке 1.32. При изготовлении планарного транзистора за основу берется пластинка кремния n-типа, которая в результирующей структуре играет роль коллектора. Пластинка помещается вначале в атмосферу паров воды или кислорода, где покрывается плотной пленкой SiO_2 .

Фотолитографией и последующим травлением в пленке образуются окна, через которые осуществляется диффузия акцептора-бора. В пластинке при этом

образуется слой базы p-типа. Одновременно происходит окисление поверхности. В образовавшейся пленке окиси затем вскрываются окна, через которые проводится диффузия донора - фосфора на меньшую глубину. Образуется эмиттерный слой n+-типа. Далее слой SiO_2 вновь протравливается, в отверстия напыляются контакты (A1) и методом термокомпрессии подсоединяются выводы.

Мезапланарные транзисторы изготавливают методом двойной диффузии с последующим вытравливанием определенных участков эмиттера и базы для создания активной части транзисторов в виде меза-структур. При этом уменьшаются площади переходов, снижается барьерная емкость коллектора. Мезапланарные транзисторы получают при изготовлении большой партии приборов в едином технологическом цикле из одной пластины полупроводника, поэтому они имеют малый разброс параметров. У этих транзисторов малые емкости переходов, небольшое τ_B и они могут работать на частотах до нескольких сот мегагерц.

Эпитаксиально-планарные транзисторы имеют коллектор, состоящий из двух слоев: высокоомного, примыкающего к базе, и низкоомного, примыкающего к контакту. Высокоомный слой в транзисторах n-p-n получают методом эпитаксиального наращивания пленки монокристаллического полупроводника (в данном случае - с электронной проводимостью) на низкоомную подложку, образующую коллекторную область n+. В транзисторах p-n-p эпитаксиальный высокоомный слой имеет проводимость p-типа. Таким образом, между базой и низкоомным коллектором получается слой с высоким сопротивлением. Базовую и эмиттерную области изготавливают методом двойной диффузии через окна в пленке SiO₂. В результате получают дрейфовый транзистор типа n+-p-n-n+ или p+-p-p-r+, имеющий малое объемное сопротивление эпитаксиального коллектора, небольшую барьерную емкость СК, небольшое время накопления носителей в коллекторной области и, в то же время, достаточно высокое напряжение пробоя коллекторного перехода.

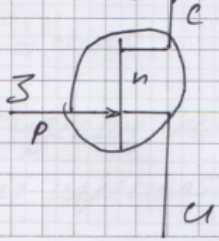
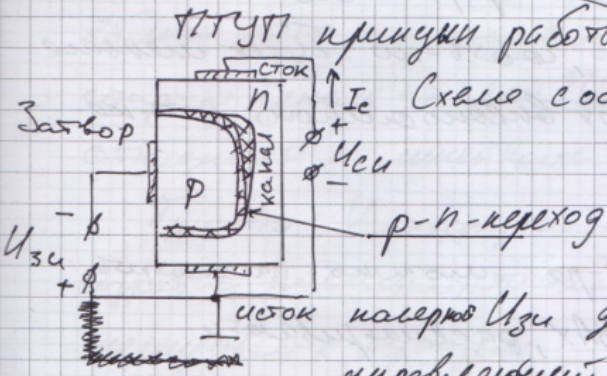
В настоящее время при серийном производстве дискретных биполярных транзисторов используют, главным образом, мезапланарную и эпитаксиально-планарную технологии. Последняя находит также широкое применение в микроэлектронике при изготовлении транзисторных структур.

Нужно в разрезе нарисовать и кратко рассказать, что к чему, какие особенности.

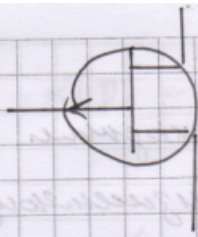
26. Принцип работы и ВАХ полевого транзистора с управляющим переходом.

~~проводим.~~
~~MOSFET-проводим MOSFET~~
~~не окисл Si~~

На рисе показано, что толщина р-п перехода больше у стока, чем у истока и при переходе от стока к истоку она плавно уменьшается (независимо от толщины пленки окисла: вблизи истока к переходу приложено $U_{зи}$, а вблизи стока $|U_{зи}| + U_{си}$)



Стрелка - направление протекания тока
 канал n-типа



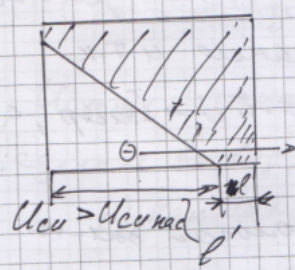
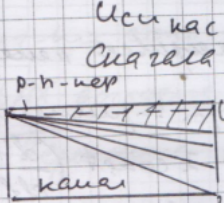
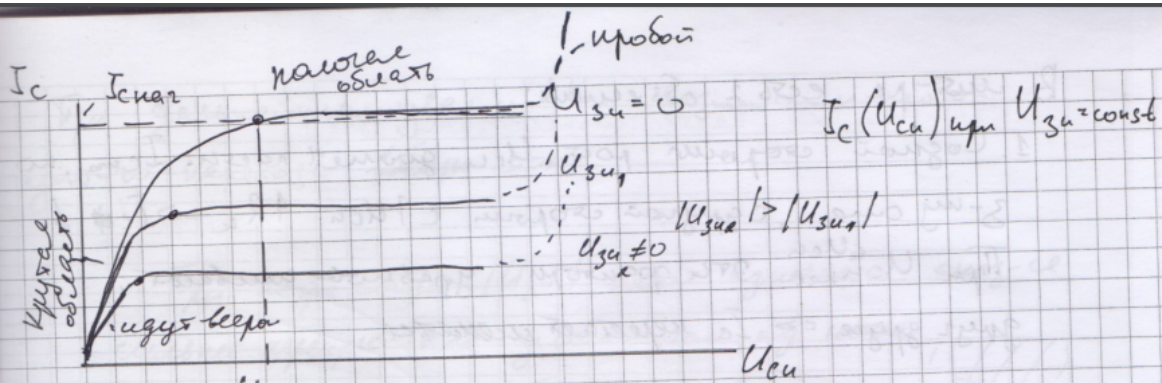
Тр-р с р-каналом

От истока оси-е кас-ли зареде итинеит свое
двиг-е через канал тр-ра и воле стоне
они зак-ит движете

С увеличением по модулю U_{30} толщине
управл-ю перехода увеличивается \Rightarrow конечная
сечение канала уменьшается, поэтому
сопротивление канала увеличивается, а ток
канале, а \Rightarrow выходной ток тр-ра I_c умень-
шается.

Важнейше пред-во канал. тр-ов замк-ся
в гораздо меньшем входном токе (где $U_{30} \approx 750$
будет обратный ток управ-ю перехода) \Rightarrow возможное
сопр-е управ-ю в канал тр-ре может
быть очень высоким, соотв-но будет меньше
уровней при работе от высокоомного сет-ка
сигнале.

Свойства канал. тр-ра можно рассмотреть
с помощью семейств ВАХ, рассматриваются
Выходные ВАХ и ВАХ передат.



Сначала рассмотрим вых ВАХ где $U_{зи} = 0$
 При $U_{си}$ (малых) толщина p-и пер.
 вблизи сток возрастает сравн-но слабо,
 это значит, что осн-е часть канала
 ост-се непрерывной и сопр-е канал
 меняется незначительно. поэтому
 канал все еще крутой области
 хорошо аппроксимируется прямой
 линией, следовательно ток I_D растет

При дальнейшем увелич $U_{си}$ толщина возр-ст
 сильнее \Rightarrow канал сильнее непрерыв. управ. переходом
 вблизи стока, что приводит к более заметному
 сопр-ю канала \Rightarrow при $U_{си} \Rightarrow U_{си,нас} \Rightarrow$ хв ВАХ отклоняется
 от линейности.

При $U_{си} = U_{си,нас}$ толщина уп-го пер-да
 возрастает на столько, что канал у стока практически
 перешивается кероходам.

$$\frac{\Delta U}{\Delta l} \approx const$$

Видим, на тр-ре при $U_{си} > U_{си,нас}$ ток
 стока перестает меняться \Rightarrow ВАХ выходит на горизонталь.

В мх-ре есть 2 объяснения:

1. С одной стороны рост $U_{си}$ дает рост $I_{сн}$, но
з-ту она, с другой стороны с $I_{сн}$ $\rightarrow R_k \Rightarrow I_{сн} \downarrow$
При $U_{си} \leftarrow U_{си}$ эти факторы уравновешивают
друг друга $\Rightarrow I_c$ не меняется.

2. При $U_{си} > U_{си,крит}$ зар-й пер-д непрерывно канал
устья не \downarrow , обеспечивается, что при изменении $U_{си}$
вместе с ним пропорционально, $\frac{\Delta U}{\rho} \approx const \left(\frac{dU}{d\rho} = E \right)$,
 $I_{сн}$ обр-се по-уми зареде, которые совершают
электрону пер-д в области стени под действием
эл-го поле в непрерывной части канала и т.к.
напр-во эл-го поле оста-е по-и $\Rightarrow I_{сн}$, а
значит $I_{сн} = const$.

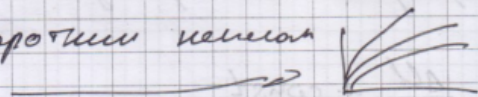
В реал. тран-х вых. хар-ке в нижней обл-ти
имеет некоторое отклонение от горизонтали, т.е. при
 $U_{си} > U_{си,крит}$, I_c прог-ет уб-е, но незначительно.

С ростом $U_{си}$ уменьш-е длина непрерывной ~~части~~
части канала (l'), сопр-е которой уменьшается, что
приводит к доп росту выходного тока.

Если $l' > l$, то отклонение невелико

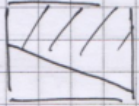
Если при ум-и $U_{си}$ соот-е $\frac{l'}{\rho}$ мей-е в широких
пределах, то ВАХ сильнее откл-е от горизонтали,
(бывает в полев. тр-х с коротким каналом)

с хар-ми таими



При дальнейшем увеличении $U_{си}$ возможен переход упр-го перехода вблизи стока

При более сильном [изгибе] канала изгиб сильно оказывается сильнее перегиба как у стока, так и у истока, из-за сопр-е канала больше и выходная ВАХ выходит изогнутой корд. более пологий.



Переходные каналы вблизи стока происходят при меньшем $U_{си}$

С ростом $U_{си}$ пологие области ВАХ переходят к

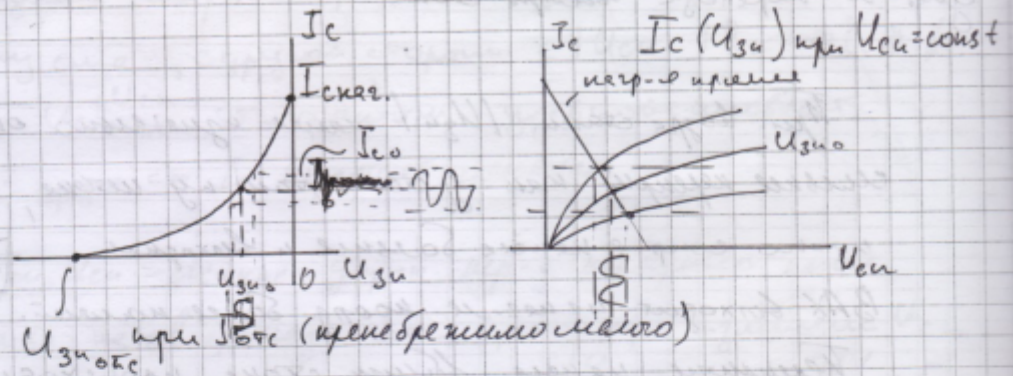
истоку из анализа семейств вих ВАХ можно сделать вывод, что пологая тр-р можно использовать

1) Как эл-ны упр-е сопротивление - при малых $U_{си}$ не изогн. из-за ВАХ-прямая линия, при этом незнач. $U_{си} \Rightarrow$ сопр-е тр-ра сопр-е $U_{си}$

Стоит отметить, что кат. тр-р в режиме упр-го сопр-е всегда обладает некоторой нелинейностью и может считаться элементом нелинейного резистора.

2) В каждой области тр-р - источник тока упр-й напряженности. Т.е. есть нелинейность \Rightarrow неидеал. ток неидеален.

ВАХ-ке переход (проходная ВАХ)

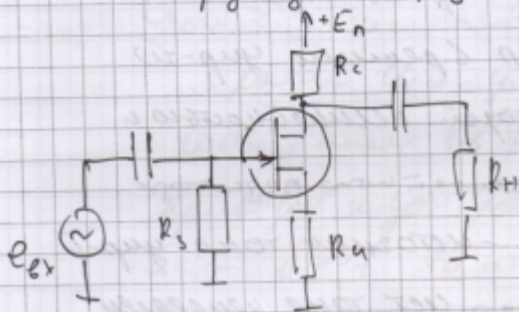


U_{gs0} - U_{gs} при котором I_c уменьшается до пренебрежимо мало, но строго определенного значения, например для малых I_c $U_{gs0} \approx U_{gs} - \sqrt{I_c / S}$

$I_{раб} = 1-10 \text{ мА}$ U_{gs0} опре-е при $I_c = 1 \text{ мкА} = I_{с0}$

$$I_c = I_{сmax} \left(1 - \frac{U_{gs}}{U_{gs0}}\right)^2$$

По ВАХ перейти может быть опре-е ел
при этом в различных точках: $S = \frac{dI_c}{dU_{gs}} \Big|_{U_{ds} = \text{const}}$



$$S = S_{max} \left(1 - \frac{U_{gs}}{U_{gs0}}\right)$$

Почему именно так проходят ВАХ?

Каким образом себя ведут выходные хар-ки?

Откуда берётся крутая область?

Почему в результате транзистор переходит на пологую область?

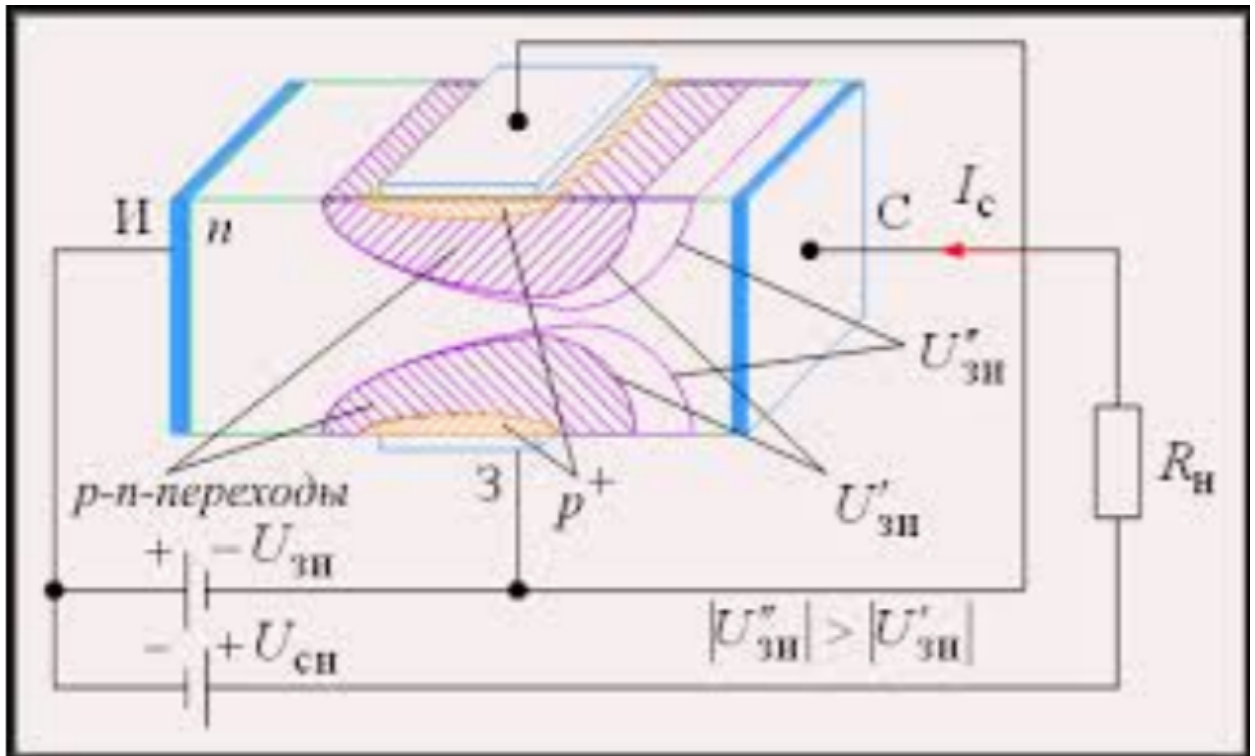
Упомянуть пробой.

Принцип работы по Бутенко:

При изменении напряжения на затворе, изменяется толщина управляющего перехода, что влечет за собой перекрытие канала транзистора. При увеличении модуля запирающего напряжения толщина р-п перехода увеличивается, площадь поперечного сечения канала уменьшается что приводит к росту сопротивления канала и соотв. уменьшается ток.

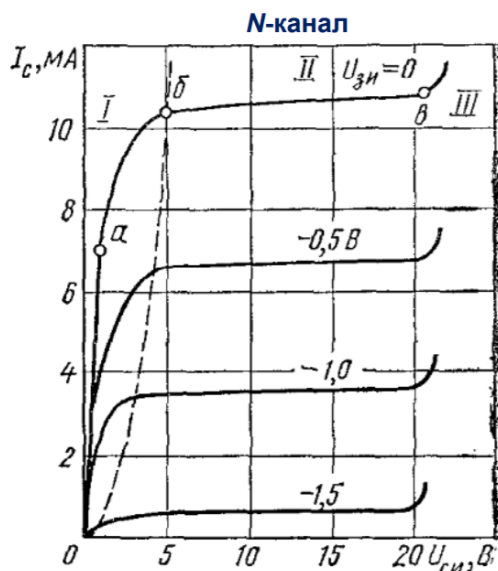
(Теперь тоже самое только чуть более официально и умно+ пикча от шакалов)

(При изменении напряжения $U_{зи}$ (обратного для p-n-переходов) меняется ширина p-n переходов транзистора за счет изменения толщины запирающего слоя, а \Rightarrow изменяется поперечное сечение токопроводящего канала и его проводимость, и в конечном итоге, выходной ток стока I_c транзистора.)



Вольт-амперные характеристики ПТ с управляющим p-n-переходом

1. Стоковые (выходные) характеристики.



Область II используется в усилительной технике. Штриховой линией показаны напряжения перекрытия канала.
III. Область лавинного пробоя.

$$I_c = f(U_{зи}) \Big|_{U_{си} = \text{const}}$$

Три области:

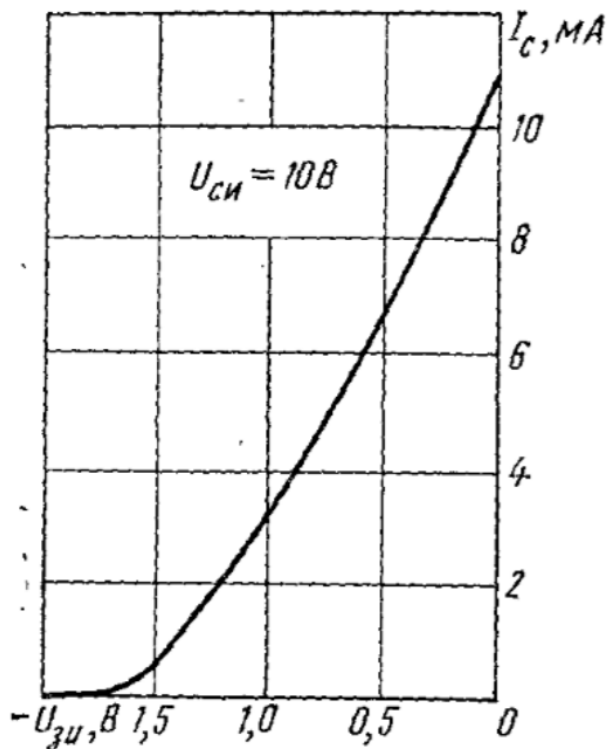
- I. Начальная область.
- II. Пологая область.
- III. Область пробоя.

I. Начальная область. Ток I_c меняется практически линейно (участок 0-а). Канал транзистора еще не сомкнулся и напряжение $U_{си}$ растет быстрее, чем сопротивление канала. Данная область используется, когда **полевой транзистор используется в качестве управляемого сопротивления**.

II. Пологая область. В точке б переходы смыкаются. На участке а-б по мере возрастания $U_{си}$ влияние сопротивления канала на ток I_c все больше и больше возрастает. Начиная с точки б, увеличение $U_{си}$ ведет к увеличению сопротивления канала. Таким образом имеют место два взаимно противоположных процесса: начиная с точки б, с одной стороны, увеличивается $U_{си}$ \Rightarrow ток I_c возрастает; с другой стороны, увеличение сопротивления канала ведет к уменьшению тока I_c .

Примечание : Первую область по Бутенко надо называть "крутой" (в противоположность 2й-пологой) .

N-канал



2. Стоко-затворная характеристика (По Бутенко - характеристика передачи).

Характеризует принцип работы транзистора: чем больше U затвор исток, тем больше ток истока. Данная зависимость является нелинейной.

По данной характеристике снимаются параметры:

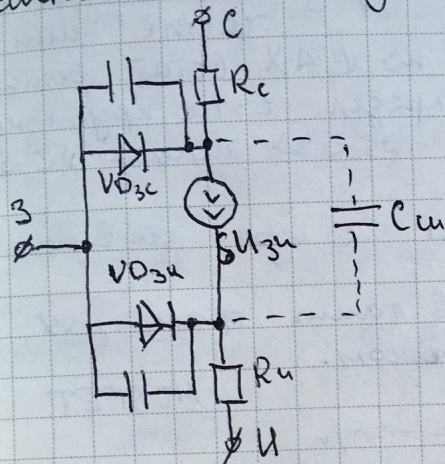
1. Крутизна - основной параметр полевого транзистора, который характеризует его усилительные св-ва.
2. Напряжение отсечки - напряжение при котором ток стока падает до оговоренного значения близкого к нулю (в идеале ноль, но "нуля в природе нет"). Уровень к примеру 1мкА. Главное, чтоб было на

несколько порядков меньше чем рабочие токи.

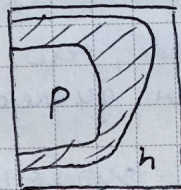
27. Эквивалентные схемы полевого транзистора с управляющим переходом (формальная, физическая, нелинейная).

Эквивалентная схема полевого транз-ра

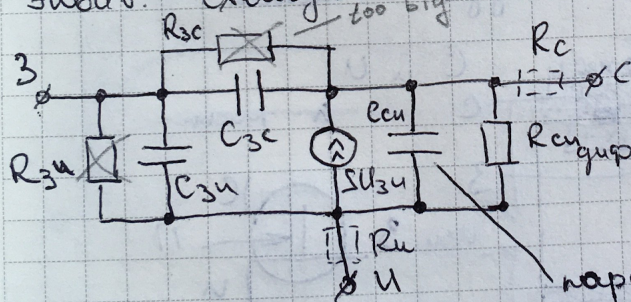
По аналогии с бипол. транз. для полевого мб разные схемы. В част-ти для большой сигнала схема должна быть нелинейной.



Поведение управ. перехода упр. двумя диодами. V_{D3c} модел. поведение перехода вблизи стока, $V_{D3и}$ - вблизи истока



При работе на пост. токе и низких частотах ёмкости можно не учитывать. Если транз-р раб. в режиме малого сигнала, он мб заменён на физич. или формальную эквив. схему.



для учёта шума вх. хар-к транз-ра в данной обл.

паразитная ёмкость

Для полев. транз-ра у кот. вх. и вых. цепи высокоомные оптимально применение y -параметров (опр. при КЗ по перем. току)
 $S \approx y_{21}$; $y_{22} \approx 1/R_{eqдр}$

С ↑ частота полев. транз-р теряет усилит. св-ва, что опред-ся величиной ёмкостей

управл. перехода, а также тем, что
крутизна имеет комплексной хар-р. (с ↑ част-той
модуль крутизна ↓, возвл. фазовый сдвиг)

$$S = \frac{S_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_s}}$$

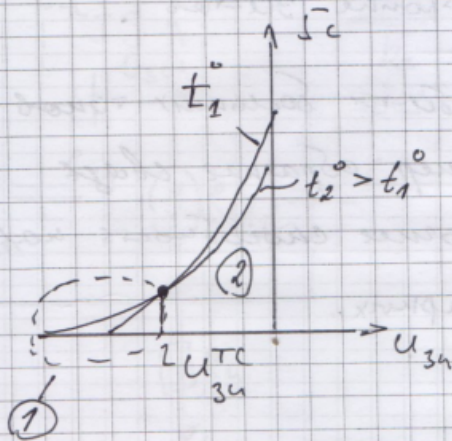
$$|S| = \frac{S_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2}}$$

S_0 - крутизна на низкой
частоте или
по ВАХ (стат. режим)

ω_s - предел ч-ты крутизны:
где $\omega_s \ll \omega$ меньше $\sqrt{2} \cdot S_0$.

28. Температурные свойства полевого транзистора с управляющим переходом.

Выведем температурные свойства пол. тр-ра.



При изменении t° ток стока пол. тр-ра ~~зависит~~ ^{монотонно} зависит, т.к. действует несколько факторов, по-разному влияющих на изменение I_c

1) $t^\circ \uparrow \Rightarrow \psi_k \downarrow \Rightarrow \text{высота барьера} \downarrow \Rightarrow I_{\text{перехода}} \uparrow \Rightarrow I_c \uparrow$, эффект доминирует при малых I_c (область ①)

2) Увеличение температур, темнее с ростом t° в следствии уменьшения подвижности носителей заряда $\Rightarrow I_c \downarrow$, доминирует в области относительно больших токов (область ②)

\Rightarrow Если некоторые области где эти факторы компенсируют друг друга, есть термостабильные точки с хорошей компенсацией, то $I_{\text{сток}}$ в этой точке не зависит от t° .

Некоторые не компенсируемые процессы, и др. тр-ра в термостаб. точке не имеют, т.к. крутизна в этой точке не велика, будут мелкие усилит. св-ва, с во ~~вторых~~ термостабильных точках

дле тр-ров одно и то же поле имеет
разброс \Rightarrow необходимые постройные элем-ты

При работе пол. тр-ра вобл-ти больших токов
с $\Delta T^{\circ} \text{Isb}$, т.е. отриц. темпер. обратное связь
т.о. объясн. что перегрузочные способности пол.
тр-в выше, чем у биполярных.

Имеются два эффекта:

1. Зависимость подвижности носителей зарядов от температуры.

С ростом температуры подвижность носителей заряда падает, что увеличивает сопротивление канала. Это вызывает закономерное падение тока истока.

2. Зависимость контактной разности потенциалов от температуры.

С ростом температуры контактная разность потенциалов падает, что уменьшает толщину канала и вызывает рост тока истока.

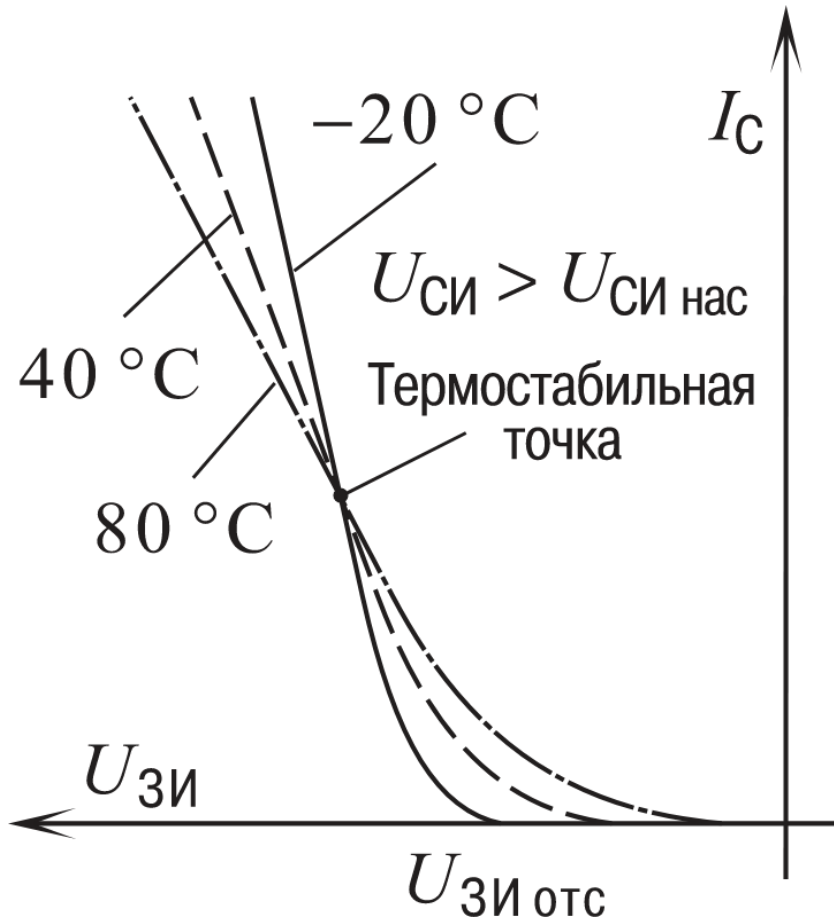
Оба этих явления протекают одновременно но с разным весом:

В области больших токов большее влияние имеет подвижность носителей, что приводит к падению тока при росте температур в области больших токов.

В области малых токов- наоборот ток стока растет при росте температур.

Эти свойства приводят к "вращению" характеристики передачи вокруг термостабильной точки.

Используйте пикчу на свой страх и риск.



В электронике не часто применяют св-ва термостабильной точки. Можно было бы поместить точку покоя для транзистора в термостабильную точку и получить идеально термостабилизированный прибор. Но на практике это а) трудно выполнимо, так как точка различна для разных приборов и такая подгонка приводит к дополнительным затратам б) неэффективно из-за плохих усилительных свойств транзистора в данной точке из-за близости напряжения отсечки (в данной области транзистор имеет малую крутизну \rightarrow малый коэфф. усиления). Авторское "плохо".

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

Полевые тр-ри с индуцированным каналом

Разновид.

1. Тр-ри со встроенным каналом: канал, или область между С и Ч создается при уз-ом тр-ре.
2. Тр-ри с индуцированным каналом: при уз-ом канал не создается. Канал образ-ся при подаче напряж. на затвор, превышающего некоторую пороговую знач-е.

Во всех разновид-х канал образ-ся от затвора тонким слоем толщиной \rightarrow канал (МДПТ) МОПТ

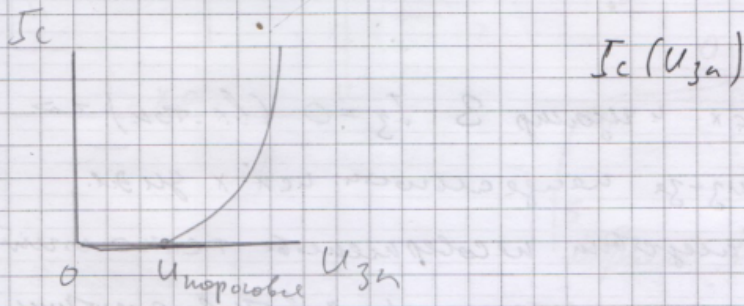
Пос. тр-р с индуцированным каналом

При $\uparrow U_{зи}$ (для n-кан. тр-ра $U_{зи} > 0$) все больше элект-нов из С и Ч обр-т движ-ся впр-во по з-затвору и одновременно все больше дырок отбрасыв-ся от з-затвора

Kroyter

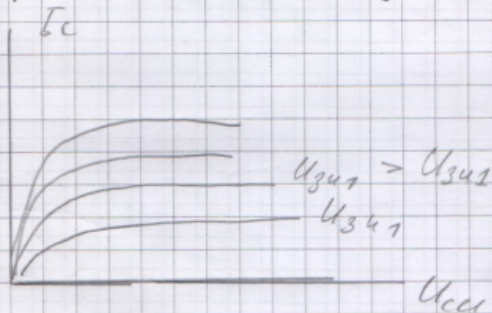
С ростом U_{3n} попу-е $e^{-\text{воз}} \uparrow$, а попу-е $e^{-\text{вырост}} \downarrow$
 При $U_{3n} > U_{\text{пороговое}}$ попу-е обр-се только область
 в которой попу-е e^{-} \rightarrow Большая попу-ли групп, соединенная
 СиИ (канал тр-ра)

При дальнейшем $\uparrow U_{3n}$ происходит обогащ. канал
 эл-ны \rightarrow \downarrow \rightarrow $I_{\text{с}} \uparrow$



В основном от тр-ра соответ. кинемат. \rightarrow \rightarrow
 работает только вращение обогащ., и работает
 на нормальном заперте

$U_{3n} < 0$ (н-канал) режим обрыва $I_{\text{с}} \approx 0$
 при $U_{3n} > 0 \rightarrow$ обогащение и $I_{\text{с}} \uparrow$



Вых ВЛХ при $\uparrow U_{3n}$ расширяет все выше
 и увеличивается коор. выходы все выше и выходы
 пог. большим U_{3n} .

Если подложка имеет отдельный вывод, то ее можно использовать как второй затвор. Поскольку Π направлена вниз, а n — вверх, то можно использовать толщину между Π и каналом $= \Delta$. I_c будет зависеть, как было под. Фрак сур-м переходом.

В уг. Фрак и шир $I_z = 0$ (вх. ток) $\Rightarrow R_{вх} = \infty$, но из-за неидеальности иск-х диэл., а также вследствие несовершенства технологий могут наблюдаться ток утечки по пов-ти диэлектрика из-за чего $R_{вх}$ Фрак $\neq \infty$ и на вх. заветах $R_{вх}$ зон-но уменьш-ся из-за вшнне $C_{зв}$, $C_{св}$, но несмотря на это $R_{вх}$ очень ~~большое~~ большое.
 $I_{вх} \approx 1 \text{ нА}$

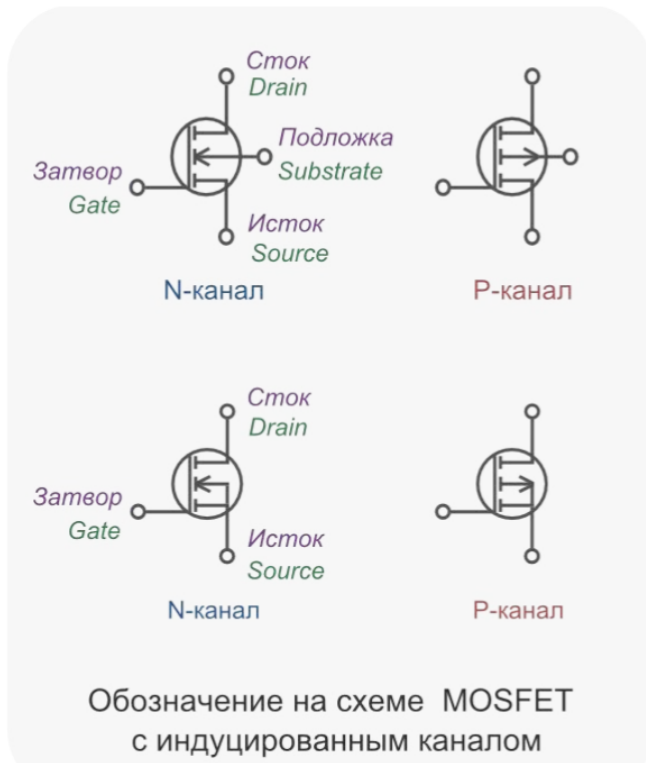
Это транзистор с изолированным каналом. Другое обозначение данной группы: МДП (МОП) – структура: Металл – Диэлектрик (Оксид) – Полупроводник.

Полупроводник – кремний. Диэлектрик – оксид кремния SiO_2 . Благодаря диэлектрику МДП-транзисторы обладают высоким входным сопротивлением

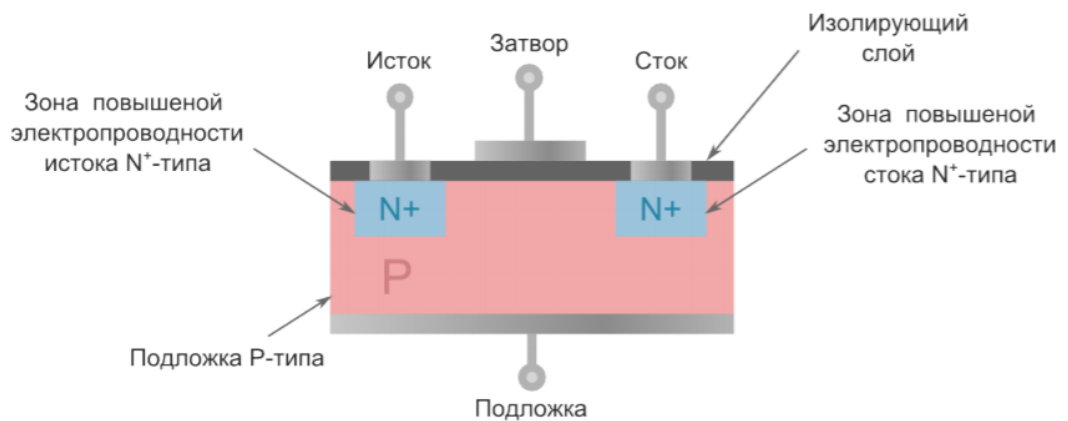
$$r_{вх} = 10^{12} \div 10^{14} \text{ Ом.}$$

Принцип действия МДП-транзисторов основан на изменении проводимости приповерхностного слоя полупроводника на границе с диэлектриком под действием электрического поля. Этот приповерхностный слой полупроводника является токопроводящим каналом. МДП-транзисторы выполняют 2 видов: - со встроенным каналом; - с индуцированным каналом. В общем случае МДП-транзисторы имеют дополнительный электрод (подложка), соединенный с подложкой исходного

полупроводника и выполняет вспомогательную функцию.

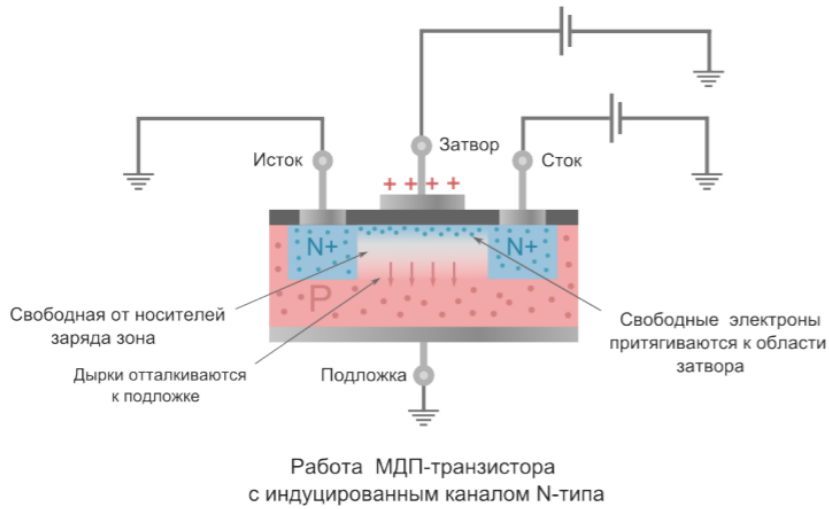


МДП-транзисторы с индуцированным каналом. Устройство



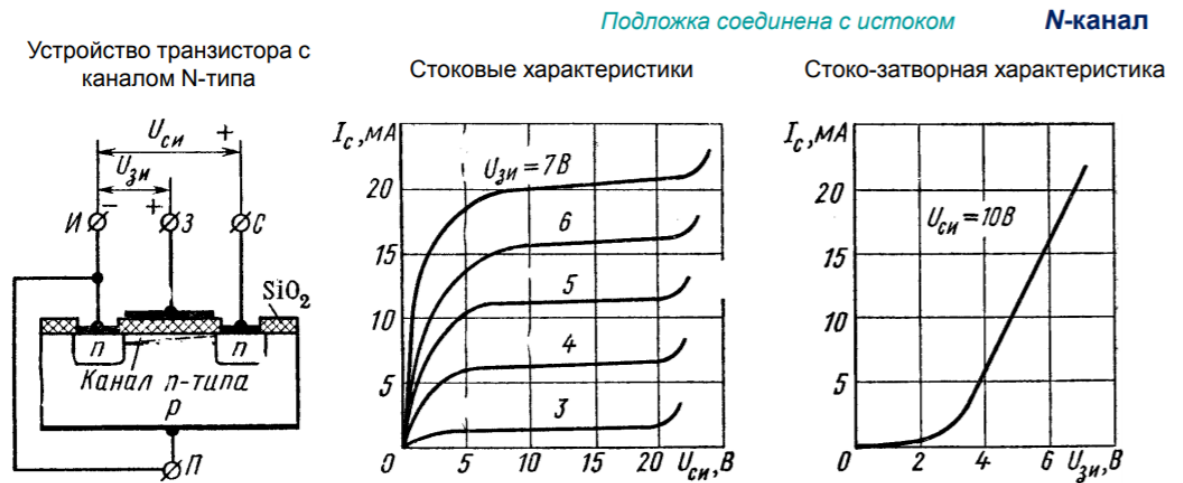
Устройство МДП-транзистора с индуцированным каналом N-типа

МДП-транзисторы с индуцированным каналом. Принцип действия



В данном типе транзисторов токопроводящий канал не создается, а образуется (индуцируется) за счет притока электронов из *p*- и *n*-областей истока и стока в приповерхностный слой, т.е. образуется токопроводящий N-канал, который соединяет области стока и истока. Этот процесс возможен при $U_{зи} > 0$. Чем выше $U_{зи}$, тем выше проводимость канала. Очевидно, что транзистор с индуцированным каналом работает в режиме обогащения.

МДП-транзисторы с индуцированным каналом. Вольт-амперные характеристики



По виду характеристики аналогичны характеристикам транзистора со встроенным каналом и имеют тот же характер. Отличие заключается в том, что управление током I_c осуществляется положительным напряжением $U_{зи}$ (для N-канала).

Полевые транзисторы с изолированным затвором имеют крутизну S и внутреннее сопротивление r_i , примерно такие же как у ПТ с управляющим переходом. Значение межэлектродных емкостей составляет: $C_{зи} = C_{си} = 10$ пФ, $C_{зс} = 2$ пФ.

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

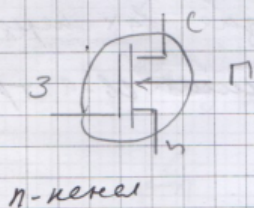
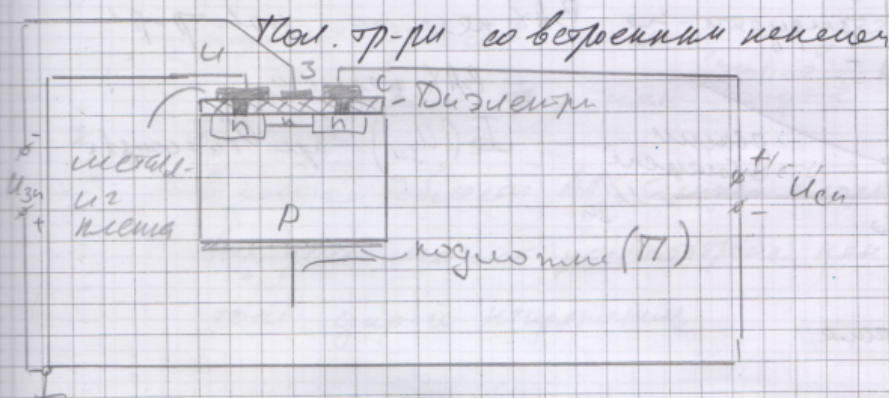
Полевые тр-ри с индуцированным каналом

Разновид.

1. Тр-ри со встроенным каналом: канал или область между С и Ч создается при уз-ии тр-ра.

2. Тр-ри с индуцированным каналом: при уз-ии канал не создается. Канал обр-ся при подаче напряж. на затвор, превышающего некоторого критического знач-я.

Во всех разновид-х канал образуется от затвора тонким слоем диэлектрика => MOSFET / MOTT



Для нем. тр-ров П и Ч

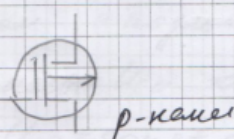
соединили выводы тр-ра

Брине - направление протекания

критического тока, جهت переход между

каналом и подложкой кол. тр-ра

~~Для~~ Аналог. стр-ру имеет тр-р с каналом p-типа.



Уменьш $U_{зи}$

и не тр-р должно податься не сам, чтобы канал между подложкой и каналом был заперт

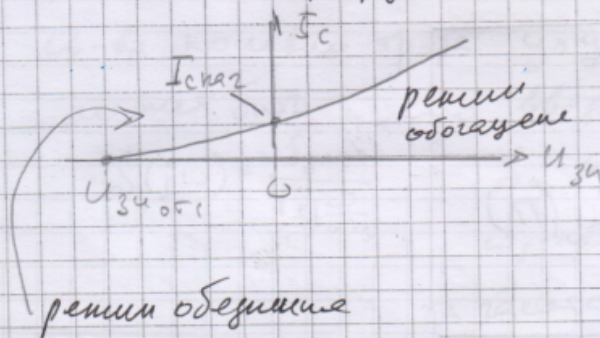
1) Режим обеднения: $U_{зи} < 0$ (где и каналы)

Тогда эл-ны из канала переходят в С и U области при этом кон-э. эл-нов в канале уменьшаются, а сопр-е канала растет $\rightarrow I_c \downarrow$ (в выключенном канале)

2) Режим обогащения: $U_{зи} > 0$ (и-канал)

е-привлеч. кон-э. потенциальной ямы, формирующей С и U области в канале. \rightarrow кон-э. е- в канале!, а сопр-е канала \downarrow

Это иллюстрируется на ВАХ переходов пол-тр-р

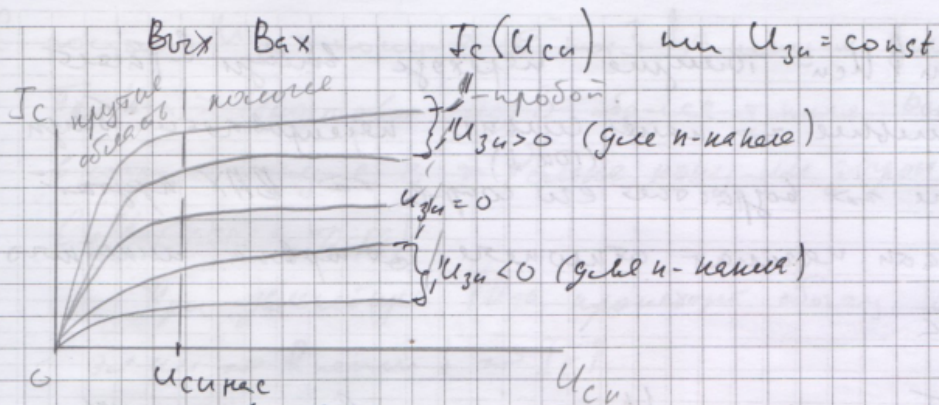


ВАХ переходов

$I_c(U_{зи})$ при $U_{дз} = const$

Аналогично сопр-е кристаллических вентилей, которые еще и характеризуются своим тр-р

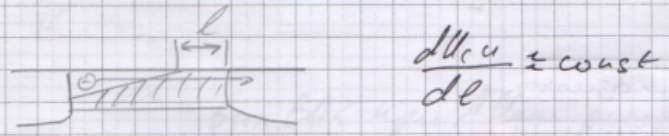
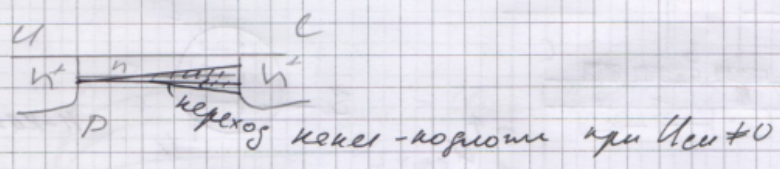
$$S = \frac{dI_c}{dU_{зи}} \left[\frac{\mu A}{W} \right] \left[\frac{q}{L} \right]$$



Вид. ВАХ имеет крутую и пологую область, при переходе из одной в другую U_{cu} возрастает пробои. В крутой области ВАХ идет по разным углам в зависимости от U_{be} .

При малых U_{cu} кривая ВАХ в крутой области хорошо аппроксимируется прямой линией, что дает возможность использовать данный тр-р как ^{упр-е} _{сопр-е}.

В пологой области ВАХ близко к горизонтальной \Rightarrow вид. этот можно рассмотреть как источник тока U_{be} -и напряжения.



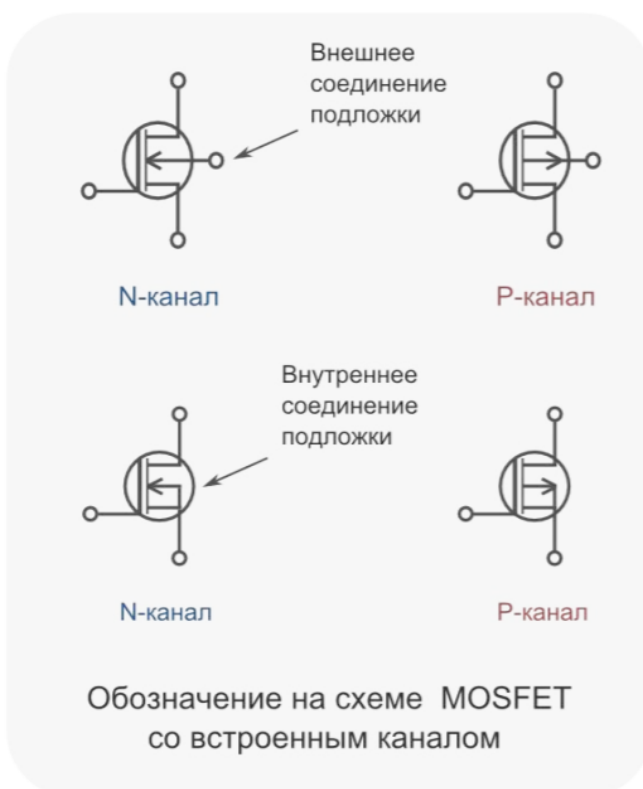
Для выходной ВАХ можно проанализировать, рассмотрим как несколько потенциальных переходов между каналами и анодными областями U_{cu} при U_{be} или U_{cu} . При малых U_{cu} потенциалы несколько разрывистые (в области), и при $U_{be} = const$ ^{Kroyter} $сопр-е$ канал остается практически неизменным.

Это транзистор с изолированным каналом. Другое обозначение данной группы: МДП (МОП) – структура: Металл – Диэлектрик (Окисел) – Полупроводник.

Полупроводник – кремний. Диэлектрик – оксид кремния SiO₂. Благодаря диэлектрику МДП-транзисторы обладают высоким входным сопротивлением

$$r_{вх} = 10^{12} \div 10^{14} \text{ Ом.}$$

Принцип действия МДП-транзисторов основан на изменении проводимости приповерхностного слоя полупроводника на границе с диэлектриком под действием электрического поля. Этот приповерхностный слой полупроводника является токопроводящим каналом. МДП-транзисторы выполняют 2 видов: - со встроенным каналом; - с индуцированным каналом. В общем случае МДП-транзисторы имеют дополнительный электрод (подложка), соединенный с подложкой исходного полупроводника и выполняет вспомогательную функцию.



МДП-транзисторы со встроенным каналом. Принцип действия

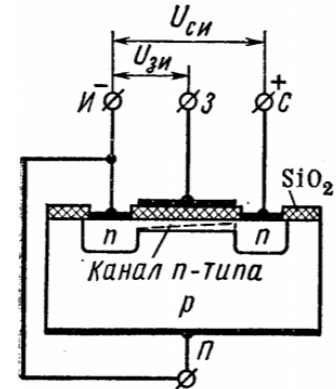
Слой SiO_2 выполняет 2 функции:

- защищает поверхность полупроводника, лежащую по краям от истока и стока;
- изоляцию затвора канала.

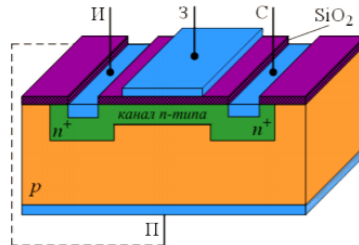
Если имеется вывод подложки, то иногда его подключают к истоку.

При $U_{зи} < 0$ поле затвора выталкивает носители заряда – электроны из токопроводящего канала, тем самым обедняя его носителями, что приводит к снижению его проводимости, а \Rightarrow и тока I_c . Данный режим работы транзистора называют **режимом обеднения канала носителями**.

При $U_{зи} > 0$ поле затвора притягивает электроны из p -области и слоев стока и истока, тем самым увеличивая концентрацию носителей заряда в канале (обогащение носителями канала), и увеличивая его проводимость, \Rightarrow ток I_c повышается. Такой режим получил название **режим обогащения канала носителями**.



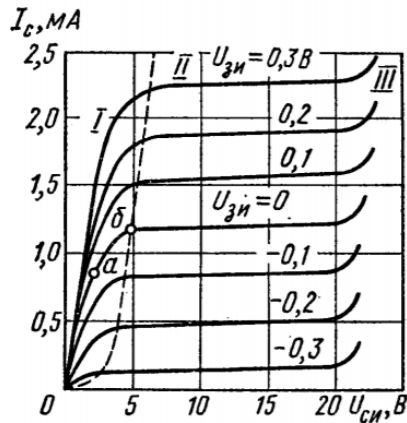
Конструкция МДП транзистора с каналом N – типа



11

МДП-транзисторы со встроенным каналом. Вольт-амперные характеристики

Стоковые (выходные) характеристики

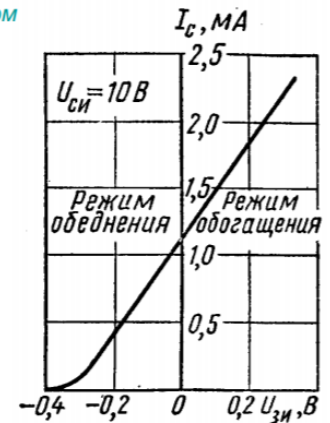


Стоко-затворная характеристика

Подложка соединена с истоком

N-канал

Стоко-затворная характеристика показывает, что управление током транзистора осуществляется разнополярным напряжением.



По своему виду характеристики похожи на характеристики полевого транзистора с управляющим p - n -переходом. Особенности характеристик:

При $U_{зи} = 0$ ход характеристики объясняется теми же факторами, что и для транзистора с p - n -перехода.

Характеристики при $U_{зи} > 0$ соответствуют режиму обогащения канала.

Характеристики при $U_{зи} < 0$ соответствуют режиму обеднения канала.

Назначение областей I, II, III соответствует приведенным для ПТ с управляющим p - n -переходом.

12

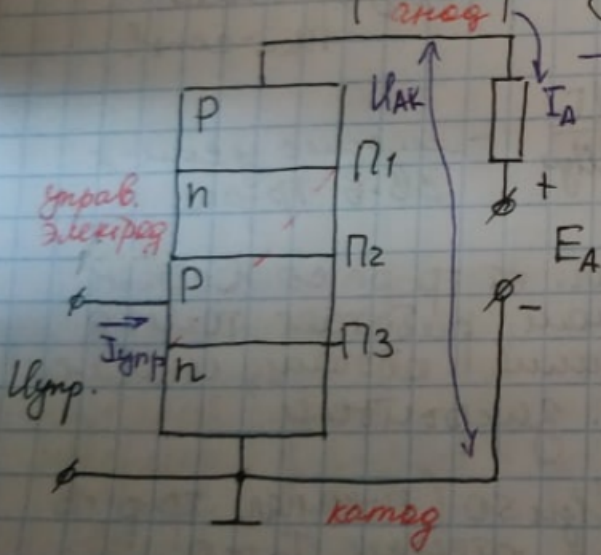
31.Тиристоры.Принцип работы, ВАХ.

27.10.20.

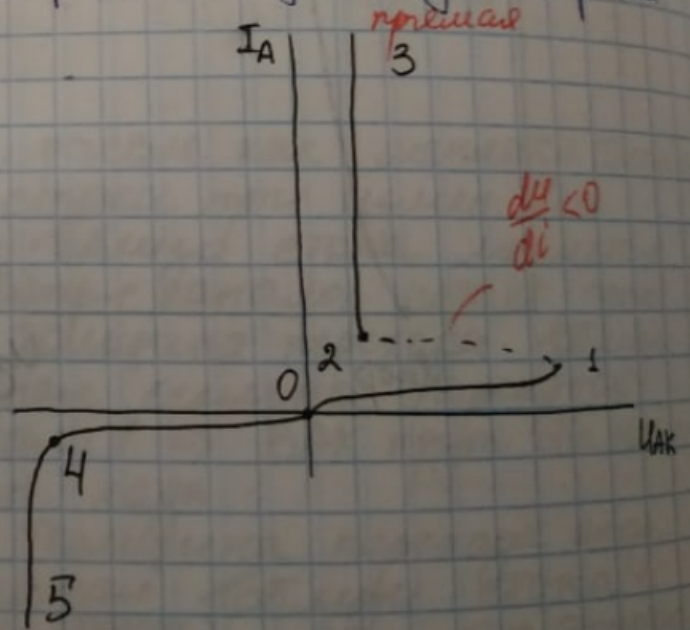
Тиристоры.

Лекция 13

• Прибор вкл. в себе 3 и более взаимн-х р-n переходов, ключевые приборы.



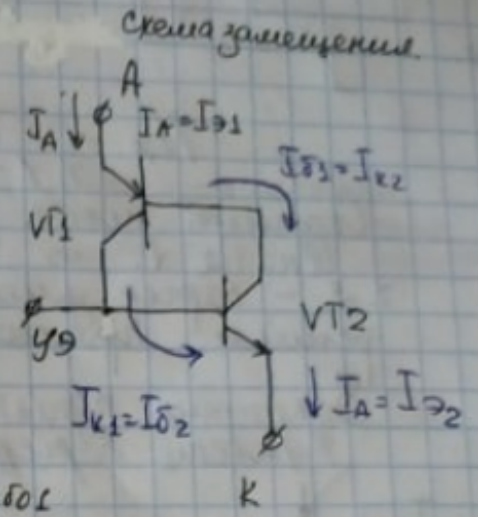
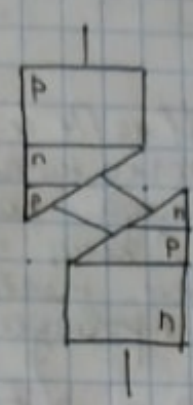
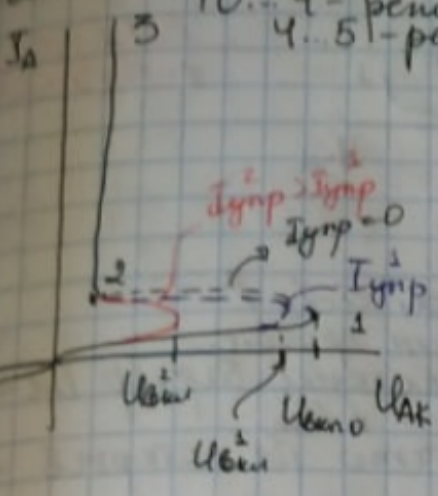
→ присоединяется - может подать короткий импульс для открытия



• неуправляемый

сер. светов

- 0. 1 - режим прямого затирания
- 1. 2 - с отриц. диод сопр-и
- 2. 3 - режим прямой проводимости
- 0... 4 - режим обратк. затирания
- 4... 5 - режим обратного пробоя



$$VT1: I_{K1} = \alpha_1 I_{\alpha 1} + I_{K\beta 01} = \alpha_1 I_A + I_{K\beta 01}$$

$$VT2: I_{K2} = \alpha_2 I_{\alpha 2} + I_{K\beta 02} = \alpha_2 I_A + I_{K\beta 02}$$

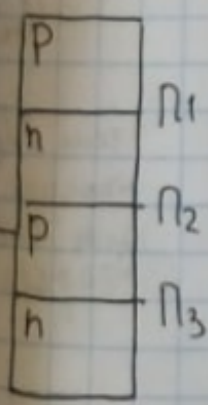
$$I_{\alpha 2} = I_A = I_{\beta 2} + I_{K2} = I_{K1} + I_{K2}$$

$$I_A = \alpha_1 I_A + I_{K\beta 01} + \alpha_2 I_A + I_{K\beta 02} = \alpha_1 I_A + \alpha_2 I_A + I_{K\beta 0}$$

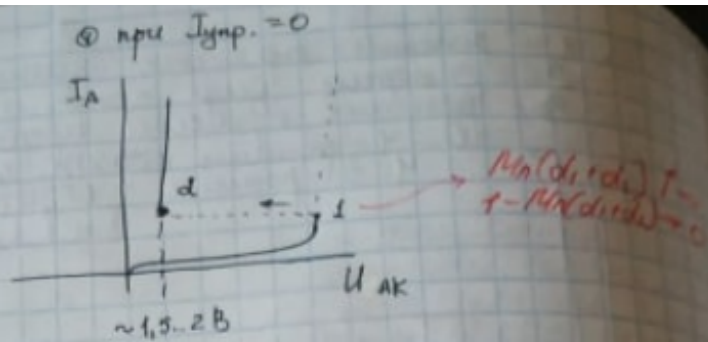
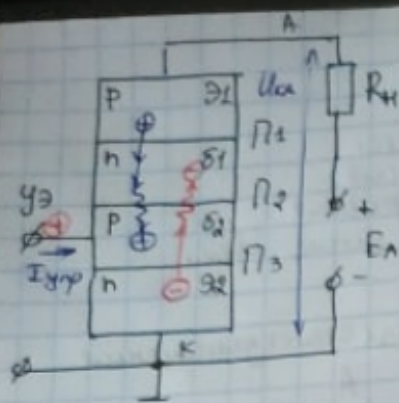
$$I_A = M_n (\alpha_1 I_A + \alpha_2 I_A + I_{K\beta 0}) \Rightarrow$$

\hookrightarrow коэф. лавин. процесс

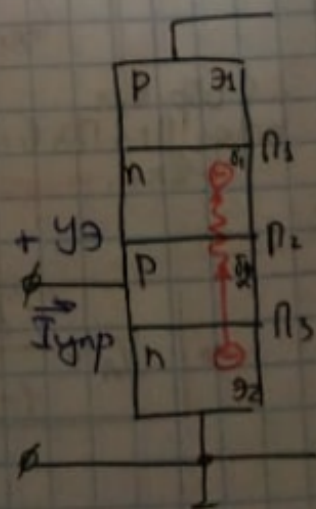
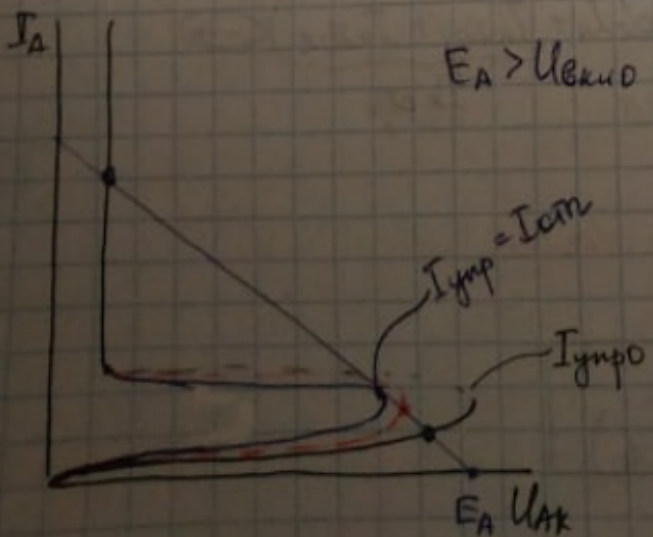
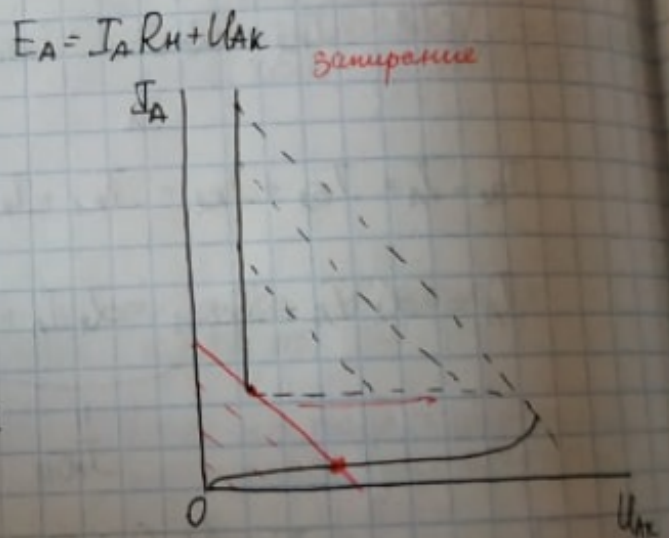
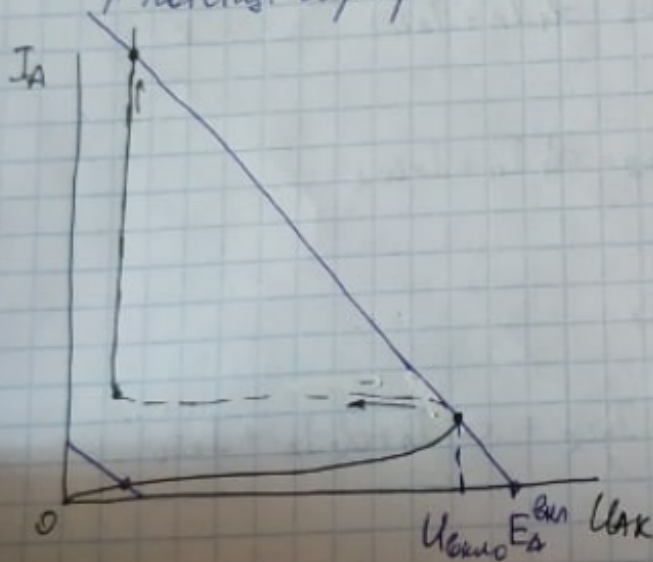
\rightarrow в обл. вкл. когда Π_1 и Π_3 в прам. обл. \rightarrow происх. лавин. процесс



$$\rightarrow I_A = \frac{M_n I_{K\beta 0}}{1 - M_n (\alpha_1 + \alpha_2)}$$



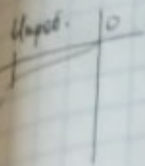
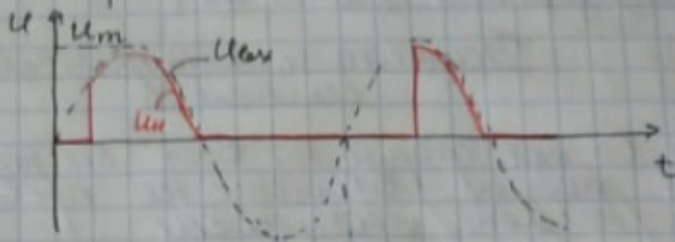
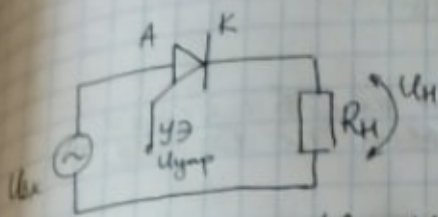
$\uparrow E_A \rightarrow \uparrow U$ на П1 и П3 $\Rightarrow d_1$ и $d_2 \uparrow$
 т. 1 - точка начала лавин. пробоя...
 Скаплив. носий заряда помеш. потенс. барьер П2 \Rightarrow
 U на П2 $\downarrow \Rightarrow \uparrow$ конц. в базах $\rightarrow \downarrow U_{AK}$
 т. 2 - барьер уменьшился настолько, что П2 открыл. \Rightarrow
 решил. прямой проводимости.
 Закрываете триодора - $\downarrow E_A \Rightarrow \downarrow U$ на П1 и П3 \Rightarrow
 \uparrow потенс. барьер П2



тем $I_{УЭ} \rightarrow$
 открытие в
 год. потенс.
 барьер П2

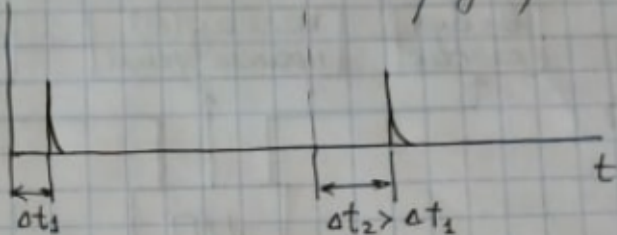
Дост-но, чтоб касание было коротким,
 чтоб занести внутр. помех. свлдо.

КУВ - кремниевой управляемый вентиль
 - делают управ. [пиристор] выпрямителем.



$U_m < U_{эмк.0}$
 $U_m < U_{ард.}$

одно-импульсная
 временно-импульсная
 регулировка мощности



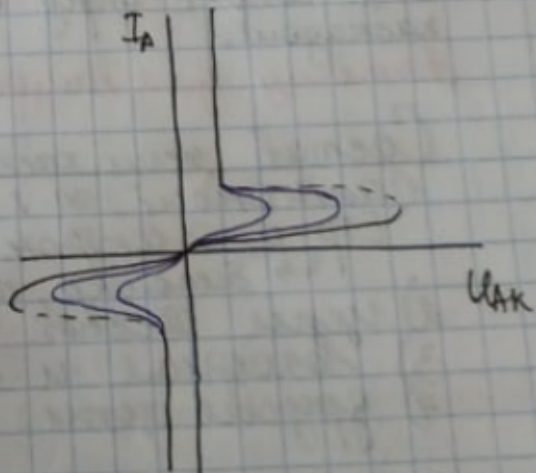
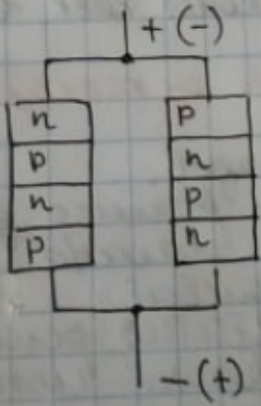
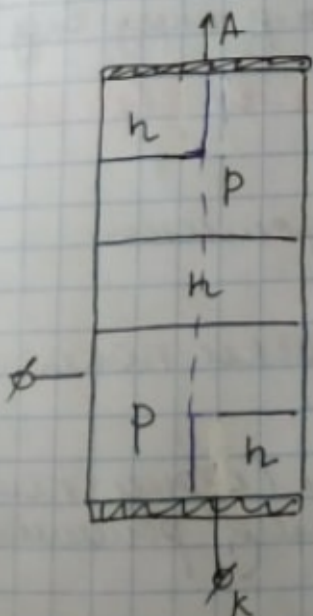
Э параметрические стабилизаторы.

$\Delta t(U_{ex}) \rightarrow P_n = const$

$\Delta t \uparrow \rightarrow \sqrt{P_n}$

⊖: создают помехи
 примен.: к 220 В ⇒ большие помехи.

симметричные тристоры-симисторы



○ Работает при обеих полярностях
 вх. напряжения.

- Э запираемое кат. м/о запереть импульсами.
- Мощный прибор, силовой
- Сравн. низкое быстродействие (открыв. дост-но быстро, а закрыв. медленно) до 1кГц
- зап-но посчитать мет-ру

Прямое включение: режим прямого запираения, режим прямой проводимости, и по каким-то причинам тиристор из одного режима переходит в другой, проскакивая участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением быстро, насколько это возможно, исходя из того, что внутри тиристора присутствует внутренняя обратная связь.

Вопрос 2

1. Основные параметры и характеристики усилителей.

В лекциях Сени усилители с 74 страницы начинаются, хз что сюда вставлять.

Лекции Лары:

Параметры и хар-ки усилителя

1. Коэф. усиления

$$K_u = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}$$

$$K_i = \frac{I_{вых}}{I_{вх}}$$

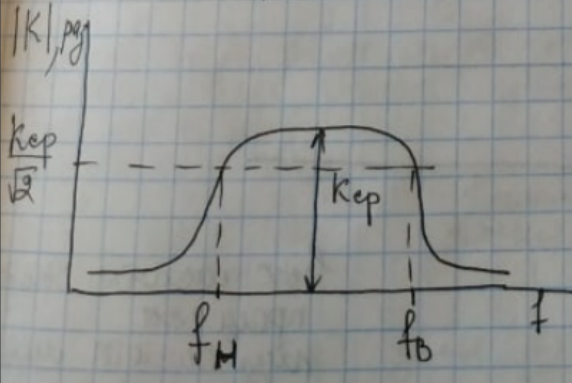
$$K_p = \frac{P_{вых}}{P_{вх}}$$

$$K [дБ] = 20 \lg \left(\frac{U_{вых}}{U_{вх}} \right)$$

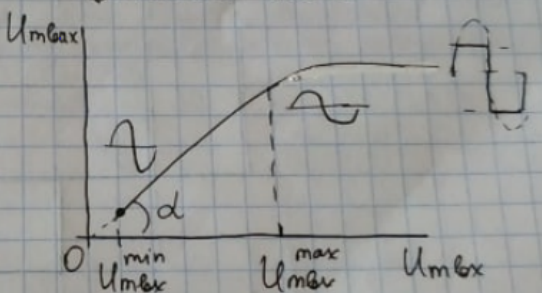
$$K [дБ] = 10 \lg \left(\frac{P_{вых}}{P_{вх}} \right)$$

Чем меньше шум, тем больше динам. инт-л.

② АЧХ



① Амплитуд. хар-ка
 $U_{mвых}(U_{mвх})$ на частоте
 в полосе частот

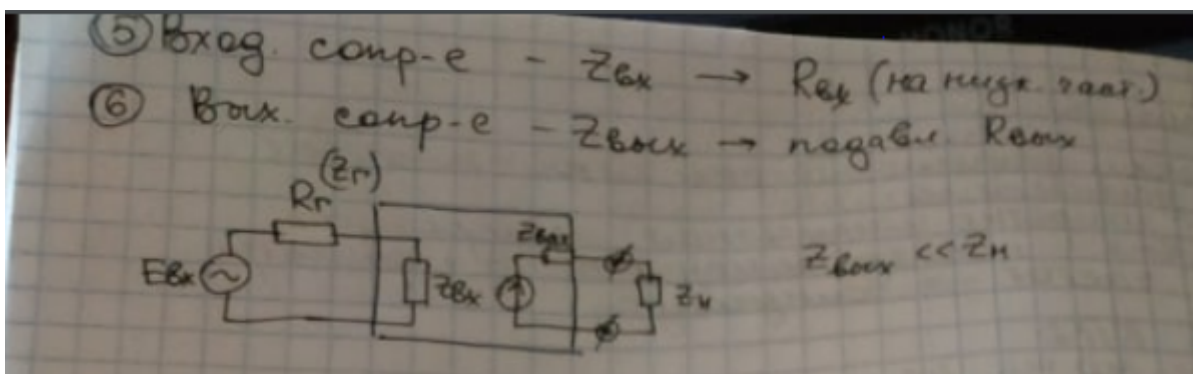


$K_u \sim \sigma \cdot \sigma d$

$$D [дБ] = 20 \lg \left(\frac{U_{mвх}^{max}}{U_{mвх}^{min}} \right)$$

③ ААЧХ
 $K [дБ] (f)$

④ ФЧХ - фазо-частот. хар-ка



https://portal.tpu.ru/SHARED/g/GREBENNIKOVVV/students/Tab1/01_Electronics_Amplifiers_2015.pdf
(слайд 6)

Усилитель — это электронное устройство, управляющее потоком энергии, идущей от источника питания к нагрузке. Причем мощность, требующаяся для управления, как правило, намного меньше мощности, отдаваемой в нагрузку, а формы входного (усиливаемого) и выходного (на нагрузке) сигналов совпадают.

В зависимости от функционального назначения усилителя различают коэффициенты усиления по напряжению K_U , току K_I или мощности K_P :

$$K_U = U_{\text{вх}} / U_{\text{вых}}$$

$$K_I = I_{\text{вх}} / I_{\text{вых}}$$

$$K_P = P_{\text{вх}} / P_{\text{вых}}$$

где $U_{\text{вх}}$, $I_{\text{вх}}$ — амплитудные значения переменных составляющих соответственно **напряжения** и тока на входе;

$U_{\text{вых}}$, $I_{\text{вых}}$ — амплитудные значения переменных составляющих соответственно **напряжения** и тока на выходе;

$P_{\text{вх}}$, $P_{\text{вых}}$ — мощности сигналов соответственно на входе и выходе. Коэффициенты усиления часто выражают в логарифмических единицах — децибелах:

$$K_U (\text{дБ}) = 20 \text{Lg} K_U$$

$$K_I (\text{дБ}) = 20 \text{Lg} K_I$$

$$K_P (\text{дБ}) = 10 \text{Lg} K_P$$

Усилитель может состоять из одного или нескольких каскадов. Для многокаскадных усилителей его коэффициент усиления равен произведению коэффициентов усиления отдельных его каскадов: $K = K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n$

Если коэффициенты усиления каскадов выражены в децибелах, то общий коэффициент усиления равен сумме коэффициентов усиления отдельных каскадов:

$$K \text{ (дБ)} = K_1 \text{ (дБ)} + K_2 \text{ (дБ)} + \dots + K_n \text{ (дБ)}.$$

Обычно в усилителе содержатся реактивные элементы, в том числе и «паразитные», а используемые усилительные элементы обладают инерционностью. В силу этого коэффициент усиления является комплексной величиной

$$\dot{K}_U = K_U \cdot e^{j\varphi}$$

$$K_U = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}}$$

где K_U — модуль коэффициента усиления; φ — сдвиг фаз между входным и выходным напряжениями с амплитудами $U_{\text{ВХ}}$ и $U_{\text{ВЫХ}}$.

Помимо коэффициента усиления важным количественным показателем является коэффициент полезного действия:

$$\eta = P_{\text{ВЫХ}} / P_{\text{ИСТ}}$$

где $P_{\text{ИСТ}}$ — мощность, потребляемая усилителем от источника питания.

К количественным показателям усилителя относятся также входное $R_{\text{ВХ}}$ и выходное $R_{\text{ВЫХ}}$ сопротивления усилителя:

$$R_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}} / I_{\text{ВХ}}$$

$$R_{\text{ВЫХ}} = |\Delta U_{\text{ВЫХ}}| / |\Delta I_{\text{ВЫХ}}|$$

где $U_{\text{ВХ}}$ и $I_{\text{ВХ}}$ — амплитудные значения напряжения и тока на входе усилителя;

$\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ и $\Delta I_{\text{ВЫХ}}$ — приращения амплитудных значений напряжения и тока на выходе усилителя, вызванные изменением сопротивления нагрузки. Рассмотрим теперь основные характеристики усилителей.

Амплитудная характеристика — это зависимость амплитуды выходного **напряжения** (тока) от амплитуды входного **напряжения** (тока) (рис. 2.2).



Рис. 2.2

Точка 1 соответствует напряжению шумов, измеряемому при $U_{вх} = 0$, точка 2 – минимальному входному напряжению, при котором на выходе усилителя можно различать сигнал на фоне шумов.

После точки 3 наблюдаются нелинейные искажения входного сигнала. Степень нелинейных искажений оценивается коэффициентом нелинейных искажений (или коэффициентом гармоник):

$$KГ = \sqrt{U_{22m} + U_{23m} + \dots + U_{2nm}} / U_{1m}$$

где U_{1m} , U_{2m} , U_{3m} , U_{nm} – амплитуды 1-й (основной), 2, 3 и n-й гармоник выходного **напряжения** соответственно. Величина $D = U_{вх\ max} / U_{вх\ min}$ характеризует динамический диапазон усилителя. Рассмотрим пример возникновения нелинейных искажений (рис. 2.3). При подаче на базу транзистора относительно эмиттера **напряжения** синусоидальной формы $u_{бэ}$ в силу нелинейности входной характеристики транзистора $i_б = f(u_{бэ})$ входной **ток** транзистора $i_б$ (а следовательно, и выходной – **ток** коллектора) отличен от синусоиды, т. е. в нем появляется ряд высших гармоник.

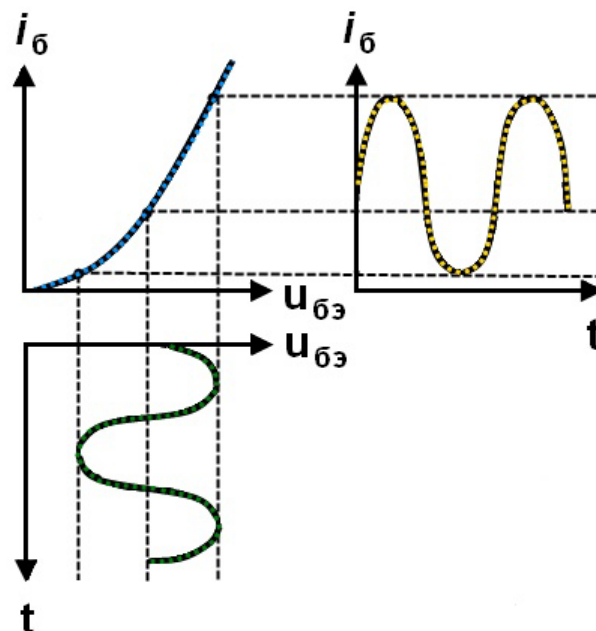


Рис. 2.3

Поэтому в многокаскадных усилителях нелинейные искажения в основном появляются в оконечных каскадах, на вход которых поступают сигналы с большой амплитудой.

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) и фазо-частотная характеристика (ФЧХ) усилителя.

АЧХ — это зависимость модуля коэффициента усиления от частоты, а ФЧХ — это зависимость угла сдвига фаз между входным и выходным напряжениями от частоты. Типовая АЧХ приведена на рис. 2.4.

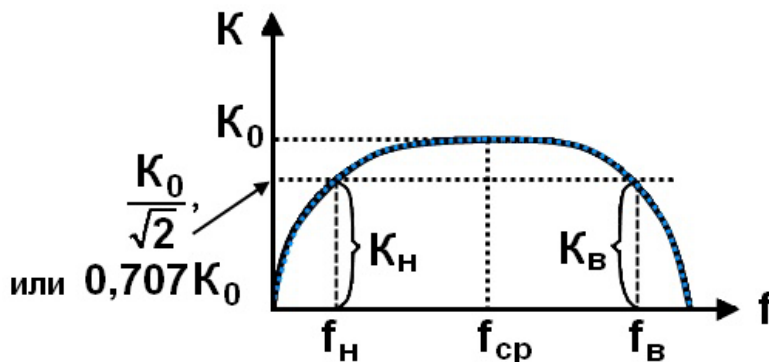


Рис. 2.4

Частоты f_n и f_v называются

нижней и верхней граничными частотами, а их разность $(f_n - f_v)$ — полосой пропускания усилителя.

При усилении гармонического сигнала достаточно малой амплитуды искажения формы усиленного сигнала не возникает.

При усилении сложного входного сигнала, содержащего ряд гармоник, эти гармоники усиливаются усилителем неодинаково, так как реактивные сопротивления схемы по-разному зависят от частоты, и в результате это приводит к искажению формы усиленного сигнала.

Такие искажения называются частотными и характеризуются коэффициентом частотных искажений: $M = K_0 / K_f$ где K_f — модуль коэффициента усиления усилителя на заданной частоте.

Коэффициенты частотных искажений $M_n = K_0 / K_n$ и $M_v = K_0 / K_v$ называются соответственно коэффициентами искажений на нижней и верхней граничных частотах. АЧХ может быть построена и в логарифмическом масштабе. В этом случае она называется ЛАЧХ (рис. 2.5), коэффициент усиления усилителя выражают в децибелах, а по оси абсцисс откладывают частоты через декаду

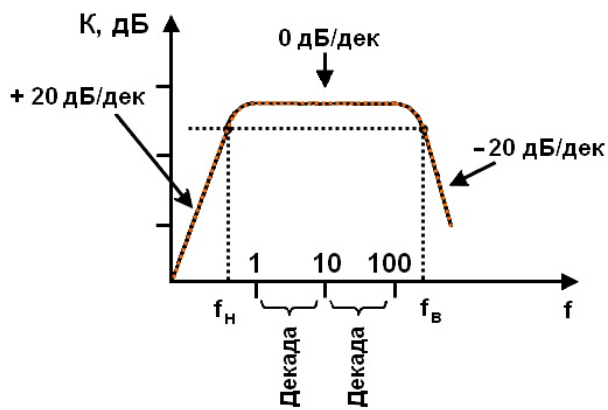


Рис. 2.5

(интервал частот между $10f$ и f).

Обычно

в качестве точек отсчета выбирают частоты, соответствующие $f = 10n$. Кривые ЛАЧХ имеют в каждой частотной области определенный наклон. Его измеряют в децибелах на декаду. Типовая ФЧХ приведена на рис. 2.6.



Рис. 2.6

Она также может быть построена в логарифмическом масштабе. В области средних частот дополнительные фазовые искажения минимальны.

ФЧХ позволяет оценить фазовые искажения, возникающие в усилителях по тем же причинам, что и частотные.

Пример возникновения фазовых искажений приведен на рис. 2.7, где показано усиление входного сигнала, состоящего из двух гармоник (пунктир), которые при усилении претерпевают фазовые сдвиги.

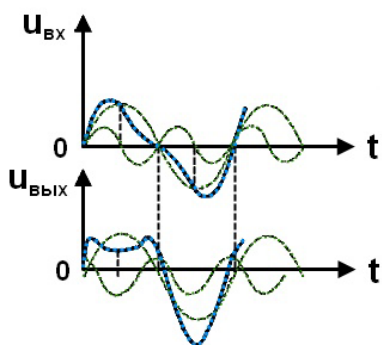


Рис. 2.7

Переходная характеристика усилителя

Переходная характеристика усилителя— это зависимость выходного сигнала (тока, напряжения) от времени при скачкообразном входном воздействии (рис. 2.8).

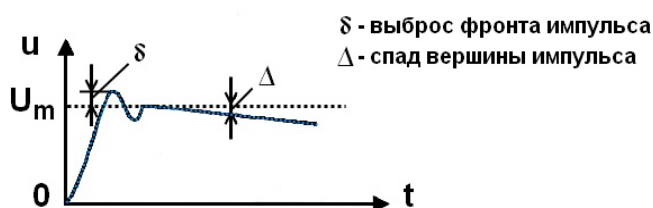
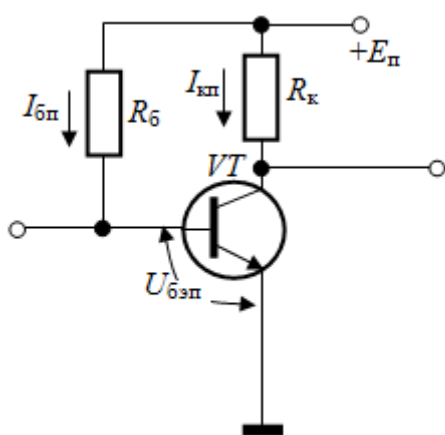


Рис. 2.8

Частотная, фазовая и переходная характеристики усилителя однозначно связаны друг с другом. Области верхних частот соответствует переходная характеристика в области малых времен, области нижних частот — переходная характеристика в области больших времен.

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

схема с фиксированным базовым током



В простейшем случае ток на базе транзистора можно задать при помощи резистора. Такой вариант задания рабочего режима транзистора называется схемой с фиксированным током базы.

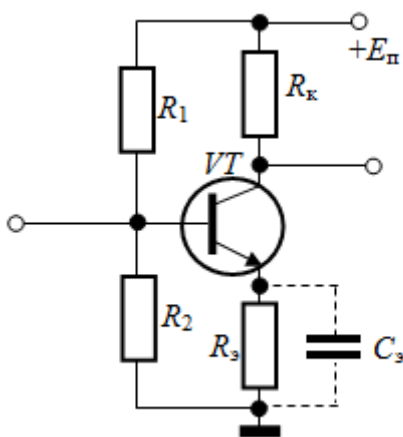
Ток задается резистором R_b , а резистор R_k задает половину питания на коллекторе транзистора VT_1 . Выбор напряжения на коллекторе, равным половине питания

усилительного каскада, связан с нелинейными искажениями на выходе схемы. При выборе напряжения больше половины питания, синусоидальное напряжение на выходе каскада будет обрезаться сверху. Это приведет к уменьшению максимального допустимого напряжения усилителя. При выборе коллекторного напряжения меньше половины питания, синусоидальное напряжение будет обрезаться снизу, что тоже приведет к снижению максимального допустимого напряжения сигнала на выходе каскада. Оптимальным является напряжение, равное половине питания схемы. При постепенном увеличении входного напряжения сигнала, синусоидальное напряжение сигнала на выходе будет одновременно ограничиваться сверху и снизу. Уровень допустимого напряжения сигнала усилительного каскада при этом будет максимальным.

“+” схема простая

“-” фиксированный базовый ток => режим работы входной цепи стабилен, а выходной - нестабилен (ещё это зависит от температуры, экземпляра транзистора)

схемы с эмиттерной стабилизацией



В схеме эмиттерной стабилизации ток через резисторы R1 и R2 задается в несколько раз больше тока базы транзистора. В результате напряжение на базе транзистора не зависит от его тока базы. Пусть за счет увеличения температуры или напряжения питания увеличится коллекторный ток транзистора. Тогда по закону Ома увеличится падение напряжения на резисторе Rэ. Напряжение на эмиттере транзистора увеличилось. Но напряжение на базе транзистора равно сумме напряжения на эмиттере и напряжения база-эмиттер транзистора:

$$U_B = U_E + U_{BE}$$

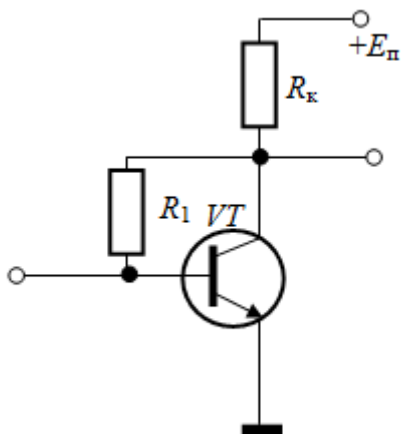
А значит напряжение база-эмиттер транзистора равно:

$$U_{BE} = U_B - U_E$$

Если напряжение на эмиттере увеличивается, то напряжение U_{BE} уменьшается, а это приводит к уменьшению базового тока. Но ток коллектора связан с током базы известным соотношением:

$$i_k = i_b \cdot h_{21э}$$

Следовательно ток коллектора тоже уменьшается до первоначального значения
схемы с коллекторной стабилизацией



Пусть ток коллектора за счет дестабилизирующих факторов увеличился (повысилась температура транзистора, увеличилось напряжение питания или в схеме применили транзистор с большим коэффициентом усиления по току $h_{21Э}$). По закону Ома на резисторе $R_2(R_k)$ увеличится падение напряжения, а так как напряжение на коллекторе равно:

$$U_p = U_k + U_{R2}, \text{ следовательно } U_k = U_p - U_{R2}$$

то напряжение на коллекторе уменьшится. Это приведет к уменьшению напряжения на базе транзистора, что вызовет уменьшение тока базы. Так как ток коллектора можно определить из выражения

$$i_k = i_b \times h_{21Э}$$

то ток коллектора тоже уменьшится и вернется к первоначальному значению. (но как говорил Бутеных, эти значения не равны друг другу, поэтому немного режим покоя меняется)

т. е. в этой схеме, если кратко : При изменении тока покоя схема сама вырабатывает какое-то компенсирующее воздействие

СХЕМЫ СО СТАБИЛИЗАЦИЕЙ РАБОТАЮТ НА ООС

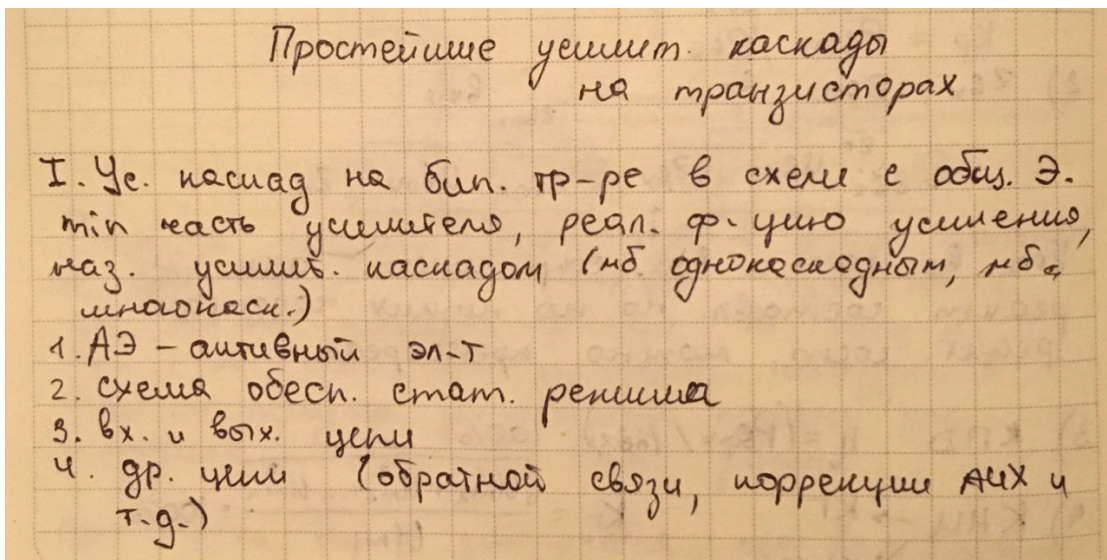
Первый модуль (семинар) + на рк была эта схема. Схема самая простая и самая плохая с точки зрения того, что она легко рассчитывается, но оказывается, что при изменении температуры ток коллектора будет болтаться туда-сюда, базовый ток не сильно будет меняться, а коллекторный гораздо сильнее. А в схеме с э-к стабилизацией коллекторный ток будет стабилизироваться, тк в этих схемах присутствует обратная связь по обратному току.

Схему с Э связью мы особенно подробно разбирали, поэтому кому этот вопрос попадётся, этот человек **обязан будет разъяснить, как в схеме с эмиттерной стабилизацией эта самая стабилизация выходного тока происходит.** Начать с того, что, допустим, из-за изменений температуры ток увеличивается и к чему это

приводит? Как схема реагирует на это и из-за чего схема пытается этот ток уменьшить? То есть формирует изменение коллекторного тока, противоположного по знаку первичному dI коллектора, из-за чего в значительной степени внешнее воздействие компенсируется. Ток выходной цепи (ток покоя?) чуть-чуть меняется (а может и не чуть-чуть), но гораздо в меньшей степени, чем в схеме нестабилизированной, где нет обратной связи. **Объяснить коллекторную обратную связь тоже было бы хорошо (а может быть даже отлично).**

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

[У Сени с 78 страницы](#)



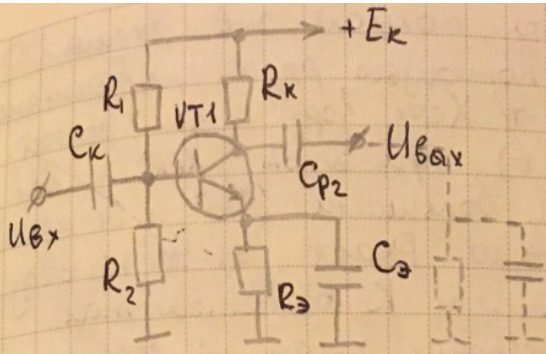
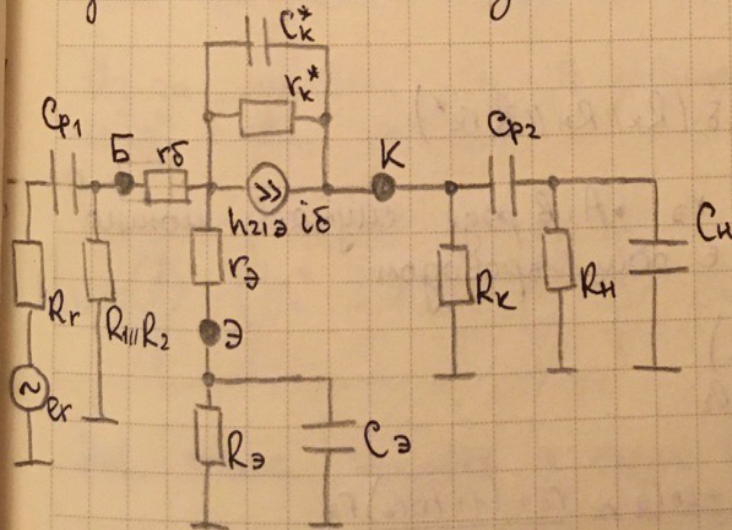


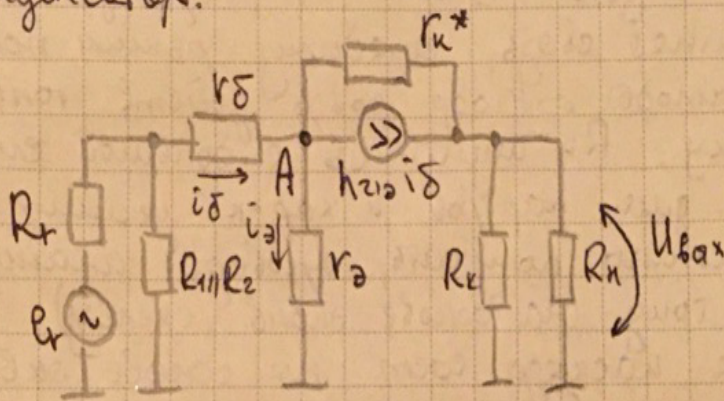
Схема с Э-связью. В этом каскаде действ. отриц. обратной связи, стабилиз. режим покоя. Для того чтобы «-» обр. связь действ. только по пост. току, R_2 шум. $C_э$ с большой ёмкостью. Расч. еостн. для нар-ров и хар-к усилит. каскадов можно получить, проведи анализ по перем. току (на основе эквив. схемы)

Экв. схема каскада сост. на основе эквив. схемы транз-ра (исп. физич. или формальной эквив. схема). Схема еост. по перем. току \Rightarrow установили пост. напр. и тока дб заменено на их диффер-ое сопр-ие, поэтому точка, к кот. подсоед. $+E_k$ соедин. с общ. проводом через внутр. сопр-ие ист. питания, кот. реально достаточно мало (в идеале $\rightarrow 0$).



Полная эквив. схема каскада, пригодная для иссл. каскада в обл. всех частот. (низких, средних, высоких)

Для цепей обл-ти по малым зив. схема МО упрощена с помощью ряда приближений. В обл. средних τ -т X_{sr1} , X_{sr2} и X_{cs} достат. малы (в идеале $\rightarrow 0$), при этом X_{sk}^* и X_{sn} остаются достат. большими (C_k^* и C_n малы) и в ~~идеале~~ идеале $\rightarrow \infty$. Реакт. эл-ты не оказ. влияния на усил. и K остается таж. Эквив. схема на средних τ -тах не содержит конденсатор.



Обычно эта дичь для ср. τ -т исл. для того чтоб найти коэф-т усиления и V_x , V_{ox} сопр-ие.

Для нижн. и верхн. τ -т нужно для того чтоб найти границы диапазона частот

$$K_n = \frac{U_{вых}}{E_r}$$

$$U_{вых} \approx \underset{\text{инверт.}}{-h_{21э} \cdot i_{\delta}} (R_k \parallel R_{n1} \parallel R_k^*)$$

Из-за малости $r_{э}$ • А в ряде случаев можно считать вед. с общ. проводом

Обычно в подобных схемах R_1 и $R_2 \gg R_{Bx}^{VT1} \Rightarrow R_{Bx} \approx R_{Bx}^{VT1}$

$$|K_n| = \frac{h_{212} (R_k // R_n // r_k^*)}{R_r + R_{Bx}} \approx \left\{ \begin{array}{l} R_r \ll R_{Bx} \Rightarrow R_r \rightarrow 0 \\ h_{212} \gg 1; r_k \text{ мало} \end{array} \right\} =$$

$$= \frac{h_{212} (R_k // R_n)}{r_k + (1 + h_{212}) r_k + R_{T30}} \approx \frac{R_k // R_n}{r_k}$$

$$R_{B0x} \approx r_k^* // R_k \approx R_k$$

Начинать с принципиальной схемы, нарисовать полную эквивалентную схему (это касается схем с ОЭ и ОИ), а дальше сказать, что в результате того, что нас интересует анализ, допустим, нижних частот, мы можем эту полную эквивалентную схему по тем или иным соображениям упростить (иногда очень даже значительно). Должны продемонстрировать то, что получается в результате.

На средних частотах для того, чтобы получить соотношение для определения коэффициента усиления вх. и вых. сопр-я, то у нас получается из полной экв. схемы более простая схема, в которой отсутствуют реактивные элементы. Можно сказать, что средние частоты как раз такие, на которых влияние реактивных элементов в схеме оказывается незначительным. Допустим, емкость разделительных конденсаторов так как достаточно большая, получается, что на средних частотах она уже настолько велика и сопротивления этих емкостей настолько малы, что мы можем их считать приближенно равными нулю, их сопротивления гораздо меньше сопротивлений элементов, с которыми вместе они работают. Одновременно другие емкости (емкость нагрузки и, допустим, выходная емкость транзисторов) маленькие и на этих средних частотах их сопротивление еще достаточно велико и приближенно можем считать это сопротивление бесконечным. Исходя из этого мы разделительные емкости и эмиттерные заменяем на короткое замыкание, а емкость нагрузки и выходную емкость транзистора просто не учитываем, тк считаем, что эти конденсаторы эквивалентные имеют сопротивление очень большое, ну и в схему просто их вносить не будем. Надо уметь показать, как выводятся коэффициент усиления, входное и выходное сопротивление. **Полную эквивалентную схему рисовать не надо.** Самое главное - эквив. схема на ср. частотах и по ней получить соотв. выражения для получения коэф. сопр. для вх. и вых. сопр. На низких или верхних частотах. Допустим, с ОЭ, сначала рисуем полную схему, а от нее переходим к частной эквивалентной схеме и по соотв. схемам показываем в итоге какие фильтры и частоты образуются. (см. 3 лабу) Что емкость нагрузки с выходным сопротивлением и

сопротивлением нагрузки образуют фильтр нижних частот, что C_{p1} образует фильтр верхних частот, с сопротивлением генератора и с входным сопротивлением транзистора, что C_{p2} образует фильтр верхних частот с выходным сопротивлением и сопротивлением нагрузки, а исходя из этого мы выражения соответствующие писали и физически надо понимать наличие этих фильтров к чему приводит, как эти фильтры обуславливают АЧХ усилителя, в состав которого они входят. Если речь идёт о повторителях (схема с ОК и ОС) то надо по назначению этих повторителей. Зачем нам повторять напряжение? На основе такой схемы можно сделать буфер, который напряжение почти повторяет, но имеет высокое входное и низкое выходное сопротивления, благодаря чему его можно включить между высокоомным источником сигнала и низкоомным входом усилителя, согласовав таким образом их с помощью этого самого повторителя. Можно добавить, что мы рассматриваем схему в режиме А, схема маломощная повторителя напряжения, но если схему сделать двухтактной (режим В или АВ), они очень хороши в усилителях мощности, тк одно из требований к усилителям мощности - низкое выходное сопротивление, и оказывается, что проще всего реализовать это требование именно применяя повторители эмиттера или истока. А чтобы усилить напряжение, надо использовать каскады, которые стоят перед выходным (входные и тд), в них надо нужного напряжения сигнал усилить, а уже дальше (схема с ОК) усиливает сигнал по току дополнительно за счет этого усилителя мощности, а напряжение повторит чуть меньше.

Коэффициент усиления напряжения каскада определяется выражением

$$K_U = -\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = -\frac{I_{\text{вых}} R_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}} R_{\text{вх}}} = -\frac{I_{\text{вх}} h_{21Э} R_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}} R_{\text{вх}}} \approx -\frac{h_{21Э} R_{\text{К экв}}}{R_{\text{вх}}}$$

где $R_{\text{К экв}}$ - эквивалентное сопротивление коллекторной нагрузки транзистора на переменном токе

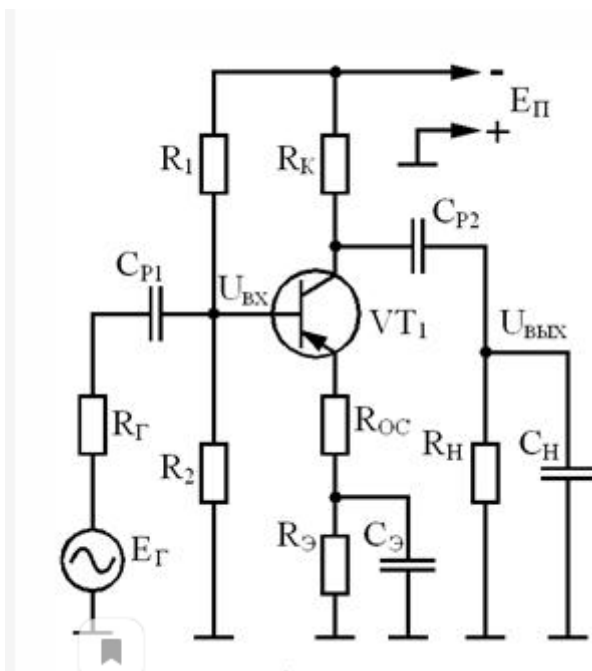
Коэффициент усиления тока каскада равен:

$$K_I = \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}} \approx \frac{I_{\text{К}}}{I_{\text{Б}}} = \frac{h_{21Э} I_{\text{Б}}}{I_{\text{Б}}} = h_{21Э}$$

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

Третья лаба. Мы одновременно строили АЧХ для 2 схем: исходная и с ООС по перем. току. У нас в эмиттерной цепи 2 резистора было и в исх. схеме эти резисторы были шунтированы конденсатором, и поэтому по перем. току эмиттер был на общем проводе, а в схеме с ООС 1 из резисторов оказывается не шунтирован конденсатором. И как раз через нешунтированный резистор образуется ООС. И чем этот резистор больше, тем глубже обратная связь, тем меньше коэф. усиления. Можно показать, что при этом будет больше входное сопротивление, выходное сопротивление увеличивается => полоса частот сужается. + см. 6 семинар

Усилительный каскад на биполярном транзисторе (схема ОЭ) с ООС по переменному току



На рисунке, а показано, как в данном каскаде может быть организована отрицательная обратная связь (ООС) по переменному току через резистор $R_{ООС}$. Сигналом ООС будет падение напряжения $U_{ООС}$ на резисторе $R_{ООС}$, создаваемое переменной составляющей эмиттерного тока, тогда $U_{БЭ} = U_{ВХ} - U_{ООС}$.

Как известно, при введении ООС коэффициент усиления усилителя уменьшается, а входное сопротивление увеличивается:

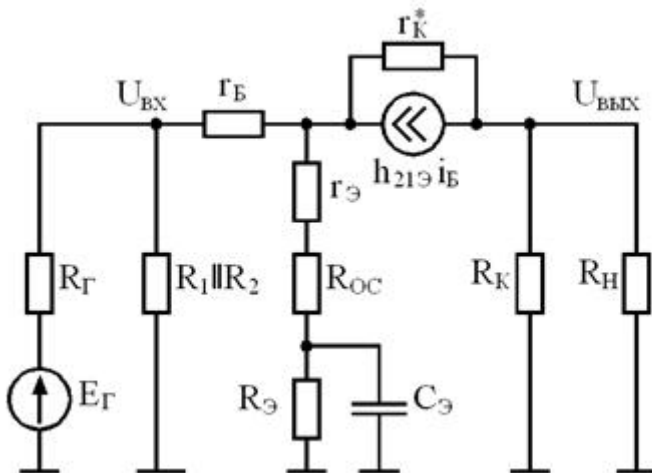
$$K_U^{ООС} = \frac{K_U}{1 + K_U K_{ООС}} < K_U, \quad r_{ВХ}^{ООС} = r_{ВХ} (1 + K_{ООС} K_U) > r_{ВХ},$$

где $K_{ООС} = R_{ООС} / R_{КН}$ - коэффициент передачи цепи ООС. С помощью эквивалентной схемы каскада с эмиттерной ООС по переменному току (рис. 5, б) можно прийти к аналогичным выводам:

$$r_{\text{вх}}^{\text{ООС}} = r_{\text{в}} + (r_{\text{з}} + R_{\text{ОС}})(1 + h_{21\text{Э}}) > r_{\text{в}} ,$$

$$|K_U^{\text{ООС}}| = \frac{h_{21\text{Э}} R_{\text{н}}}{r_{\text{вх}}^{\text{ООС}}} \approx \frac{R_{\text{н}}}{r_{\text{з}} + R_{\text{ОС}}} < |K_U|$$

Эквивалентная схема для средних частот



При введении ООС существенно снижается коэффициент усиления (угол наклона линейной части АХ к оси абсцисс становится еще меньше), однако при этом увеличивается протяженность линейного участка АХ. Последнее означает, что ООС существенно снижает нелинейные искажения.

....

Немного теории:

Источник входного сигнала и нагрузка подключены соответственно к входу и выходу каскада через разделительные конденсаторы C_{p1} и C_{p2} , поэтому данный каскад представляет собой простейший усилитель переменного напряжения. Режим покоя транзистора определяется элементами R_1 , R_2 , R_k и $R_{\text{Э}}$, причем за счет отрицательной обратной связи (ООС) по постоянному току через резистор $R_{\text{Э}}$ осуществляется стабилизация режима покоя. Для того, чтобы по переменному току в диапазоне рабочих частот ООС не было, резистор $R_{\text{Э}}$ шунтируется конденсатором $C_{\text{Э}}$.

Начинать с принципиальной схемы, нарисовать полную эквивалентную схему (это касается схем с ОЭ и ОИ), а дальше сказать, что в результате того, что нас интересует анализ, допустим, нижних частот, мы можем эту полную эквивалентную схему по тем или иным соображениям упростить (иногда очень даже значительно). Должны продемонстрировать то, что получается в результате.

На средних частотах для того, чтобы получить соотношение для определения коэффициента усиления вх. и вых. сопр-я, то у нас получается из полной экв. схемы более простая схема, в которой отсутствуют реактивные элементы. Можно сказать, что средние частоты

как раз такие, на которых влияние реактивных элементов в схеме оказывается незначительным. Допустим, емкость разделительных конденсаторов так как достаточно большая, получается, что на средних частотах она уже настолько велика и сопротивления этих емкостей настолько малы, что мы можем их считать приближенно равными нулю, их сопротивления гораздо меньше сопротивлений элементов, с которыми вместе они работают. Одновременно другие емкости (емкость нагрузки и, допустим, выходная емкость транзисторов) маленькие и на этих средних частотах их сопротивление еще достаточно велико и приближенно можем считать это сопротивление бесконечным. Исходя из этого мы разделительные емкости и эмиттерные заменяем на короткое замыкание, а емкость нагрузки и выходную емкость транзистора просто не учитываем, тк считаем, что эти конденсаторы эквивалентные имеют сопротивление очень большое, ну и в схему просто их вносить не будем. Надо уметь показать, как выводятся коэффициент усиления, входное и выходное сопротивление. **Полную эквивалентную схему рисовать не надо.** Самое главное - эквив. схема на ср. частотах и по ней получить соотв. выражения для получения коэф. сопр. для вх. и вых. сопр.

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

Усилительный каскад на биполярном транзисторе с общ. эмиттером.

① с фиксир. базовым током
 ↓
 Доста-но стабилен режим покоя вх. цепи, однако, ток покоя в вых. цепи доста-но сильно меняется при измен. t° и замена ТР-ра

② с обратн. коллект. связью
 ↓
 $1/3 R_c$ дейст. ООС, кот. $\downarrow R_c$, а кроме того стабилизу. режим ТР-ра по пост. току.
 чтоб был обеспечен из предид. схем. тупости переключ. одного из резисторов R_c к вх. вводу. ООС дейст. по пост. и перемен. току

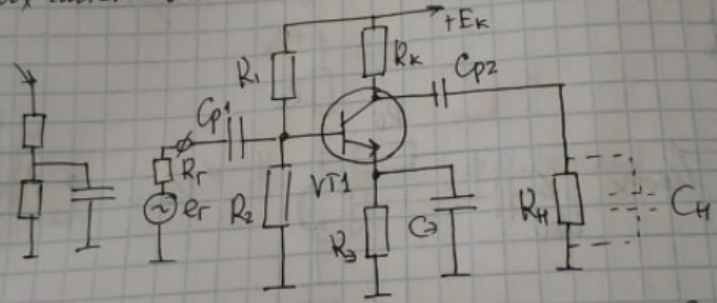
③ с эмиттерн. связью
 ↓
 присутств. ООС по пост. току $1/3 R_e$, стабилизу. режим покоя ТР-ра

$$U_{вх} \rightarrow U_{вс} = U_0 - U_{к3} = U_0 - I_3 R_3$$
 сигнал \rightarrow обр. свери
 I_3 - созд. падение напр. на R_3 , д.м. к току коллект. $I_{к3}$ и обр. свери $I_{об}$

(2) $I_{k0} \uparrow \Rightarrow I_{k0} \uparrow \rightarrow I_{k0} \downarrow \Rightarrow I_{k0} \downarrow \Rightarrow I_{k0} \downarrow$
 Т.о. первичная роль I_{k0} как параметра не имеет, упирается в то, что происходит с I_{k0} в цепи. Если I_{k0} растет, значит, что-то происходит в цепи. Если I_{k0} падает, значит, что-то происходит в цепи.

(3) Также ставим, решим пока
 $I_{k0} \uparrow \Rightarrow I_{k0} \uparrow \Rightarrow I_{k0} = I_{k0} \cdot \beta \Rightarrow I_{k0} \cdot \beta \Rightarrow I_{k0} \cdot \beta \Rightarrow I_{k0} \cdot \beta$
 Если $I_{k0} \gg I_{k0} = \frac{I_{k0}}{\beta}$, то I_{k0} не будет сильно изменяться при изменении β , пока β не будет очень малым.

Т.о. первичная роль I_{k0} частично компенсируется β . В итоге I_{k0} будет зависеть от β и I_{k0} . В цепи I_{k0} будет зависеть от β и I_{k0} .



Анализ приклет проводить на осев. эквив. схеме ТР-р по пшеме. ток, при этом ТР-р замен. эквив. схемой, к кет. падает. остальные ЭП-ТТ транзист. каскада

Будем считать, что ТР-р в цепи каскада работ. в режиме мал. сигнала, что дает право восп-ть прил. / формул эквив. схем. Далее будет рассм. анализ цепи каскада с помощью Т-срав. прил. эквив. схем.

При анализе цепи по перем. ток, источнику перем. тока и напряж. замен. на их внутр. диф. сопр-л.
 В данной схеме вместо источника питания E_k для эквив. введено внутр. сопр-л. этого источника в

эквив. схему. Счит. ист-к питания идеал. ист-к ЭДС →
 контр-е равнополюс
 Учит. вошест. сост. полн. экв. схема каскада
 по переи. току, кет. лфт. полне. дест. сложной
 Далее полн. экв. схема мфо знае. упрощ. для
 анализа в обл. ср., н, в, частот
 Как правило по экв. схеме ср. частот, опред. K_{cp} , а
 также R_{ex} и $R_{вх}$. При анализе низ. и выс.
 частот полне. экв. для $u_{н}$ и $u_{в}$
 и обратн.

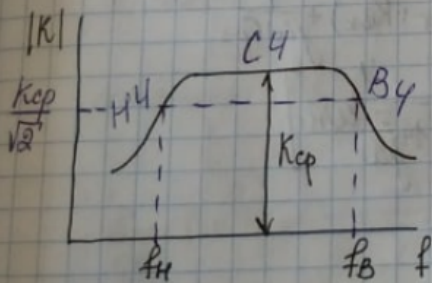
~~Контр-е~~



Анализ в области низких частот.

17.11.20.

ЛЕКЦИЯ 17



$$K_{нч}(j\omega) = \frac{K_{cp}}{1 - j \frac{f_H}{f}}$$

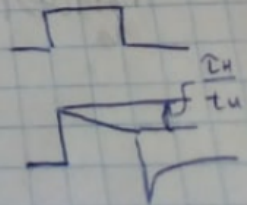
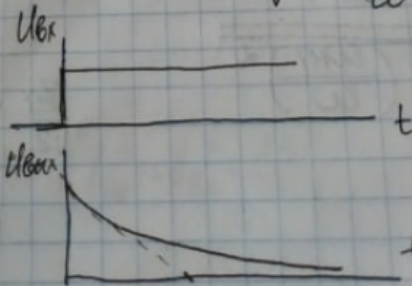
$$K_{нч}(j\omega) = \frac{K_{cp}}{1 - j \frac{\omega_H}{\omega}}$$

$$|K_{нч}(\omega)| = \frac{K_{cp}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_H}{\omega}\right)^2}}$$

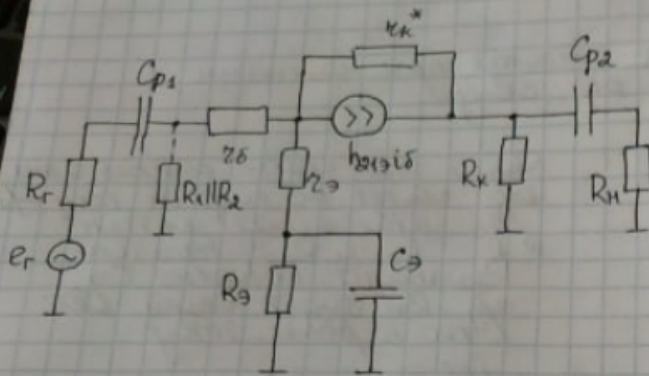
$$K_{нч}(p) = \frac{K_{cp} p \tau_H}{1 + p \tau_H}$$

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

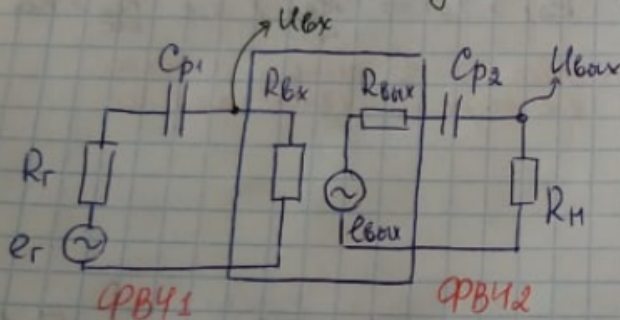
(τ_{BB})



$$K_{нч}(p) = \frac{K_{ср} p T_H}{1 + p T_H} = K_{БВ}(t) = K_{ср} \cdot e^{-\frac{t}{T_H}}$$



Влияние раздельных емкостей на входе и выходе каскада

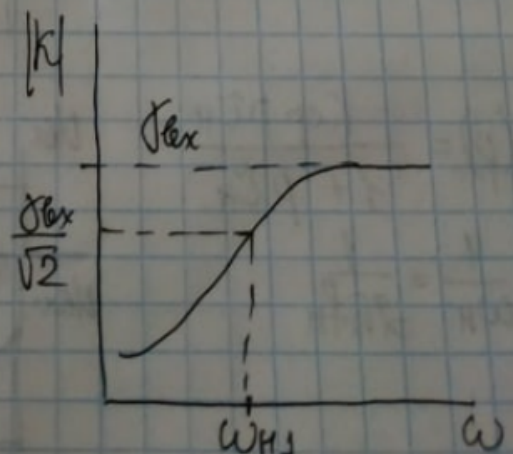


$$K_{нч}(\omega) = \frac{U_{квх}}{e_r} = \frac{i_{квх} \cdot R_{квх}}{i_{квх} (R_r + R_{квх} + \frac{1}{j\omega C_1})} = \frac{R_{квх}}{(R_r + R_{квх}) + \frac{1}{j\omega C_1}}$$

$$= \underbrace{\frac{R_{квх}}{(R_r + R_{квх})}}_{\gamma_{квх}} \left[\frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_1 (R_r + R_{квх})}} \right] = \gamma_{квх} \left[\frac{1}{1 - j \frac{\omega H_1}{\omega}} \right]$$

$$\omega_{H1} = \frac{1}{(R_r + R_{квх}) C_1}$$

$$|K_{нч}(\omega)| = \frac{\gamma_{квх}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{H1}}{\omega}\right)^2}}$$



$$f_{H3} = \frac{1}{2\pi (R_{\Gamma} + R_{ex}) C_{P1}}$$

$$K_{HЧ}(\omega) = \frac{R_H}{R_{вых} + R_H} \left[\frac{1}{1 - j \frac{\omega H_2}{\omega}} \right], \quad \omega_{H2} = \frac{1}{(R_{ex} + R_H) C_{P2}}$$

$$R_{ex} \approx R_K$$

$$|K_{HЧ}(\omega)| = \frac{K_{вых}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega H_2}{\omega}\right)^2}}$$

Как уже отмечалось, диапазон рабочих частот рассматриваемого каскада ограничен снизу. Причины этого можно определить с помощью эквивалентной схемы каскада для диапазона НЧ (рис. 7):

1) входная цепь каскада, образованная элементами R_{Γ} , C_{P1} , $R_E = R_1 \parallel R_2$ и $r_{вх}$, представляет собой ФВЧ с частотой среза $f_{H1} = 1/(2\pi C_{P1}(R_{\Gamma} + (R_E \parallel r_{вх})))$; т. к. обычно $R_E \gg r_{вх}$ и $R_{\Gamma} \ll (R_E \parallel r_{вх})$, то $f_{H1} \approx 1/2\pi C_{P1} r_{вх} = 1/2\pi \tau_{вх}$, $\tau_{вх} = \tau_{H1} = r_{вх} C_{P1}$ - постоянная времени входной цепи в области НЧ;

2) выходная цепь каскада, образованная элементами R_{Γ} , C_{P2} , R_H , также представляет собой ФВЧ, частота среза которого $f_{H2} = 1/(2\pi C_{P2}(R_K \parallel R_H)) = 1/2\pi \tau_{вых}$, где $\tau_{вых} = \tau_{H2} = (R_K \parallel R_H) C_{P2}$ - постоянная времени выходной цепи в области НЧ;

3) в области НЧ за счет роста реактивного сопротивления конденсатора C_3 появляется ООС по переменному току, глубина которой увеличивается с уменьшением частоты. Поэтому цепь ООС в области НЧ представляет собой ФНЧ с частотой среза $f_3 = 1/2\pi C_3 (R_3 \parallel r_{ввыхОЭ})$, где $r_{ввыхОЭ} = r_3 + (r_E + R_{\Gamma})/h_{21Э}$. Т. к. $h_{21Э} \gg 1$, то $r_3 \gg (r_E + R_{\Gamma})/h_{21Э}$; кроме того, как правило $R_3 \gg r_3$; таким образом, $f_3 \approx 1/2\pi r_3 C_3$. Действие ФНЧ в цепи ООС усилителя эквивалентно действию ФВЧ с такой же частотой среза, включенного последовательно с усилителем, т. е. $f_{H3} \approx 1/2\pi r_3 C_3 = 1/2\pi \tau_3$, где $\tau_3 = \tau_{H3} \approx r_3 C_3$.

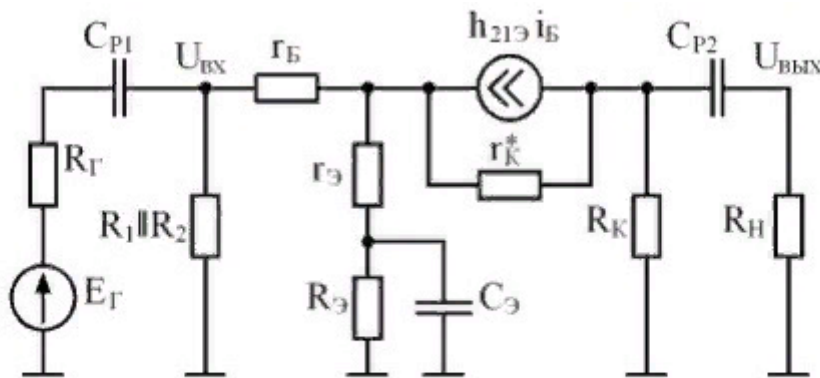


Рис. 7. Эквивалентная схема каскада с ОЭ для области НЧ

Можно показать, что с учетом вышеизложенного нижняя граничная частота усилителя может быть определена следующим образом:

$$f_H = \sqrt{f_{H1}^2 + f_{H2}^2 + f_{H3}^2} = \frac{1}{2\pi\tau_H},$$

$$\text{где } \tau_H = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\tau_{H1}^2} + \frac{1}{\tau_{H2}^2} + \frac{1}{\tau_{H3}^2}}}$$

- постоянная времени каскада в области нижних частот.

Очень часто одна из величин τ_{Hi} оказывается значительно (в несколько раз) меньше остальных. В этом случае $\tau_H \approx \tau_{Hmin}$, и $f_H \approx 1/2\pi\tau_{Hmin}$. Очевидно, для уменьшения f_H следует увеличить емкость или сопротивление в одной из трех вышеуказанных цепей с наименьшей постоянной времени в области НЧ, при этом более предпочтительным оказывается изменение емкости.

Начинать с принципиальной схемы, нарисовать полную эквивалентную схему (это касается схем с ОЭ и ОИ), а дальше сказать, что в результате того, что нас интересует анализ, допустим, нижних частот, мы можем эту полную эквивалентную схему по тем или иным соображениям упростить (иногда очень даже значительно). Должны продемонстрировать то, что получается в результате.

На низких или верхних частотах. Допустим, с ОЭ, сначала рисуем полную схему, а от нее переходим к частной эквивалентной схеме и по соотв. схемам показываем в итоге какие фильтры и частоты образуются. (см. 3 лабу) Что емкость нагрузки с выходным сопротивлением и сопротивлением нагрузки образуют фильтр нижних частот, что C_{r1} образует фильтр верхних частот, с сопротивлением генератора и с входным сопротивлением транзистора, что C_{r2} образует фильтр верхних частот с выходным сопротивлением и сопротивлением нагрузки, а исходя из этого мы выражения соответствующие писали и физически надо понимать наличие этих фильтров к чему приводит, как эти фильтры обуславливают АЧХ усилителя, в состав которого они входят.

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

Усилительный каскад на биполярном транзисторе с обл. эмитером.

① с фиксир базовым током
 ↓
 Доста-но стабилизируются покая вх. цепи, однако, ток покая вх. цепи доста-но сильно меняется при измен. t° и замене ТР-ра

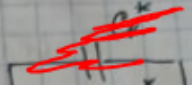
② с обратн. коллект. связью
 ↓
 $r_{\Sigma} R_b$ дейст. ООС, кот. $\downarrow R_c$, а кроме того стабилизируются ТР-ра по постоянному току.
 Убд-ть была получена из предид. схемы путем переноса одного из резисторов R_b к вх. вводу. ООС дейст. по пост. и перемен. току

③ с эмитерн. связью
 ↓
 присутст. ООС по пост. току $r_{\Sigma} R_b$, стабилизируются покая ТР-ра

$U_{вх} \rightarrow$
 $U_{вх} \rightarrow U_{бэ} = U_{бэ} - U_{R_3} = U_{бэ} - I_{\Sigma} R_3$
 сигнал обр. связи
 I_{Σ} - созд. падение напр. на R_3 , дущк. к току коллект. I_{Σ} и напр. и обр. связи $I_{\Sigma} R_3$

эквив. схему. Счит. ист-к питания идеал. ист-к ЭДС →
 контр-е равномулю
 Учет. Вошени. саст. планка экв. схема каскада
 по переи. ток, кет мт поше. дест. сложной
 Далее план. св. схема мтб знае. уроч. бие
 анализа в едл. ср., н, в, гаете
 Как правило то жв. схему ср. гаете, опред кер., а
 гание. Кер и Rвт. При анализе мтб. и вост.
 гаете поше. и гаете. дит ин и вв
 и вост.

~~Решение~~

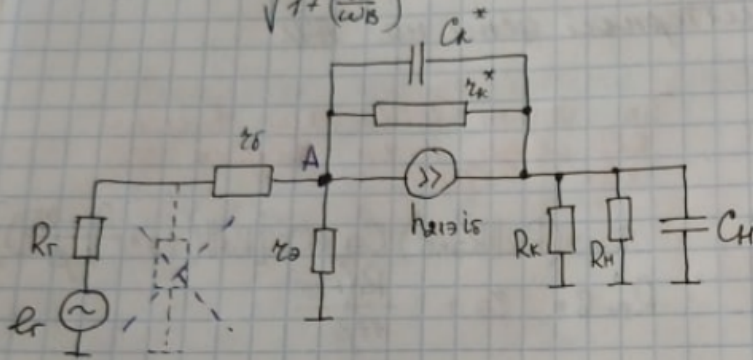


Анализ каскада в области верхних частот.

$$K_{вы}(j\omega) \approx \frac{K_{ер}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_B}}$$

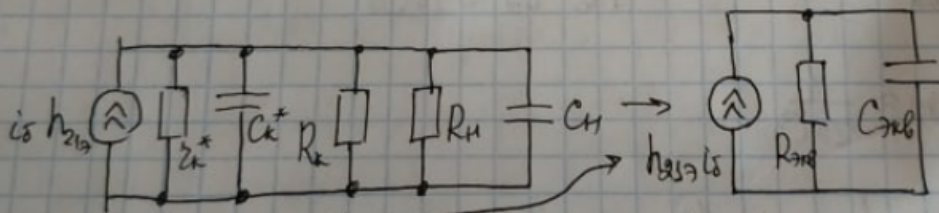
$$K_{вы}(p) = \frac{K_{ер}}{1 + p\tau_B}, \quad \tau_B = \frac{1}{\omega_B} = \frac{1}{2\pi f_B}$$

$$|K_{вы}(\omega)| = \frac{K_{ер}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_B}\right)^2}}$$



$R_1 \parallel R_2 \gg R_{вх}$

Т.к. τ_B очень мало, то т.А факт-ки подсоед. к общ. проводу



СРЧЧ

$$C_{эв} = C_H + C_k^* = C_H + \frac{(1 + \beta) C_{кб}}{1 + h_{21a}}$$

$$R_{эв} = z_k^* \parallel R_k \parallel R_L$$

АЧХ

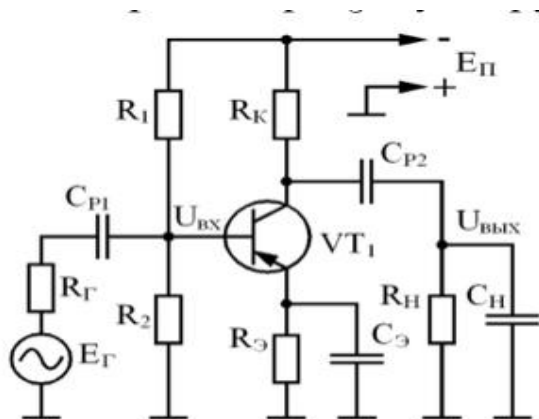
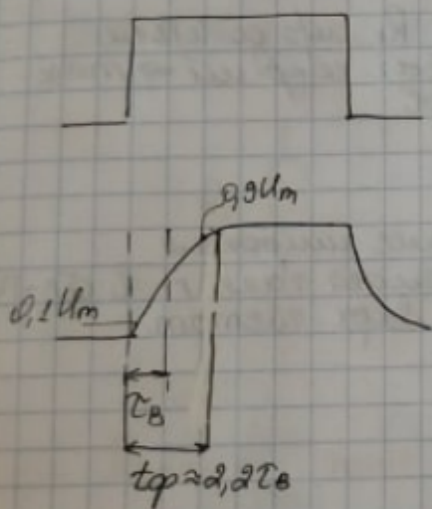
$$|K_{вы}(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_B}\right)^2}}, \quad \omega_B = \frac{1}{R_{эв} C_{эв}}$$

АЧХ ус-мә:

$$|K_{\text{БЧ}}(\omega)| = \frac{k_{\text{ср}}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_B}\right)^2}}, \quad \omega_B = \frac{1}{R_{\text{вх}} C_{\text{вх}}}, \quad f_B = \frac{1}{2\pi R_{\text{вх}} C_{\text{вх}}}$$

$$|h_{212}(f)| = \frac{\beta}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_p}\right)^2}}$$

$$\frac{1}{f_{\text{БЭ}}} = \sqrt{\frac{1}{f_B^2} + \frac{1}{f_p^2}}, \quad f_p \gg f_B$$



a)

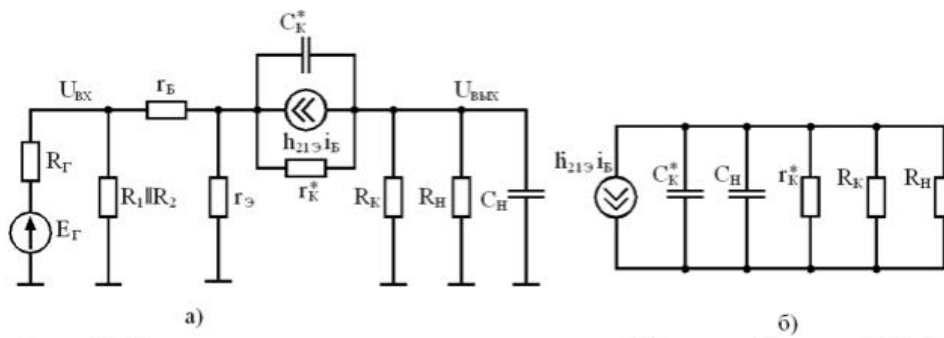


Рис. 8. Эквивалентная схема каскада с ОЭ для области ВЧ (а); упрощенный вариант (б).

постоянная времени каскада в области ВЧ может быть определена как

$$\tau_B = \sqrt{\tau_{B\text{ВЫХ}}^2 + \tau_\beta^2},$$

а верхняя граничная частота каскада $f_B = 1/2\pi\tau_B$. Очевидно, что для увеличения f_B нужно использовать более высокочастотный транзистор и снижать емкость нагрузки.

Расширения диапазона рабочих частот усилительного каскада можно добиться путем введения ООС. Можно показать, что граничные частоты усилителя с ООС в общем случае определяются следующим образом:

$$f_B^{ООС} = f_B (1 + KK_{ООС}) > f_B,$$

$$f_H^{ООС} = f_H / (1 + KK_{ООС}) < f_H.$$

Следует учесть, что при введении ООС граничные частоты заметно изменяются только тогда, когда ООС охватывает весь каскад в целом или те элементы каскада, которые в наибольшей степени влияют на граничные частоты. Например, эмиттерная ООС не охватывает входную и выходную цепи каскада, постоянные времени которых могут быть значительно меньше, чем постоянная времени эмиттерной цепи. В этом случае при введении ООС величина f_H изменится незначительно.

Кроме того, расширить диапазон рабочих частот каскада можно с помощью цепей коррекции. Введение НЧ-коррекции приводит к уменьшению f_H , введение ВЧ-коррекции – к увеличению f_B .

На частотах, превышающих ω_H , сопротивлением разделительных и блокировочных конденсаторов можно пренебречь. Однако на этих частотах существенную роль на усилительные свойства каскада оказывает емкость коллекторного перехода C_K .

Начинать с принципиальной схемы, нарисовать полную эквивалентную схему (это касается схем с ОЭ и ОИ), а дальше сказать, что в результате того, что нас интересует анализ, допустим, нижних частот, мы можем эту полную эквивалентную схему по тем или иным соображениям упростить (иногда очень даже значительно). Должны продемонстрировать то, что получается в результате.

На низких или верхних частотах. Допустим, с ОЭ, сначала рисуем полную схему, а от нее переходим к частной эквивалентной схеме и по соотв. схемам показываем в итоге какие фильтры и частоты образуются. (см. 3 лабу) Что емкость нагрузки с выходным сопротивлением и сопротивлением нагрузки образуют фильтр нижних частот, что C_{r1} образует фильтр верхних частот, с сопротивлением генератора и с входным сопротивлением транзистора, что C_{r2} образует фильтр верхних частот с выходным сопротивлением и сопротивлением нагрузки, а исходя из этого мы выражения соответствующие писали и физически надо понимать наличие этих фильтров к чему приводит, как эти фильтры обуславливают АЧХ усилителя, в состав которого они входят.

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

Каскад на бипол. транз. с ОБ

Схема исп. от редко (нужно 2 разноп. ист-питания)

эквив. схема

$$K_u = \frac{U_{\text{вых}}}{E_r} = \frac{h_{21Б} i_{\text{б}} (R_k \parallel R_n \parallel R_k)}{i_{\text{б}} (R_r + R_{\text{вх}})} \approx \begin{cases} R_r \rightarrow 0 \\ R_{\text{вх}} \approx r_{\text{б}} \\ h_{21Б} \rightarrow 1 \\ h_{21Б} \gg 1 \\ R_k \gg (R_n \parallel R_k) \end{cases} \approx \frac{R_k \parallel R_n}{r_{\text{б}}}$$

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{i_{\text{вх}}} = \frac{r_{\text{б}} i_{\text{б}} + r_{\text{э}} i_{\text{э}}}{i_{\text{б}}} = r_{\text{б}} + (1 - h_{21Б}) r_{\text{э}} \approx r_{\text{б}}$$

(без учета $R_{\text{э}}$) $i_{\text{э}} = i_{\text{б}} (1 - \alpha)$; $\alpha \approx h_{21Б}$

Вход. сопр. достаточно мало, примерно в $1 + h_{21Б}$ меньше, чем в схеме с ОЭ. Это большой недостаток в схеме с ОБ.

$R_{\text{вх}} \approx r_{\text{б}} \parallel R_k$ Возможно получение $R_{\text{вх}}$ больше, чем в сх. с ОЭ (т.к. $r_{\text{к}} \gg r_{\text{к}}^*$)

В сх. с ОБ достигнуто большее вход. сопр. чем в схеме с ОЭ. В ряде случаев это достоинство.

Получ. такой же бар. фор-лы, как в схеме с ОЭ.

Коэффициент усиления показывает во сколько раз приращение выходной величины напряжения, тока или мощности больше соответствующего изменения на входе.

Коэффициент усиления по напряжению $K_u = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$, по току $K_i = I_{\text{вых}}/I_{\text{вх}}$, по мощности $K_p = P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}$. Для многокаскадного усилителя суммарный коэффициент усиления $K_S = K_1 K_2 K_3 \dots K_n$, где n - число каскадов.

Коэффициент усиления напряжения каскада с ОБ в области средних частот равен

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{I_{\text{вых}} R_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}} R_{\text{вх}}} = \frac{I_{\text{вх}} h_{21Б} R_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}} R_{\text{вх}}} = \frac{h_{21Б} (R_k \parallel R_n)}{r_{\text{б}} + r_{\text{э}} (1 - h_{21Б})} \approx \frac{\alpha_{\text{от}} R_k}{r_{\text{б}}} \quad (2.72)$$

Из выражения (2.72) следует, что поскольку $\alpha_{\text{от}} < 1$, то для обеспечения большого значения K_U необходимо, чтобы каскад работал на высокоомную нагрузку.

Коэффициент усиления тока в каскаде с ОБ равен:

$$K_I = \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}} \approx \frac{h_{21Б} R_x}{R_x + R_{\text{вх}}} < 1 \quad (2.73)$$

При $R_k \gg R_n$ коэффициент усиления тока $K_I \gg a_{ст}$. Из выражения (2.73) следует, что в каскаде с ОБ коэффициент усиления тока всегда меньше единицы.

Как видно из схемы (рисунок 2.33), каскад охвачен глубокой отрицательной обратной связью по току, поскольку выходной коллекторный ток полностью протекает через входную эмиттерную цепь. Благодаря этому повторитель тока по схеме с общей базой имеет очень **низкое входное сопротивление**, практически равное $r_{\text{э}}$.

Начинать с принципиальной схемы, нарисовать полную эквивалентную схему (это касается схем с ОЭ и ОИ), а дальше сказать, что в результате того, что нас интересует анализ, допустим, нижних частот, мы можем эту полную эквивалентную схему по тем или иным соображениям упростить (иногда очень даже значительно). Должны продемонстрировать то, что получается в результате.

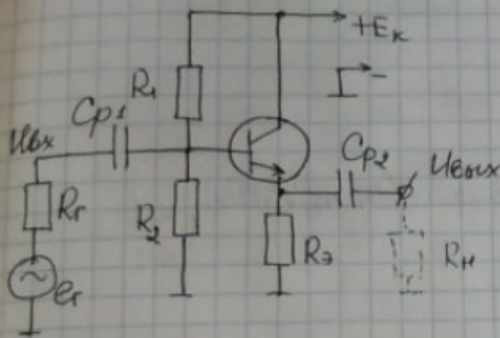
На средних частотах для того, чтобы получить соотношение для определения коэффициента усиления вх. и вых. сопр-я, то у нас получается из полной экв. схемы более простая схема, в которой отсутствуют реактивные элементы. Можно сказать, что средние частоты как раз такие, на которых влияние реактивных элементов в схеме оказывается незначительным. Допустим, емкость разделительных конденсаторов так как достаточно большая, получается, что на средних частотах она уже настолько велика и сопротивления этих емкостей настолько малы, что мы можем их считать приближенно равными нулю, их сопротивления гораздо меньше сопротивлений элементов, с которыми вместе они работают. Одновременно другие емкости (емкость нагрузки и, допустим, выходная емкость транзисторов) маленькие и на этих средних частотах их сопротивление еще достаточно велико и приближенно можем считать это сопротивление бесконечным. Исходя из этого мы разделительные емкости и эмиттерные заменяем на короткое замыкание, а емкость нагрузки и выходную емкость транзистора просто не учитываем, тк считаем, что эти конденсаторы эквивалентные имеют сопротивление очень большое, ну и в схему просто их вносить не будем. Надо уметь показать, как выводятся коэффициент усиления, входное и выходное сопротивление. **Полную эквивалентную схему рисовать не надо.** Самое главное - эквив. схема на ср. частотах и по ней получить соотв. выражения для получения коэф. сопр. для вх. и вых. сопр.

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

Усилительный каскад на биполярном транзисторе. Схема № 004.
 каскад транзистора.

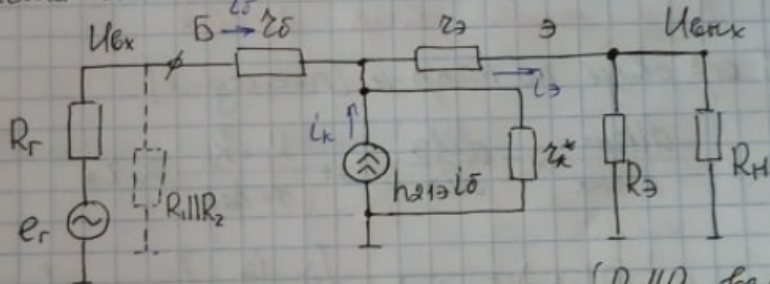
24.11.20

ЛЕКЦИЯ 18



- Коллектор подключен к источнику по цепи ток к общ. проводу
- Эмиттерный повторитель
- Нет цепи по U, зато есть цепь по I. Дело по величине вход. сопр. e
 max Rвх среди соб-х
 min Rвх среди соб-х

Экв. схема на СЧ



$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = \frac{i_{б} r_{б} + i_{к} (z_{к}^* \parallel (r_{к} + [R_3 \parallel R_H]))}{i_{бх}}$$

$\left. \begin{array}{l} R_1 \parallel R_2 \text{ велико} \\ i_{бх} \approx i_{б} \\ z_{к}^* \gg R_3 \parallel R_H + r_{к} \\ i_{к} = (h_{21э} + 1) i_{б} \end{array} \right\} =$

$$\approx r_{б} + (1 + h_{21э}) (r_{к} + (R_3 \parallel R_H)) \rightarrow$$

$$R_3 \parallel R_H \gg r_{к} \rightarrow R_{вх}^c \gg R_{вх}^э$$

$h_{21э} \gg 1$, $r_{б}$ мало

$\Rightarrow R_{вх} \approx h_{21э} (R_3 \parallel R_H)$ - многократ. превосх. вх. сопр.-е в схеме с общ. колл.

Чем ↑ R_H тем ↑ $R_{вх}$

$R_{вх}$ м/т оказ. влияем. $R_1 \parallel R_2 \Rightarrow$

$$R_{вх}^{\Sigma} \approx [h_{21э} (R_3 \parallel R_H)] \parallel R_1 \parallel R_2$$

$$K_u = \frac{U_{вых}}{e_r} = \frac{i_0(1+h_{21}) (R_2 \parallel R_H)}{i_0(R_T + r_0 + (1+h_{21})(R_H \parallel R_2))} = \left\{ \frac{R_2 \parallel R_H}{(1+h_{21})(R_2 \parallel R_H)} \right\} \approx 1$$

$$e_r = i_{0x} (R_T + R_{0x}) \approx i_0 (R_T + R_{0x})$$

$$i_{0x} \approx i_0$$

$$U_{вых} = i_0 (R_2 \parallel R_H)$$

$$\approx \frac{1}{\frac{(R_T + r_0)}{(1+h_{21})(R_2 \parallel R_H)} + 1} \approx \left\{ \frac{R_2 \parallel R_H}{R_T + r_0} \ll (1+h_{21})(R_2 \parallel R_H) \right\} \approx 1 \leq 1$$

В реал. схемах: $K_u = (0,9...0,99)$
 В идеал. моделях: $K_u \approx 0,8$

100% сопр. связь по напр-ю [послед-я]

$$R_{0x} = -\frac{dU_{вых}}{di_{0x}} \approx -\frac{dU_0}{di_0} = r_0 + \frac{R_T + r_0}{1+h_{21}} \approx r_0$$

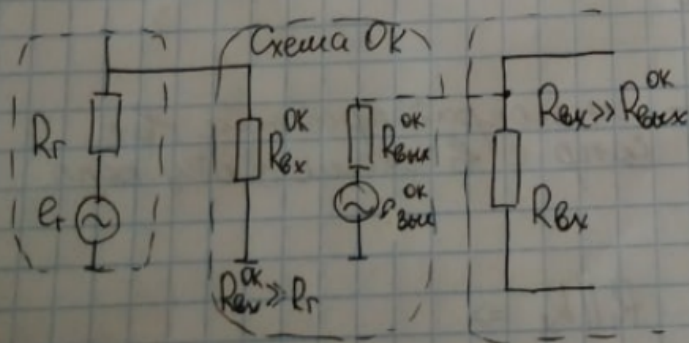
$$U_{вых} = e_r - (R_T + r_0)i_0 - i_0 r_0 = \left\{ i_0 = \frac{i_0}{1+h_{21}} \right\} = e_r - i_0 \left[r_0 + \frac{R_T + r_0}{1+h_{21}} \right]$$

r_{0x} сопр-е завис. от сопр. выхода

$$\frac{R_T + r_0}{1+h_{21}} \ll r_0$$

($h_{21} \gg 1$, R_T невелик., r_0 невелик.)

Т.о. R_{0x} дост-но мало



- Сопр-е выскоф. част-тов с неуклопн. каскадом.
- В кас-ве оконеч. каскада

Начинать с принципиальной схемы, нарисовать полную эквивалентную схему (это касается схем с ОЭ и ОИ), а дальше сказать, что в результате того, что нас интересует анализ, допустим, нижних частот, мы можем эту

полную эквивалентную схему по тем или иным соображениям упростить (иногда очень даже значительно). Должны продемонстрировать то, что получается в результате.

На средних частотах для того, чтобы получить соотношение для определения коэффициента усиления v_{h} и v_{h} сопр-я, то у нас получается из полной экв. схемы более простая схема, в которой отсутствуют реактивные элементы. Можно сказать, что средние частоты как раз такие, на которых влияние реактивных элементов в схеме оказывается незначительным. Допустим, емкость разделительных конденсаторов так как достаточно большая, получается, что на средних частотах она уже настолько велика и сопротивления этих емкостей настолько малы, что мы можем их считать приближенно равными нулю, их сопротивления гораздо меньше сопротивлений элементов, с которыми вместе они работают. Одновременно другие емкости (емкость нагрузки и, допустим, выходная емкость транзисторов) маленькие и на этих средних частотах их сопротивление еще достаточно велико и приближенно можем считать это сопротивление бесконечным. Исходя из этого мы разделительные емкости и эмиттерные заменяем на короткое замыкание, а емкость нагрузки и выходную емкость транзистора просто не учитываем, тк считаем, что эти конденсаторы эквивалентные имеют сопротивление очень большое, ну и в схему просто их вносить не будем. Надо уметь показать, как выводятся коэффициент усиления, входное и выходное сопротивление. **Полную эквивалентную схему рисовать не надо.** Самое главное - эквив. схема на ср. частотах и по ней получить соотв. выражения для получения коэф. сопр. для v_{h} и v_{h} сопр. Если речь идёт о повторителях (схема с ОК и ОС) то надо по назначению этих повторителей. Зачем нам повторять напряжение? На основе такой схемы можно сделать буфер, который напряжение почти повторяет, но имеет высокое входное и низкое выходное сопротивления, благодаря чему его можно включить между высокоомным источником сигнала и низкоомным входом усилителя, согласовав таким образом их с помощью этого самого повторителя. Можно добавить, что мы рассматриваем схему в режиме А, схема маломощная повторителя напряжения, но если схему сделать двухтактной (режим В или АВ), они очень хороши в усилителях мощности, тк одно из требований к усилителям мощности - низкое выходное сопротивление, и оказывается, что проще всего реализовать это требование именно применяя повторители эмиттера или истока. А чтобы усилить напряжение, надо использовать каскады, которые стоят перед выходным (входные и тд), в них надо нужного напряжения сигнал усилить, а уже дальше (схема с ОК) усиливает сигнал по току дополнительно за счет этого усилителя мощности, а напряжение повторит чуть меньше.

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

Усилительный каскад на полевых транзисторах
Схема с общим истоком

Этап выбрать по параметрам

$U_{з0} = U_{з0} - I_{c0} R_{и}$

$U_{з0} = -i_c R_{и}$
 $i_c \approx i_{и}$

$U_{з0} = I_3 R_3 \approx 0$
 $I_3 \rightarrow 0$

Схема с автоматическим

Полная экв. схема.

Анализ на СЧ

$X_{C_{г1}}, X_{C_{г2}}, X_{C_{г3}} \rightarrow 0$

$X_{C_{зг}}, X_{C_{с}}, X_{C_{н}} \rightarrow \infty$

$R_{зс}, R_{зи} \rightarrow \infty$

эв. схема на СЧ

$U_{вых}$

$$K_{и} = \frac{U_{вых}}{E_r} \approx \frac{-S U_{зг} (R_c \parallel R_{и} \parallel R_{сн}^{гуп})}{U_{зг}} \approx -S (R_c \parallel R_{и})$$

$R_{сн}^{гуп} \gg R_c \parallel R_{и}$

$R_r \ll R_3$
 $\rightarrow \text{тип. зн.} \approx 1 \text{ М}\Omega$

$E_r \approx U_{зг} I_c$

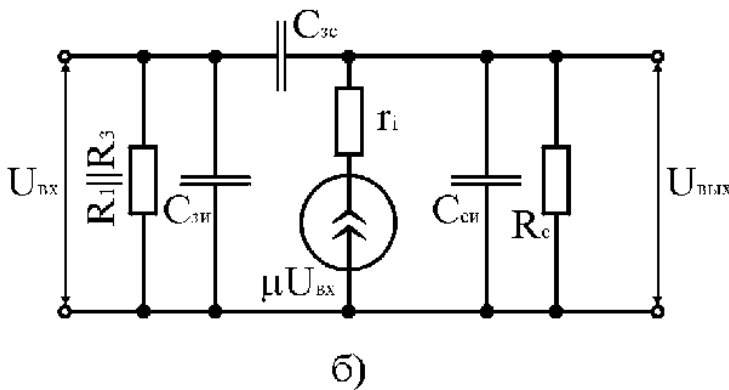
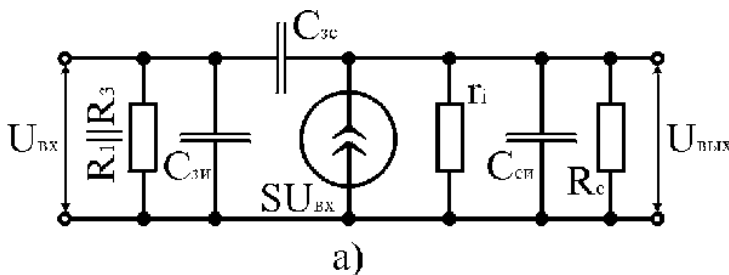
$$S_{BT} \approx \frac{1}{r_{\partial}}$$

Определим основные показатели усилительного каскада. С этой целью воспользуемся его эквивалентной схемой, представленной на рис. 3.28 а. Схема построена с использованием эквивалентной схемы МДП-транзистора (рис. 3.27). На схеме рис. 3.30 емкость $C_{\text{и}}$ не показана, так как считается достаточно большой и ее сопротивление по переменному току близко к нулю. Поэтому не показан и резистор $R_{\text{п}}$.

Выражение для коэффициента усиления каскада по напряжению для средних частот, когда сопротивления всех конденсаторов в схеме замещения еще достаточно велики, записывается в виде

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{S U_{\text{вх}} (r_i \parallel R_c)}{U_{\text{вх}}} = S (r_i \parallel R_c)$$

Произведение $S r_i$ называют статическим коэффициентом усилителя полевого транзистора. Эквивалентная схема рис. а)



(Коэффициент усиления показывает во сколько раз приращение выходной величины напряжения, тока или мощности больше соответствующего изменения на входе.

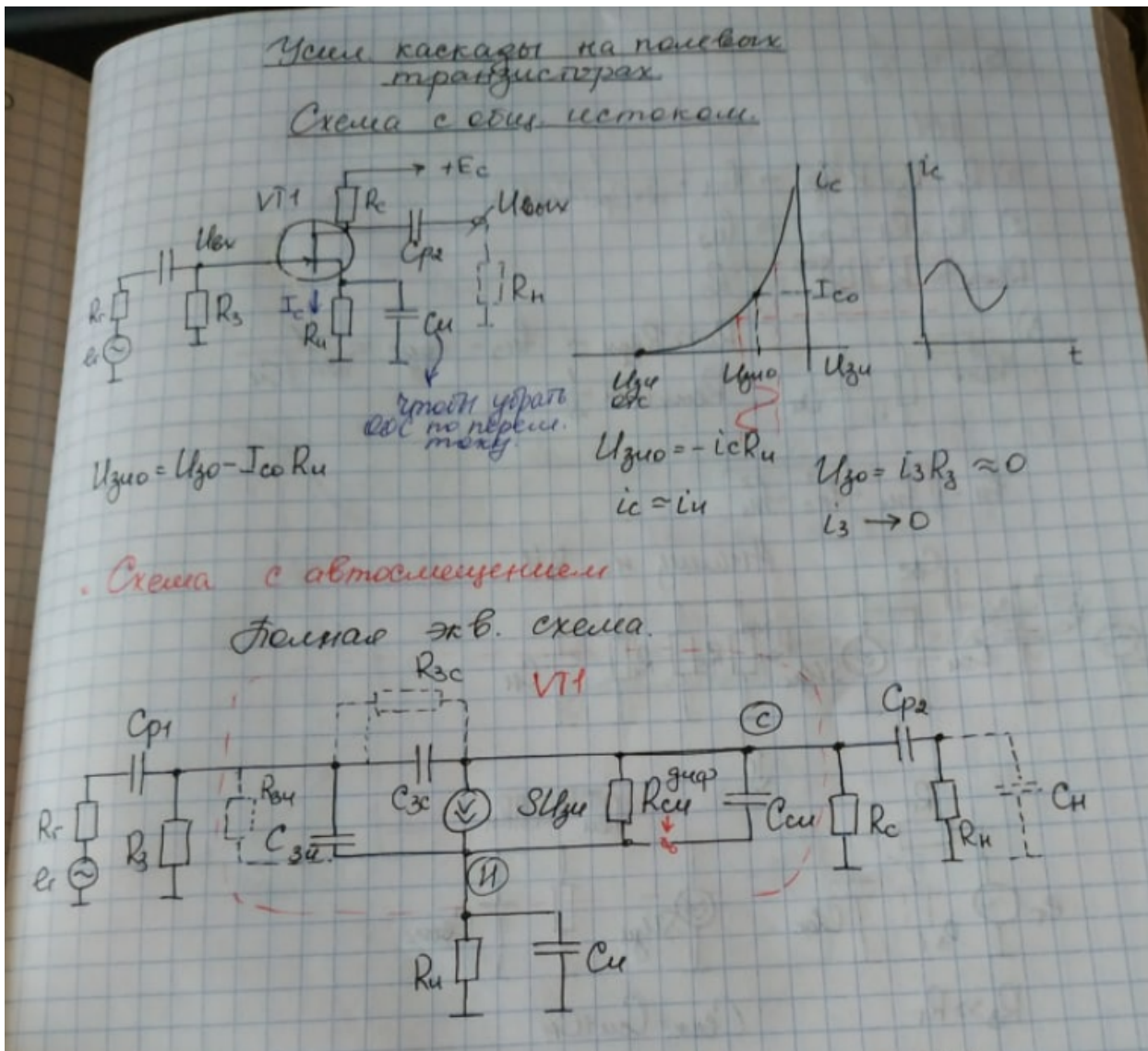
Коэффициент усиления по напряжению $K_U = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$, по току $K_I = I_{\text{вых}}/I_{\text{вх}}$, по мощности $K_P = P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}$. Для многокаскадного усилителя суммарный коэффициент усиления $K_S = K_1 K_2 K_3 \dots K_n$, где n - число каскадов.)-общее для всех

Начинать с принципиальной схемы, нарисовать полную эквивалентную схему (это касается схем с ОЭ и ОИ), а дальше сказать, что в результате того, что нас интересует анализ, допустим, нижних частот, мы можем эту

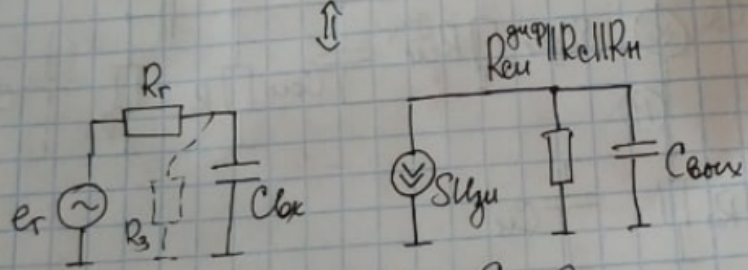
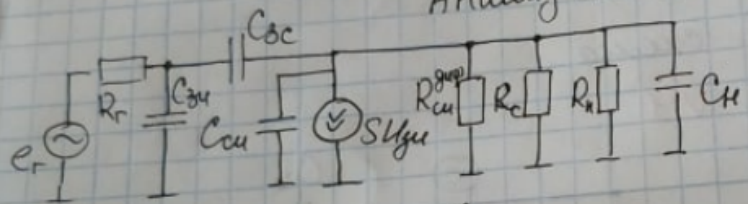
полную эквивалентную схему по тем или иным соображениям упростить (иногда очень даже значительно). Должны продемонстрировать то, что получается в результате.

На средних частотах для того, чтобы получить соотношение для определения коэффициента усиления v_{x} и v_{y} сопр-я, то у нас получается из полной экв. схемы более простая схема, в которой отсутствуют реактивные элементы. Можно сказать, что средние частоты как раз такие, на которых влияние реактивных элементов в схеме оказывается незначительным. Допустим, емкость разделительных конденсаторов так как достаточно большая, получается, что на средних частотах она уже настолько велика и сопротивления этих емкостей настолько малы, что мы можем их считать приближенно равными нулю, их сопротивления гораздо меньше сопротивлений элементов, с которыми вместе они работают. Одновременно другие емкости (емкость нагрузки и, допустим, выходная емкость транзисторов) маленькие и на этих средних частотах их сопротивление еще достаточно велико и приближенно можем считать это сопротивление бесконечным. Исходя из этого мы разделительные емкости и эмиттерные заменяем на короткое замыкание, а емкость нагрузки и выходную емкость транзистора просто не учитываем, тк считаем, что эти конденсаторы эквивалентные имеют сопротивление очень большое, ну и в схему просто их вносить не будем. Надо уметь показать, как выводятся коэффициент усиления, входное и выходное сопротивление. **Полную эквивалентную схему рисовать не надо.** Самое главное - эквив. схема на ср. частотах и по ней получить соотв. выражения для получения коэф. сопр. для v_{x} и v_{y} сопр.

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



~~4.11~~ Анализ на ВЧ



$R_3 \gg R_r$

$C_{3ox} = C_{3y} + C_H$

$C_{3x} = C_{3y} + C'_{3x}$

C'_{3x} - C_{3c} экв. перес. по C_{3x} цепи

$C'_{3x} U_{3x} = C_{3c} U_{3c} = C_{3c} (U_{3y} - U_{3y}) = C_{3c} U_{3y} (1 + |K_{ul}|)$

$U_{3y} = -|K_{ul}| \cdot U_{3x}$

$C'_{3x} = C_{3c} (1 + |K_{ul}|)$

ФНЧ

$\tau_{3x} = (R_r || R_3) C_{3x} \approx R_r \cdot (C_{3y} + C_{3c} \cdot (1 + |K_{ul}|))$

$f_{3x} = \frac{1}{2\pi \tau_{3x}}$

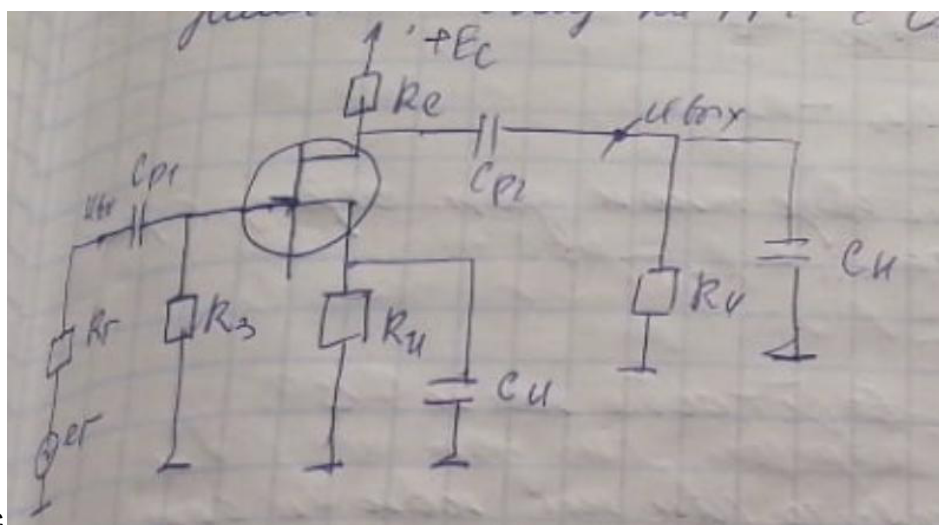
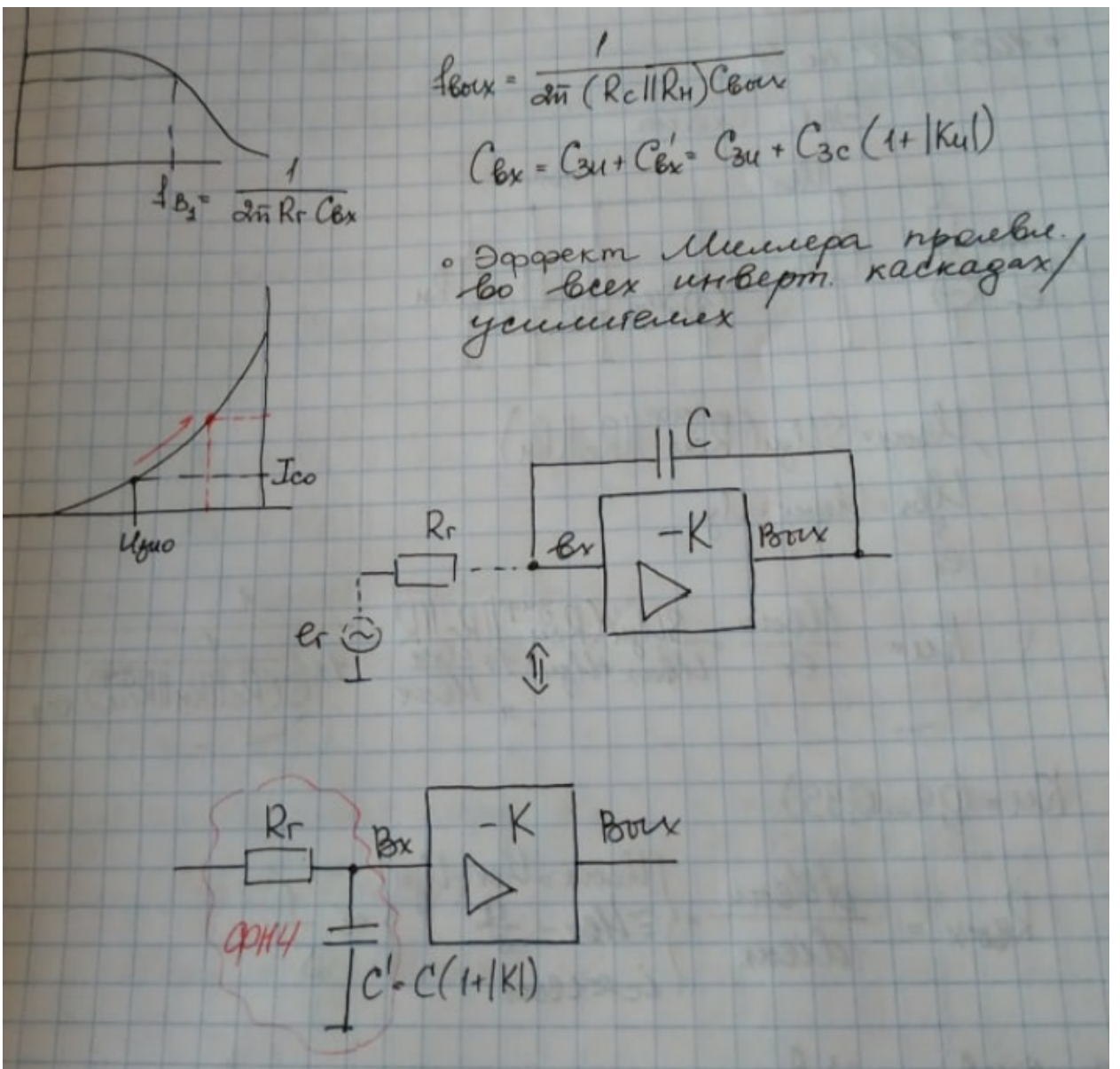
$\tau_{3ox} = C_{3ox} (R_c || R_n)$

$f_{3ox} = \frac{1}{2\pi \tau_{3ox}}$

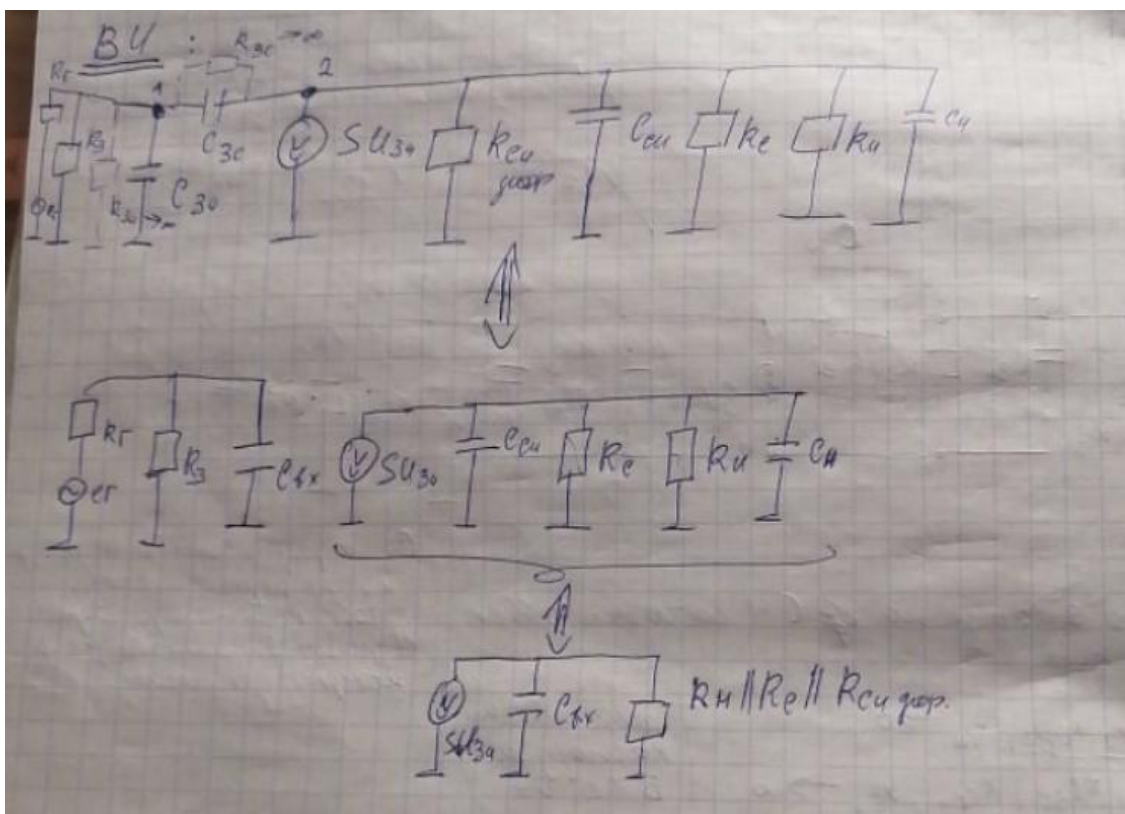
$\tau_{3x} = \sqrt{\tau_{3y}^2 + \tau_{3ox}^2}$

$\frac{1}{f_3} \approx \sqrt{\frac{1}{f_{3y}^2} + \frac{1}{f_{3ox}^2}}$

о Врог. сигнала заблуд
от K_{ul}
чем $\uparrow K_{ul}$, тем выше
пересла частот
 \downarrow
эффект Миллера



полоса час



Эффект Миллера.

Эффект по сужению полосы частот при увеличении коэф-та усиления, который влияет на входную емкость, являющуюся фильтром нижних частот, что приводит к уменьшению f_v .

Проявляется на высоких частотах. И в любом инвертирующем усилителе в схеме с ОИ и ОЭ (в малой степени, так как чем меньше сопротивление генератора сигнала, тем меньше проявляется эффект Миллера).

В схеме с полевым транзистором есть Сзатвор-сток. Сзатвор-сток умножается на $|K|+1$. Соотв., входная ёмкость с сопротивлением источника вх сигнала образует фильтр нижних частот, что приводит к тому, что на верхних частотах кэф. усиления уменьшается. Эффект Миллера заключается в том, что при изменении коэффицента усиления изменяется пересчитанная во входную цепь емкость, а стало быть изменяется постоянная времени R-C цепи образованной входной емкостью и сопротивлением источника входного сигнала, и меняется частота среза фильтра нижних частот образованного этими элементами, и в итоге меняется полоса частоты пропускания, чем больше коэффициент усиления, который можно менять меняя режим покоя (так, что точка покоя будет снизу по ВАХ будет идти вверх в область крутизны, а значит передача будет больше и коэффициент усиления больше), но вследствие эффекта Миллера полоса частот будет уже за счёт того, что верхняя граничная частота уменьшится.

Начинать с принципиальной схемы, нарисовать полную эквивалентную схему (это касается схем с ОЭ и ОИ), а дальше сказать, что в результате того, что нас интересует анализ, допустим, нижних частот, мы можем эту полную эквивалентную схему по тем или иным соображениям упростить (иногда очень даже значительно). Должны продемонстрировать то, что получается в результате.

На низких или верхних частотах. Допустим, с ОЭ, сначала рисуем полную схему, а от нее переходим к частной эквивалентной схеме и по соотв. схемам показываем в итоге какие фильтры и частоты образуются. (см. 3 лабу) Что емкость нагрузки с выходным сопротивлением и сопротивлением нагрузки образуют фильтр нижних частот, что C_{r1} образует фильтр верхних частот, с сопротивлением генератора и с входным сопротивлением транзистора, что C_{r2} образует фильтр верхних частот с выходным сопротивлением и сопротивлением нагрузки, а исходя из этого мы выражения соответствующие писали и физически надо понимать наличие этих фильтров к чему приводит, как эти фильтры обуславливают АЧХ усилителя, в состав которого они входят.

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

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

на ПТ
 аналогична эк на БТ с ОК (эмитери. повт.)

ОС источник повт

$K \approx 1$

в обоих повторителях действует 100% ОС по напряжению.

Экв схема

$$K_{\text{(усиления)}} = \frac{U_{\text{внх}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{S U_{\text{зи}} [r_i \parallel R_{\text{и}} \parallel R_{\text{н}}]}{U_{\text{вх}}} < 1$$

внх. сигнал по амплитуде и фазе почти полностью повторяет входной

$R_{\text{вх}} \uparrow, R_{\text{внх}} \downarrow$

Начинать с принципиальной схемы, нарисовать полную эквивалентную схему (это касается схем с ОЭ и ОИ), а дальше сказать, что в результате того, что нас интересует анализ, допустим, нижних частот, мы можем эту

полную эквивалентную схему по тем или иным соображениям упростить (иногда очень даже значительно). Должны продемонстрировать то, что получается в результате.

На средних частотах для того, чтобы получить соотношение для определения коэффициента усиления вх. и вых. сопр-я, то у нас получается из полной экв. схемы более простая схема, в которой отсутствуют реактивные элементы. Можно сказать, что средние частоты как раз такие, на которых влияние реактивных элементов в схеме оказывается незначительным. Допустим, емкость разделительных конденсаторов так как достаточно большая, получается, что на средних частотах она уже настолько велика и сопротивления этих емкостей настолько малы, что мы можем их считать приближенно равными нулю, их сопротивления гораздо меньше сопротивлений элементов, с которыми вместе они работают. Одновременно другие емкости (емкость нагрузки и, допустим, выходная емкость транзисторов) маленькие и на этих средних частотах их сопротивление еще достаточно велико и приближенно можем считать это сопротивление бесконечным. Исходя из этого мы разделительные емкости и эмиттерные заменяем на короткое замыкание, а емкость нагрузки и выходную емкость транзистора просто не учитываем, тк считаем, что эти конденсаторы эквивалентные имеют сопротивление очень большое, ну и в схему просто их вносить не будем. Надо уметь показать, как выводятся коэффициент усиления, входное и выходное сопротивление. **Полную эквивалентную схему рисовать не надо.** Самое главное - эквив. схема на ср. частотах и по ней получить соотв. выражения для получения коэф. сопр. для вх. и вых. сопр. Если речь идёт о повторителях (схема с ОК и ОС) то надо по назначению этих повторителей. Зачем нам повторять напряжение? На основе такой схемы можно сделать буфер, который напряжение почти повторяет, но имеет высокое входное и низкое выходное сопротивления, благодаря чему его можно включить между высокоомным источником сигнала и низкоомным входом усилителя, согласовав таким образом их с помощью этого самого повторителя. Можно добавить, что мы рассматриваем схему в режиме А, схема маломощная повторителя напряжения, но если схему сделать двухтактной (режим В или АВ), они очень хороши в усилителях мощности, тк одно из требований к усилителям мощности - низкое выходное сопротивление, и оказывается, что проще всего реализовать это требование именно применяя повторители эмиттера или истока. А чтобы усилить напряжение, надо использовать каскады, которые стоят перед выходным (входные и тд), в них надо нужного напряжения сигнал усилить, а уже дальше (схема с ОК) усиливает сигнал по току дополнительно за счет этого усилителя мощности, а напряжение повторит чуть меньше.

12. Простейшие источники тока на биполярных и полевых транзисторах.

Я

12. Простейшие источники тока на биполярных и полевых транзисторах.

источник тока - ус-во поддерживающее в нагрузке постоянный ток (генератор пост. тока)

Из формул влх ВАХ ТБ видно, что ТБ не является источником тока, т.к. неогранич. обл. влх ВАХ бипола и полевых т.к. отки ВАХ от горизонтальной ось, то ТБ не явл. идеальным генератором тока, сопротивление $\neq \infty$. Вслучае влх сопр. обеспечивает в т.ч. U_{BE} по току

$I_{K0} \approx I_{D0} \approx \frac{U_{D0}}{R_2} = \frac{U_{D0} - U_{D0}^{0,6V}}{R_2}$

ток задается R_1, R_2, R_3

Низкая t° стабильность. Для улучшения стабильности ставят диод VD1 (одинакового материала с транзистором)

при Δt° U_{VD1} и U_{D0} изменяются синхронно β_n и $I_{вх} = \text{const.}$

Можно замкнуть тип (проводимость) т.ч. р-а

Простейший источник тока на ПТ

$U_{3K} = 0$
 $I_K = I_{C0} = I_{C_{нас}}$

$I_C = I_{C_{нас}}$
 $I_{C0} = I_K$

$U_{3K0} = -I_C \cdot R_K$

④ простота

⑤ можно обеспечить конкретное значение $I_{вх}$ из-за разброса пар-ров

The image contains several handwritten diagrams and graphs. At the top, there are two circuit diagrams for current sources using bipolar transistors. The first diagram shows a transistor with a base-emitter junction connected to a diode (VD1) and a resistor network (R1, R2, R3) connected to the collector and base. The second diagram shows a similar setup but with the collector and emitter connected to a resistor network (R1, R2, R3). Below these are two graphs. The first graph plots collector current (Ic) against collector-emitter voltage (Uce), showing a load line and a Q-point where Ic = Icnas and Uce = Uce0. The second graph shows a similar setup for a PMOS transistor, plotting drain current (Id) against drain-source voltage (Uds) and showing a load line and Q-point where Id = In and Uds0 = -Ic * Rk.

Рассм. схему с эмиттерной связью, но перед тем, как перейти к схемам надо рассказать, что транзисторы, допустим, в схеме с ОЭ и в схеме с ОБ тем более, из-за того, что у них есть пологая область выходной ВАХ => выходное сопротивление транзистора скорее большее, поэтому выходная цепь транзистора является источником тока, а не напряжения. Сами по себе эти транзисторы являются управляемыми источниками тока. Биполярный транзистор - источник тока, управляемый током, полевой - источник тока, управляемый напряжением. Но, к примеру, если мы транзистор включим в схему с эмиттерной связью, то будет обратная связь по постоянному току, благодаря которому выходное сопротивление нашего устройства увеличится в 10-1000 раз в зависимости от того, насколько глубокая обратная связь будет.

Как можно выходной ток этого источника сделать более стабильным, например при изменении напряжения питания? Для этого надо ввести стабилитрон в базовый делитель (нижний резистор в этом делителе заменить на стабилитрон). Можно ввести термокомпенсирующий диод в делитель, тогда сделать выходной ток менее зависимым от температуры. Диод желательно расположить ближе к транзистору затем, чтобы они находились примерно при одной температуре, в обратном случае компенсация будет неполной (у диода температура будет меняться сильно, у транзистора - слабо => у них $U_{бэ}$ будет меняться по-разному, это введет дополнительные погрешности для выходного тока).

Для полевого транзистора схема еще проще. Сам по себе транзистор - источник тока + ООС по току за счет резистора в цепи истока => дополнительное увеличение выходного сопротивления.

13. Токовые зеркала. Схемы на основе токовых зеркал.

Токовые зеркала (отражатели тока)

$I_{вх} \approx I_n$, I_n отраж-ся $I_{вх}$
 $VT1$ наход. в диодном режиме
 $I_{вх} = I_{к1} + I_{б2} + I_{б3}$
 $I_{вых} = I_{к2}$
 $VT1$ и $VT2$ идентичны
 $\beta_1 = \beta_2 = \beta$
 $U_{бэ1} = U_{бэ2}$
 $I_{э1} = I_{э2}$
 о при измен. $I_{вх}$ работает стабилнее, чем на 1м гр-ре.

$I_{б1} = I_{б2} = I_{б}$, $I_{к1} = I_{к2} = I_{к}$

$I_{вх} = I_{к} + 2I_{б} \Rightarrow \frac{I_n}{I_{вх}} = \frac{I_{к}}{I_{к} + 2I_{б}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta}}$
 $I_{вых} = I_{к2} = I_{к}$
 $\beta \rightarrow \infty, \frac{I_n}{I_{вх}} \rightarrow 1$

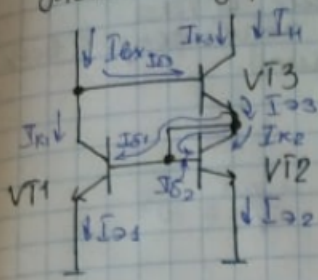
Перевернем сх. схему

работают хуже, чем в пр-м

Чем $\uparrow R$, тем лучше $I_{вх} \approx I_{вых}$

• для более точн-ти, кот. обеспеч. с помощью

Макровое зеркало Уилсона



$$I_{k3} = I_{in}$$

$$V_{T1} = V_{T2} = V_{T3}$$

$$U_{\delta 31} = U_{\delta 32} \Rightarrow I_{\delta 1} = I_{\delta 2}$$

$$\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = \beta$$

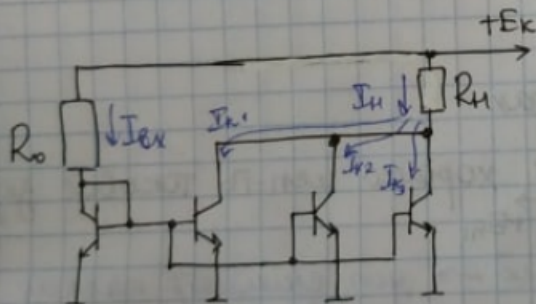
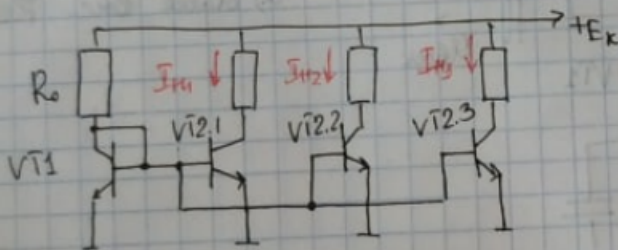
$$I_{\delta 1} = I_{\delta 2} = I_{\delta 3} = I_{\delta}$$

$$I_{ex} = I_{k1} + I_{\delta 3} \approx I_{k1} + I_{\delta} = I_{\delta 1}$$

$$I_{in} = I_{k3} = I_{\delta 3} - I_{\delta 3} = I_{k2} + I_{\delta 1} + I_{\delta 2} - I_{\delta 3} = I_{k2} + I_{\delta 2} = I_{\delta 2}$$

$$I_{\delta 1} = I_{\delta 2} \Rightarrow I_{ex} = I_{in}$$

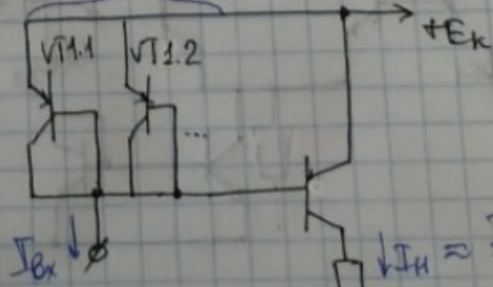
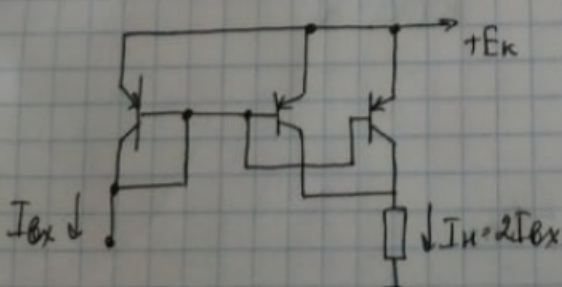
один ООС по току



$$I_{in} = \sum_n I_{k_n} \approx n I_{ex}$$

$$I_{k1} = I_{ex} \rightarrow I_{in} = 3 I_{ex}$$

• Чем больше β проб, тем меньше коэф. передачи токов.



$$I_{in} \approx \frac{I_{ex}}{n}$$

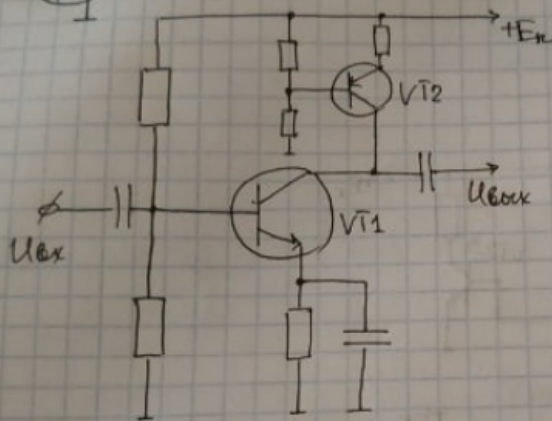
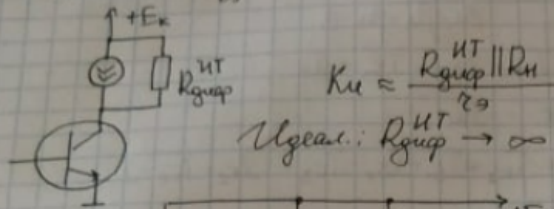
$$I_{in} = \frac{I_{ex}}{2}$$

Применение:

- 1) В цепях, где необход. постоян. тизание от тока
- 2) Динамическая нагрузка - зм. актив. сопр. в вых. цепи на источник гнбна (тр-ный, ламп)

$$K_u \approx - \frac{(R_k \parallel R_n)}{r_o}$$

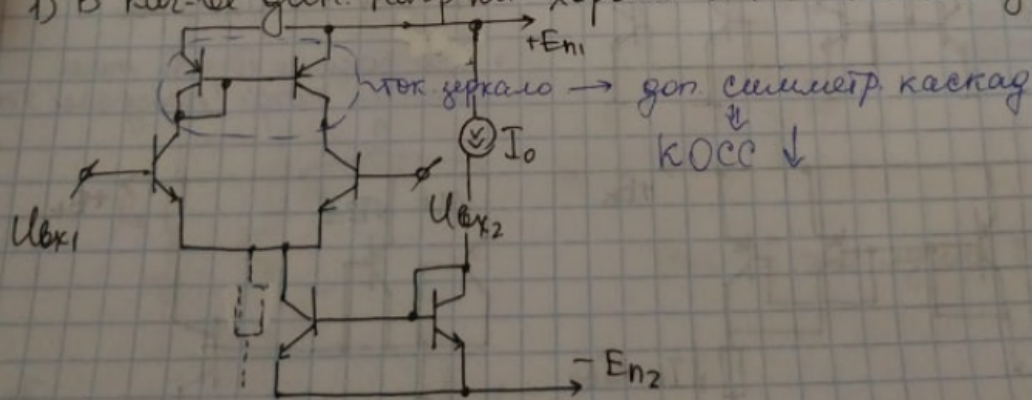
$$\frac{-10^5}{7} \approx 10^5$$



⊖: Чем ↑ K_u, тем ↑ эффект Миллера, ↓ полса частот ↑ более выс. R_вых

ИТ в диф. каскадах

- 1) В кас-ве дин. напр-ки хорошо исп-ть токовое зеркало.



- 2) Замена резистора в эмитт. цепи в дифр. каскадах

Двухтранзисторные. Принцип в том, что есть входной ток, и выходной ток должен его повторять в идеале. Ну и если приближенно рассматривать, то токи эмиттерные (транзисторов, входящих в состав зеркала) обязаны быть равными, если транзисторы идентичны, тк б-э переходы включены параллельно друг другу, и поэтому $U_{бэ}$ у них одинаково, и поэтому, если транзисторы идентичны, то эмиттерные токи тоже будут одинаковы. Такая же история при изменении температуры. Если более подробно рассматривать, то выясняется, что в простейшей схеме, даже если транзисторы идентичны (если принять их базовые токи равными друг другу), то оказывается, что выходной ток будет несколько меньше входного. Коэф. передачи равен $\beta / (\beta + 2)$. **Нужно это вывести.**

Утешает то, что при высоких “бета” это соотношение стремится к 1, действительно получается схема повторяющего тока. А для того, чтобы схема имела коэф. передачи ближе к 1 применяются более сложные схемы токовых зеркал, например Уилсона. **Нужно проставить везде токи на схемах.**

Схемы: удвоения, утроения, деления и тд.

Можно сказать, где токовые зеркала применяются. Например, как динамическая нагрузка дифференциального каскада. Лучше использовать усложненные схемы.

14. Дифференциальные транзисторные каскады. Принцип работы. Основные параметры (Кдифф, Ксф, КОСС).

Дифференциальный усилительный каскад

- Есть 2 входа, усиливает разность вх. напр-ий
- Затягивает 2-х ветви питания
- Фредоуду каскада общий усил. перем. напр-е
- Этот мф усиливает постоянн./медлен. меняющ.

- $U_{вых1} / U_{вых2}$ - каскад с несимметр. выходами.
- $U_{вых}$ - и мфу кел-ли - с симметр. выходом.
- Нет обратной связи частот. снизу

Решим симметричного сигнала

$U_{вх1} = U_{вх2} = U_{вхсф}$

$VT1 \equiv VT2$

$R_{к1} = R_{к2} = R_k$ $U_{вхсф} > 0$

$R_{б1} = R_{б2} = R_b$

Пусть в эмит. цепи I_0

$I_0 = I_{э1} + I_{э2} \approx I_{к1} + I_{к2}$

$\beta_1 = \beta_2 = \beta \gg 1$

Пусть в эмит. цепи $R_э$

$U_{вхсф} \uparrow \Rightarrow I_{к1} \uparrow \text{ и } I_{к2} \uparrow$

$U_{вых1} \downarrow \text{ и } U_{вых2} \downarrow$

$R_э > R_k$

В идеал. случае при подаче $U_{вхсф}$, каскад об не усилит, даже не пререкает на выход, т.к. $U_{вых1} = U_{вых2} \Rightarrow U_{вхдиф} = 0$

• В реале усил. гораздо слабее $U_{вхсф}$ чем $U_{вхдиф}$.

Решим дифференциального сигнала

$U_{вх1} \neq U_{вх2}$

$U_{вх1} - U_{вх2} = U_{вхдиф}$

Движение в цепи эмит. - I_0

$$I_0 \approx I_{K1} + I_{K2}$$

$I_{K1} \uparrow, U_{\text{вых}1} \downarrow, I_{K2} \downarrow, U_{\text{вых}2} \uparrow$

$$|\Delta I_{K1}| = |\Delta I_{K2}|$$

$$\Delta I_{K1} = -\Delta I_{K2}$$

Движение в цепи эмит. R_3

$$I_{K1} + I_{K2} \neq \text{const}$$

$\uparrow I_{K1}, \downarrow U_{\text{вых}1}, \downarrow I_{K2}, \uparrow U_{\text{вых}2}$

$$U_{\text{вых}1} > U_{\text{вых}2}$$

$$U_{\text{вых} \text{ групп}} > 0$$

$$U_{\text{вых} \text{ групп}} = U_{\text{вых}1} - U_{\text{вых}2}$$

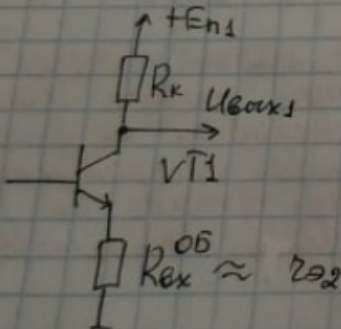
$$U_{\text{вых}1} = U_{\text{вых} \text{ групп}}$$

$$U_{\text{вых}2} = 0$$

$$1) K_2 = \frac{U_{\text{вых}1}}{U_{\text{вых} \text{ групп}}} \approx - \frac{R_K}{r_{21} + R_{ex}} = - \frac{R_K}{r_{21} + r_{22}} = - \frac{R_K}{2r_2} = K_{\text{групп}1}$$

$$K_{\text{н}}^{07} = - \frac{h_{217} (R_K \parallel R_H)}{R_r + R_{ex}^{07}} = \left. \begin{array}{l} R_H \gg R_K \\ R_r \ll R_{ex}^{07} \\ R_{ex}^{07} = r_2 + (1+h_{217})r_2 \end{array} \right\} \approx \frac{R_K}{r_2}$$

$h_{217} \gg 1, r_2 \rightarrow 0$



$$2) K_2 = \frac{U_{\text{вых}2}}{U_{\text{вых} \text{ групп}}} = \frac{R_K}{2r_2} = K_{\text{групп}2}$$

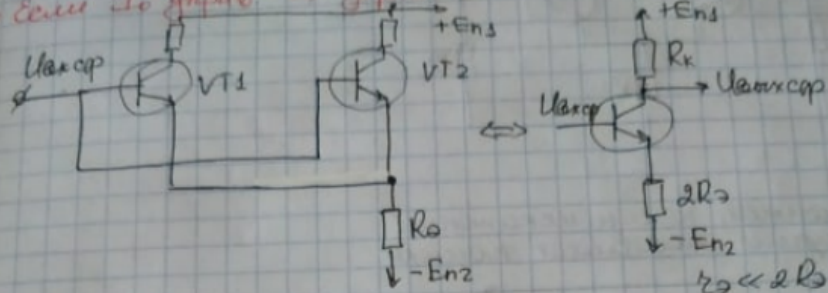
$$K_2 = K_{05} \approx \frac{(R_K \parallel R_H) h_{215}}{R_r + R_{ex}^{06}}$$

$$R_{ex}^{06} \approx r_{22}$$

$$R_r = R_{\text{вых} \text{ (OK)}}^{07} \approx r_{21}$$

3) $K_{\text{групп}} = \frac{\text{Симметричный выход}}{\text{Вход}} = \frac{U_{\text{вых}2} - U_{\text{вых}1}}{U_{\text{вх} \text{ групп}}} = K_{\text{групп}2} - K_{\text{групп}1} \approx \frac{R_k}{r_0}$

• Если I_0 управл. \Rightarrow групп. К



$$K_{\text{ср}} = \frac{U_{\text{выхср}}}{U_{\text{вхср}}} = \frac{R_k}{r_0 + 2R_0} \approx \frac{R_k}{2R_0}$$

$$K_{\text{групп}1,2} \approx \pm \frac{R_k}{2r_0} \quad R_0 \gg r_0 \Rightarrow K_{\text{групп}1,2} \gg K_{\text{ср}}$$

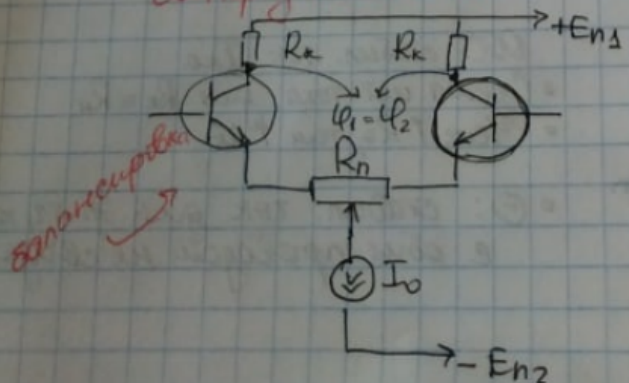
$I_0, K_{\text{ср}} \rightarrow 0$
 \hookrightarrow идеал

Резул.: $K_{\text{ср}} \approx \frac{R_k}{2R_{\text{вх} \text{ вкл} \text{ тока}}}$

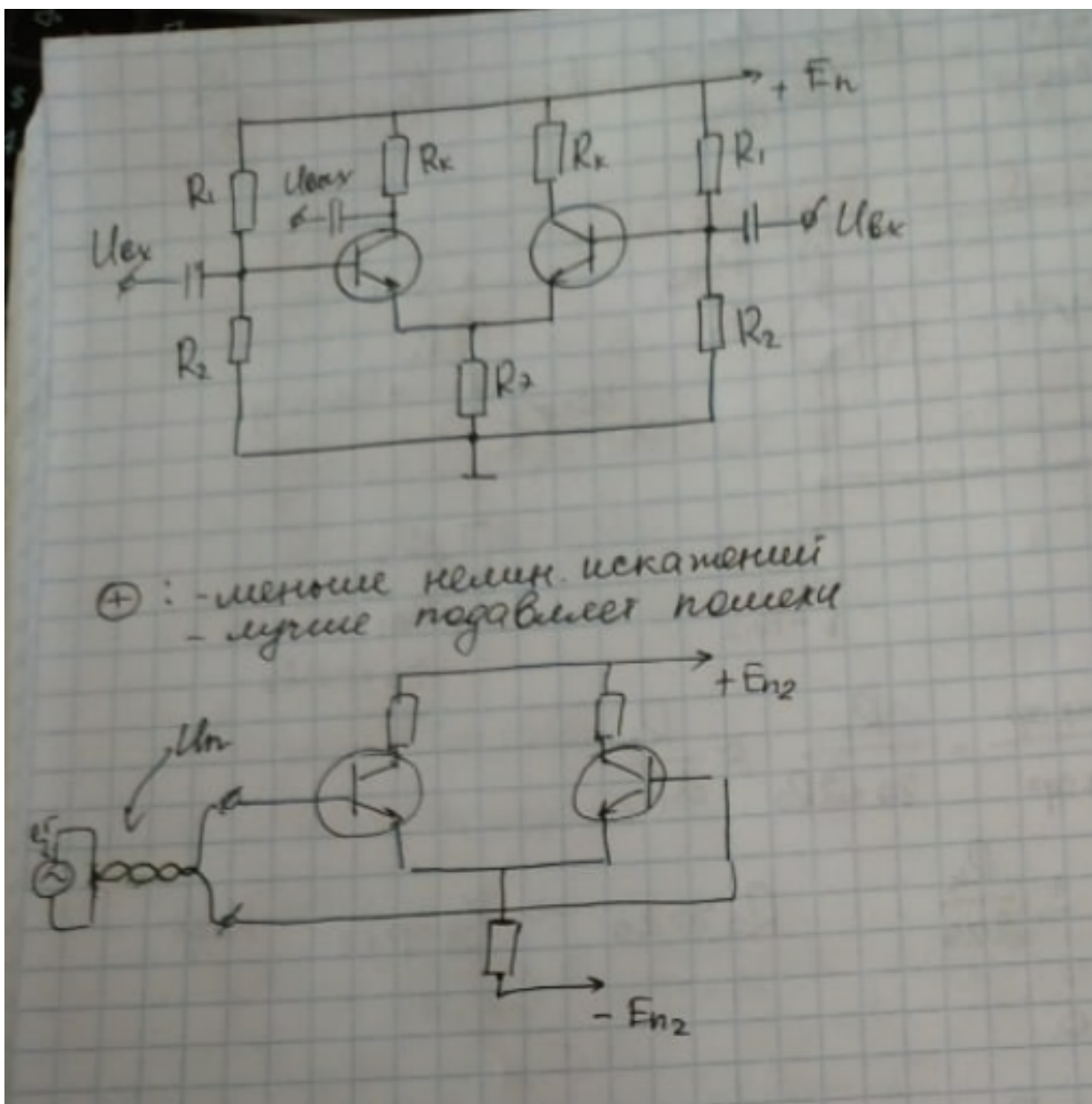
KOCC - коэф. ослабл. синфаз. сигнала

$$KOCC = \frac{K_{\text{групп}1,2}}{K_{\text{ср}}} \approx \frac{R_0}{r_0} \approx \frac{R_{\text{вх} \text{ вкл} \text{ и}}}{r_0}$$

Чем больше асимметр., тем хуже будет подавл. синфаз. сигнала



$$K_{\text{групп}1,2} \approx \pm \frac{R_k}{r_0 + \frac{R_n}{2}}$$



Надо понимать, что в идеальном случае обе половины нашего каскада абсолютно одинаковы, в этом случае синфазный подавляется до 0, а диф - усиливается. Мы также рассматривали случай, когда в эмиттерной цепи стоит источник тока (идеализированный случай), либо когда вместо источника тока ставится резистор. В частности, когда ставится источник тока, то в абс. симм. тока синф. сигнал подавляется до нуля, тк если мы на базу обоих транзисторов, которые составляют диф. каскад подаем одно и то же напряжение и, допустим, его увеличиваем, то мы тем самым сильнее открываем б-э переходы, а значит коллекторные токи и эмиттерные одновременно и на одну и ту же величину должны возрастать, но если в Э цепи стоит источник тока, то ток этого источник является суммой Э токов обоих транзисторов, и если этот источник идеальный, то ток его выходной измениться не может => Э токи не получится увеличить одновременно => нельзя одновременно увеличить оба коллекторных тока из-за того, что сумма их остается постоянной => напряжения на коллекторах (и между) обоих транзисторов изменяться не будут. Так что при использовании источника тока в Э цепи в абс. симм. схеме получаем

полное подавление синфазного сигнала, то есть наш каскад на синфазный сигнал не реагирует. А если сигнал диф., то даже если 1 из транзисторов мы открываем, то через него ток увеличивается, а через другой транз. он обязан уменьшиться. Это значит, что на К транзисторов у нас напряжения на одну и ту же величину в разные стороны будут изменяться.

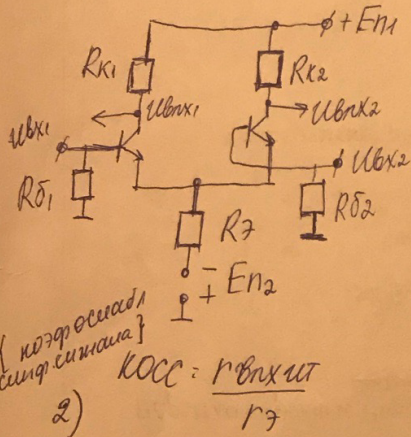
КОСС - некая собирательная хар-ка, которая говорит о том, насколько хорошо работает диф. каскад с диф. сигналом по сравнению с синфазным.

15. Применение источников тока в дифференциальных каскадах.

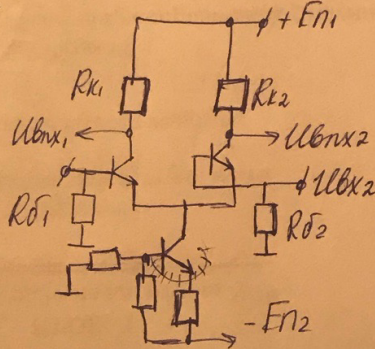
15.

Применение источников тока в дифф. каскадах.

- 1) по прямому назначению питания u -в, ~~и др.~~ стабилизацией тока
- 2) в качестве динамической нагрузки
- 3) как источник тока, заменяют сопротивление R_7 схемой источника тока



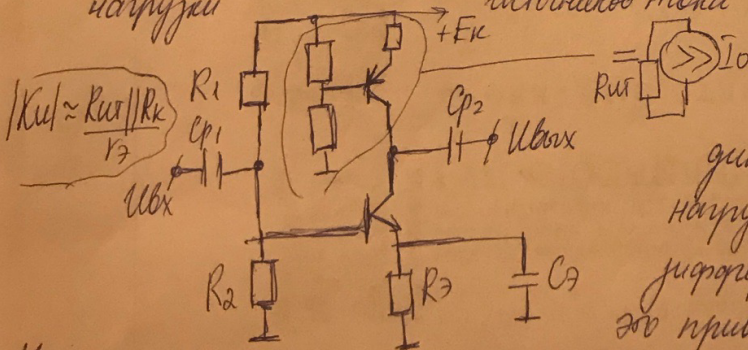
Вместо R_7 для стабилизации тока ставим источник тока



1) коэффициент симметрии

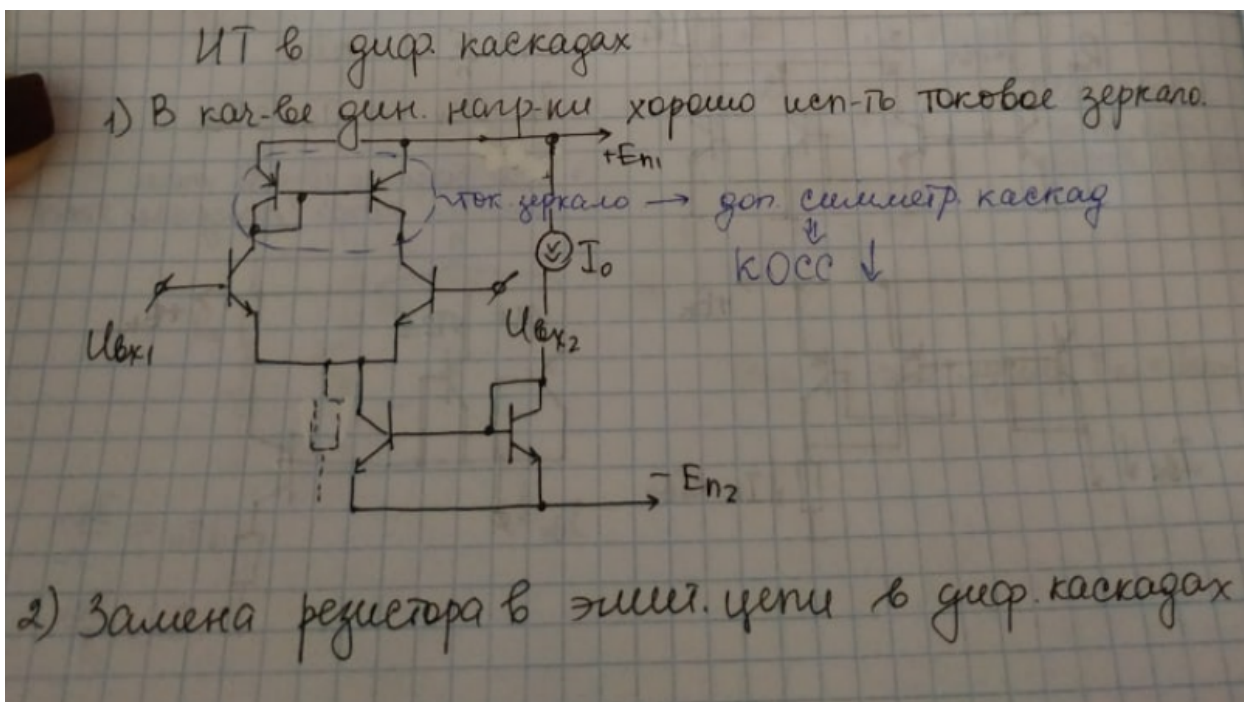
2)
$$K_{осс} = \frac{r_{вх1,2}}{r_7}$$

Использование ~~диодов~~ ~~диодов~~ в качестве динамической нагрузки источников тока



динамическая нагрузка даёт высокое дифференциальное сопротивление, это приводит к ↑ коэф. усиления усилителя, это даёт более стабилизацию тока покоя усилителя.

Усилятся - VT1 каскад на VT2 при нагрузке - VT2



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

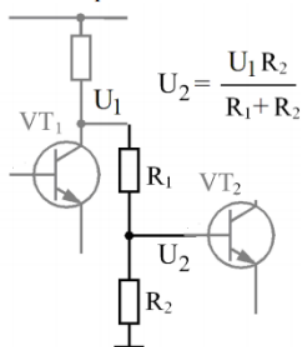
2.1) Источник тока в Э цепи для увеличения КОСС для того, чтобы сигнал лучше подавлялся.

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 $R_{э.диф.}$, 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 управляется внеш. сигналом. Можно показать, что с помощью такого источника можно реализовать операцию умножения, т.е. $U_{вх.диф.}$ мы перемножаем на $U_{упр.ист.тока}$ в Э цепи. Таким образом действуют аналоговые умножители напряжения.

16. Схемы сдвига уровня постоянного напряжения.

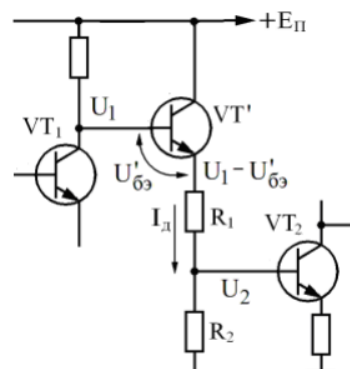
Назначение схемы сдвига уровня постоянного напряжения – изменение напряжения покоя выходной цепи предыдущего каскада до такого значения, которое необходимо для задания нужного режима покоя входной цепи следующего каскада. В общем случае такая схема может как уменьшать, так и увеличивать постоянное напряжение. *При этом в идеальном случае на передачу переменного сигнала от каскада к каскаду такая цепь влиять не должна.*

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



Для улучшения работы между каскадами на транзисторах VT_1 и VT_2 часто ставят эмиттерный повторитель (на схеме справа – на транзисторе VT'), в выходной цепи которого ставим делитель напряжения на резисторах R_1 и R_2 . Схема работает с понижением уровня постоянного напряжения, уменьшая напряжение U_1 на коллекторе VT_1 до напряжения U_2 на базе VT_2 :

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

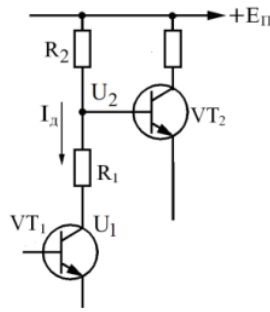


Вариант с повышением напряжения: делитель напряжения размещен в коллекторной цепи VT1.

$$U_2 = U_1 + I_D R_1 =$$

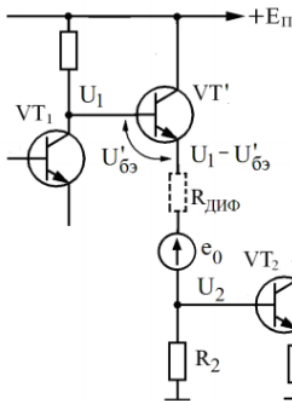
$$= U_1 + \frac{E_{II} - U_1}{R_1 + R_2} R_1 =$$

$$= \frac{U_1 R_2 + E_{II} R_1}{R_1 + R_2}$$



Очевидный недостаток резисторной схемы сдвига уровня: сильное ослабление переменного сигнала, т. к. у резистора сопротивление по постоянному и переменному току равны.

Ослабление переменного сигнала ГИПОТЕТИЧЕСКИ можно свести к нулю, если в представленных схемах резистор R1 заменить на нелинейный элемент, дифференциальное сопротивление которого близко к нулю, либо много меньше сопротивления резистора R2.



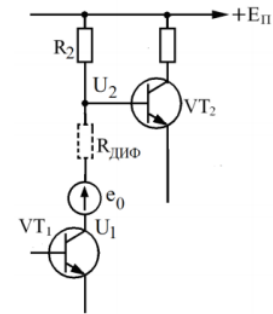
Подобные нелинейные элементы могут быть представлены в виде простейшей эквивалентной схемы, включающей в себя эквивалентный источник ЭДС e_0 и последовательно соединенное с ним дифференциальное сопротивление $r_{диф}$. В идеальном случае $r_{диф} \rightarrow 0$, и тогда ослабления переменного сигнала не будет. В реальном случае для минимального ослабления должно выполняться условие $R_{диф} \ll R_2$.

Для схемы с понижением уровня (слева)

$$U_2 = U_1 - U'_{бэ} - e_0$$

Для схемы с повышением уровня (справа)

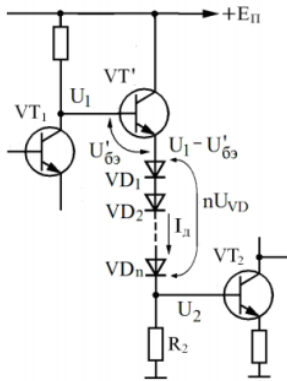
$$U_2 = U_1 + e_0$$



Диодные схемы сдвига уровня. Как известно, подобную эквивалентную схему имеет полупроводниковый диод в прямом включении. При этом для кремниевых диодов $e_0 = n U_{VD} \approx n * 0,6$ В. Дифференциальное сопротивление диодов $r_{диф}^{VD}$

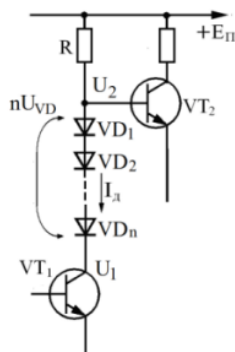
может быть достаточно малым (единицы Ом). В схему может быть включено последовательно n диодов. Так как диоды включены последовательно, то их дифференциальные сопротивления суммируются. Для того, чтобы потери переменного сигнала были минимальны, должно выполняться условие $n r_{диф}^{VD} \ll R_2$. Недостаток: зависимость напряжения сдвига от температуры (вследствие температурной зависимости U_{VD}); невозможность задавать произвольное напряжение сдвига, т. к. оно кратно U_{VD} . Впрочем, напряжение сдвига можно изменять в малых пределах, меняя R_2 (при этом будет меняться ток диодов, что приведет к небольшому изменению U_{VD}).

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



Диодная схема с понижением уровня:

$$U_2 = U_1 - U'_{бэ} - n U_{VD}$$



Диодная схема с повышением уровня:

$$U_2 = U_1 + n U_{VD}$$

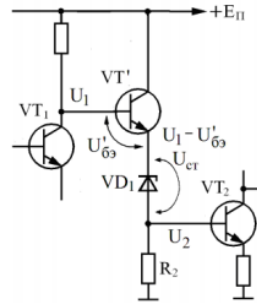


Схема на стабилитроне с понижением уровня:

$$U_2 = U_1 - U'_{бэ} - U_{CT}$$

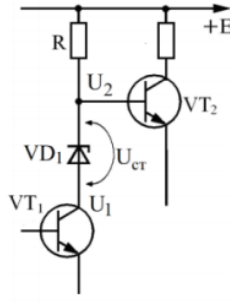
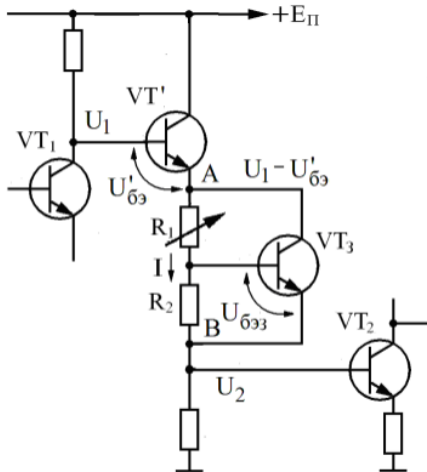


Схема на стабилитроне с повышением уровня:

$$U_2 = U_1 + n U_{CT}$$

В схемах на дискретных стабилитронах напряжение сдвига определяется номинальным напряжением стабилизации, это значит, что невозможно реализовать произвольное напряжение сдвига. Однако в ИМС могут быть реализованы стабилитроны с любым напряжением стабилизации.

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:

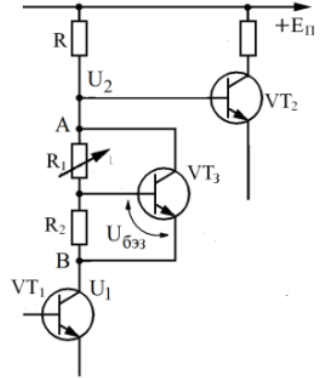
$$U_2 = U_1 - U'_{бэ} - U_{AB} = U_1 - U'_{бэ} - U_{R1} - U_{R2}$$

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

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

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

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

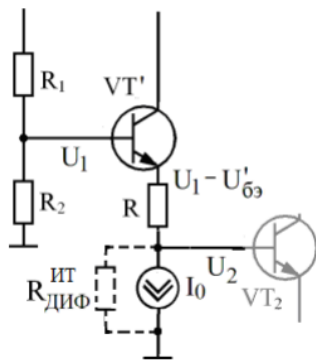


Транзисторная схема сдвига уровня с повышением напряжения.

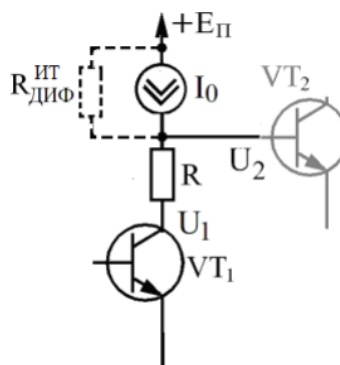
Транзисторная схема сдвига уровня с понижением напряжения.

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

Возвращаясь к началу подраздела, отметим: в простейшем делителе $R1 - R2$ резистор $R1$ был заменен нелинейным элементом с низким дифференциальным сопротивлением, что приводит к минимизации ослабления, вносимого схемой сдвига уровня для переменного сигнала. Но того же самого можно было добиться другим путём: резистор $R2$ заменить на транзисторный источник тока (на схемах ниже обозначен как идеальный источник тока I_0).



Для понижающей схемы:
 $U_2 = U_1 - U'_{бэ} - RI_0$



Для повышающей схемы
 $U_2 = U_1 + RI_0$

По переменному напряжению данные цепи представляют собой делители напряжения, образованные резистором R и дифференциальным сопротивлением источника тока $R_{диф}^{ИТ}$. В идеале $R_{диф}^{ИТ} \rightarrow \infty$, и для переменного сигнала цепь не вносит ослабления. Очевидно, чем больше $R_{диф}^{ИТ}$, тем меньше ослабление переменного сигнала. В любом случае для обеспечения малого ослабления переменного сигнала должно выполняться условие $R_{диф}^{ИТ} \gg R$.

Если мы применяем непосредственную связь усил. каскадов друг с другом, то мы иногда просто не можем присоединить выходную цепь транзистора к входной цепи другого, тк требуется, чтобы эти напряжения были разными и постоянными.

Упост.вх. следующего каскада должно быть меньше Упост.вых. предыдущего.

Должно быть нечто, сдвигающее уровень напряжения вниз. Чтоб от одного каскада к другому перейти вот это нечто в виде переходного звена должно использоваться.

Это и есть схема сдвига уровня с уменьшением U .

Нужно делать эти схемы так, чтобы по переменному току прохождение сигнала было без потерь в идеале. Принцип: верхнее сопротивление в делителе можно заменить на нелинейный элемент, у которого сопротивление по переменному току

нулевое (гораздо меньше нижнего резистора). В этом случае по пер. U ослабление будет минимальное. И чем ближе диф. сопр. верхнего эл-та в делителе, тем меньше потери сигнала (диод, стабилитрон, транзистор). Либо можно нижнее сопротивление сделать бесконечным (транзисторный источник тока), а в качестве верхнего оставить резистор. Схемы с увеличением тоже рассматривали.

17. Усилительные каскады с динамической нагрузкой.

16. Усилительные каскады с динамической нагрузкой.

Вместо резистора

В выходной цепи усилительного каскада устанавливают источник тока (высокое дифференциальное сопротивление). Это приводит к увеличению коэфф. усиления усилителя. Кроме того это дает доп. стабилизирующий режим покоя усилителя.

Схема простого усилителя на БТТ

VT1 - усил. каскад
VT2 - динам. нагрузка, ист. тока

(Усилительные каскады с динамической нагрузкой - это когда мы вместо резистора в коллекторной цепи или в выходной цепи усилительного каскада ставим транзисторный источник тока тем самым заменяя сопротивление этого резистора на гораздо большее диф. сопротивление источника тока. (в схеме с ОЭ, ОИ, ОБ приведёт это к увеличению

коэфф. усиления. Именно для этого используется динамическая нагрузка.) (простейший пример: одиночный каскад с ОЭ, где в качестве динамической нагрузки используется простейший источник тока на биполярном транзисторе, либо дифф. каскад, токовое зеркало). Но раз в выходной цепи у нас элемент с высоким дифф. сопротивлением - это означает, что выходное сопротивление нашего каскада (из-за внедрения динамич. нагрузки) увеличивается, а это как правило плохо. Во-вторых, если каскад инвертирующий, и если есть какая-то емкость между входом и выходом (не обязательно конденсатор), эффект Миллера будет проявляться сильно, и чем больше мы лучшие источники тока ставим (свойства которых всё ближе к идеальным) в коллекторную цепь нашего усил. каскада, тем самым увеличивая выходное сопротивление источника тока (тем самым увеличивая коэфф. усиления), но при этом чем больше коэфф. усиления, тем больше входная емкость из-за эффекта Миллера. Так что в каскадах с динам. нагрузкой эффект Миллера проявляется сильнее, за счет чего оказывается у них полоса частот оказывается уже, чем у каскадов с обычной резистивной нагрузкой.)

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

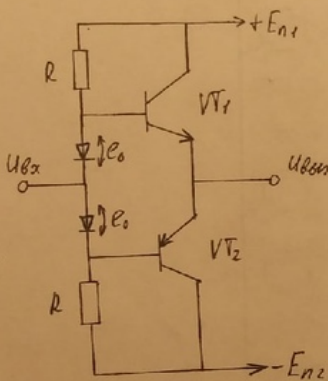
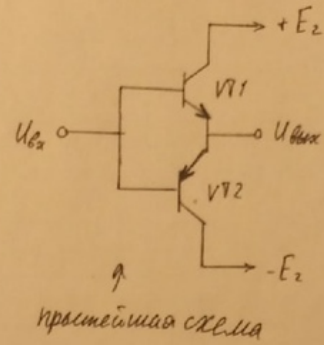
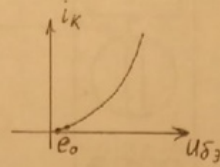
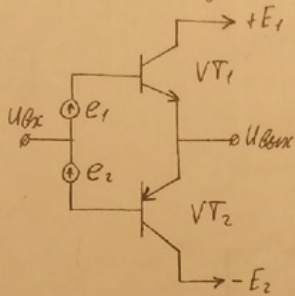
Оконечные усилительные каскады:

- Назначение: обеспечение заданной мощности и значения выходного сопротивления усилителя
- Вносит основную долю нелинейных искажений (большой сигнал на конце)
- В большинстве случаев потребитель наибольшей мощности от источника питания. Следовательно, КПД оконечного каскада определяет КПД всего усилителя
- по большей степени определяют габариты всего усилителя

Решим АВ схема:

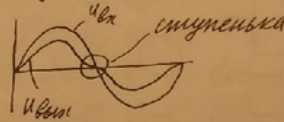
Решим В

- $I_0 = 0 \Rightarrow \zeta$ оказывается достаточно высоким
- ⊕ высокий КПД; простота схемы
- ⊖ сильный уровень нелинейных искажений



$$e_0 = U_{\text{в01}} (U_{\text{в02}})$$

Транзистор будет находиться на грани между активным режимом и режимом отсечки, ток покоя $I_0 \approx 0$. Вследствие нелинейности начальной части ВАХ будет искажена линия ступенька (будут проявляться)



Решим АВ

Выводным каскадом эд. VT1 и VT2
 На VT3 - промежуточный каскад (СОЭ), нужен для обеспечения Uвых

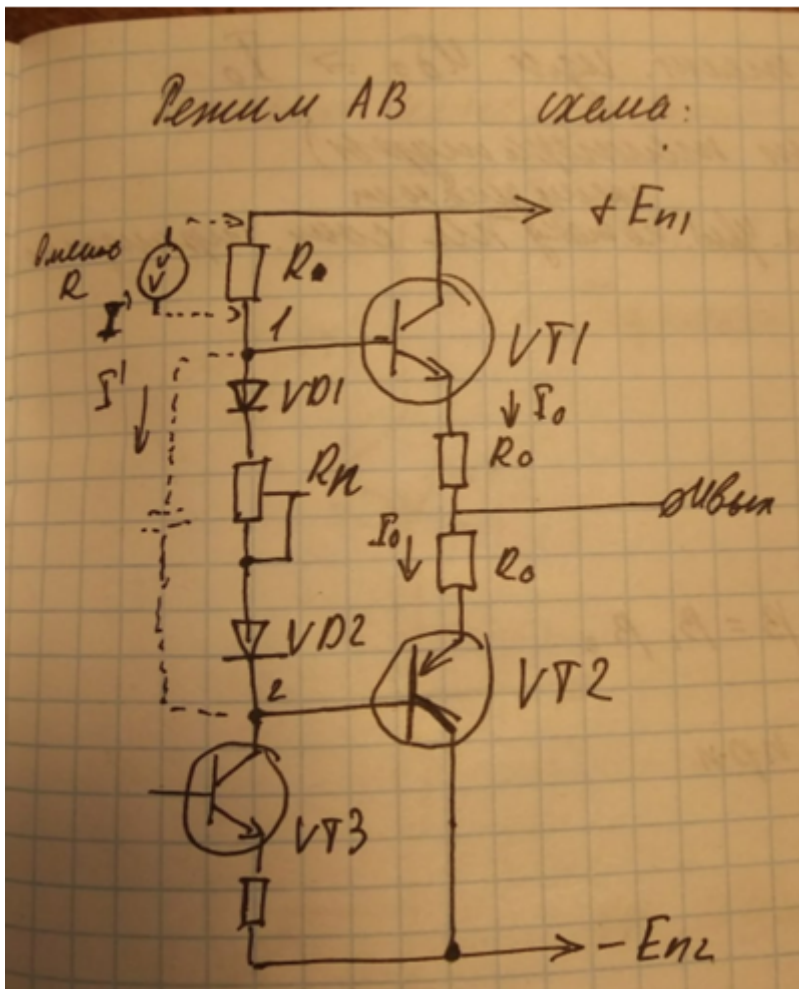
$$U_{\text{н2}} = 2U_{\text{г}} + I' R_{\text{н}} = 2U_{\text{бэ}} + 2R_0 I_0, \quad U_{\text{г}} \approx U_{\text{бэ}}$$

$$I' R_{\text{н}} = 2R_0 I_0 \Rightarrow I_0 = \frac{I' R_{\text{н}}}{2R_0}$$

I' задает при расчете каскада на VT3

R можно записать на I' \Rightarrow выводной каскад имеет динамическую нагрузку за счет $I' \Rightarrow$ возрастает $K_{\text{н}}$

Использование диодов в цепях VT1 и VT2 делают схему температурно стабильной



(Особенность окончных усилительных каскадов ,во-первых, в том, что они работают в режиме большого сигнала, во-вторых мощность потребляемая выходным каскадом оказывается в два раза больше, чем мощность потребляемая всеми остальными каскадами, отсюда КПД каскада имеет большое значение (допустим нужно 100 Вт, а кпд 10%, выходит что 900 Вт из 1 кВт в никуда). Тем не менее КПД чем НИЖЕ, тем лучше. Из-за этого следует почему в режиме А мощные каскады не строятся (потому что в режиме А, когда транзисторы все время открыты и ток покоя достаточно большой - именно большой ток покоя и объясняет, что КПД таких каскадов достаточно малый. Соответственно в особо ответственных случаях в режиме А выходные каскады не делаются (слишком большую мощность они потребляют).) Значит должен быть режим В или АВ, который имеет КПД значительно выше. Что значит режим В - ток покоя=0 или очень мал, в двухтактных каскадах оба транзистора при нулевом напряжении закрыты, а при наличии входного напряжения открывается один из транзисторов в зависимости от полярности входного напряжения, из-за малого тока покоя - КПД высокий. Режим АВ применяется из-за того, что в режиме В искажения переходные достаточно большие получаются, искажения типа "ступенька", чтобы их снизить нам нужно между базами этих двух транзисторов включить источники напряжения такие, которые привели бы эти оба транзистора к точке пограничной между отсечкой и активным режимом (это просто два диода надо включить, либо ещё резистор для режима АВ). Ещё следует сказать почему употребляют двухтактный эмиттерный повторитель - потому что очень часто доп. требованием к усилителю мощности является низкое выходное сопротивление, а оно самое низкое именно в схеме повторителя. Вывод: чаще всего, во-первых, используется схема с повторителями, во-вторых, они делаются двухтактными, в третьих, они делаются, такими, чтобы

транзисторы работали в режиме В или АВ. В двухтактном каскаде на биполярных транзисторах в базовой цепи стояла диодная или транзисторная схема сдвига уровня напряжения, благодаря которой транзисторный каскад из режима В можно было перевести в режим АВ.)

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

С 93 ПО 101 СТРАНИЦУ ЛЕКЦИЙ

Обратной связью называют связь между электрическими цепями, при которой часть энергии выходного сигнала передаётся на вход, т.е. из цепи с более высоким уровнем сигнала в цепь с более низким его уровнем. Обратная связь значительно влияет на свойства и характеристики усилителя, поэтому её часто вводят в усилитель (схему устройства) для изменения его свойств в нужном направлении. Такая обратная связь называется внешней. Обратная связь может возникнуть и самопроизвольно, например, из-за физических особенностей усилительного элемента. Такая обратная связь называется внутренней обратной связью. Обратная связь возникающая из-за паразитных связей (емкостных, индуктивных и др.) называется паразитной.

Цепь обратной связи вместе с частью схемы усилителя, к которой она подключена, образует замкнутый контур, называемый петлей обратной связи, рис. 4.1.

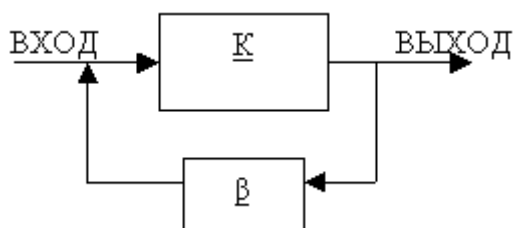
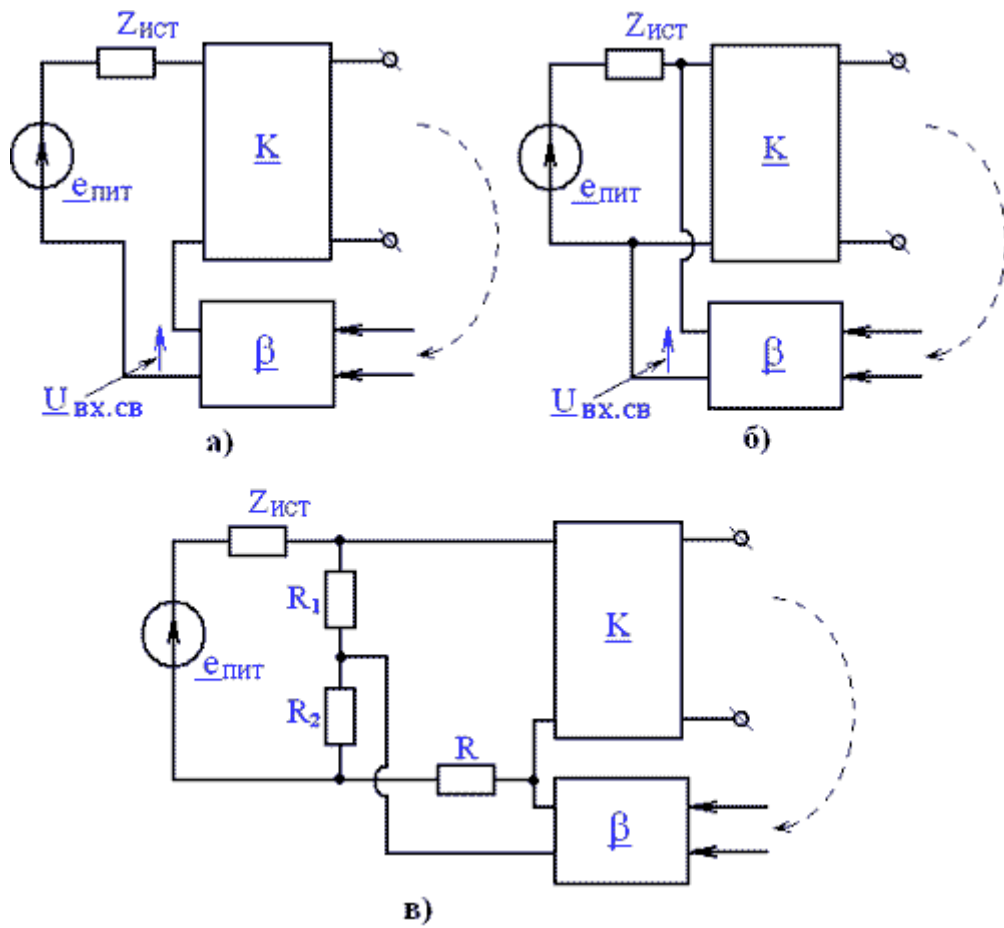


Рис. 4.1. Обратная связь в усилителе К – коэффициент усиления усилителя В – коэффициент передачи цепи обратной связи.

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

- последовательную обратную связь, рис. 4.4а
- параллельную обратную связь, рис. 4.4б
- комбинированную обратную связь, рис. 4.4в



Для оценки влияния обратной связи на коэффициент усиления по напряжению, рассмотрим последовательный способ введения сигнала во входную цепь, рис. 4.5:

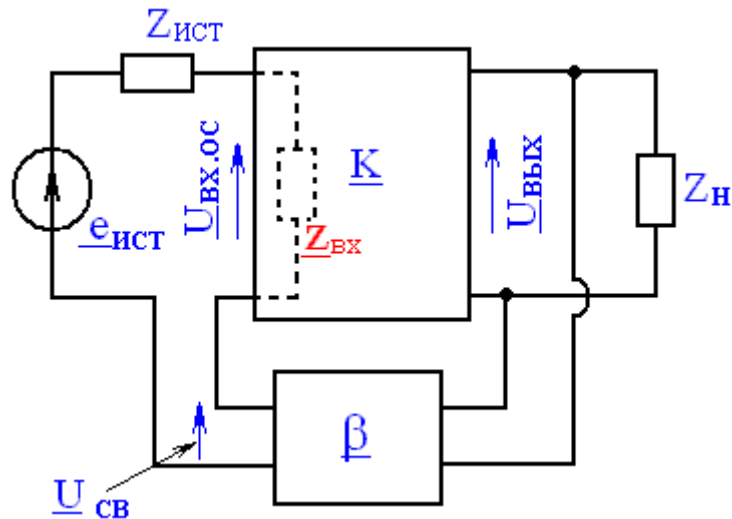


Рис. 4.5. Влияние обратной связи на коэффициент усиления

Предположим, что входное сопротивление усиливается $Z_{ВХ} = \infty$ (бесконечно велико). Как видно из рис. 4.5:

$$U_{ВХ.ИСТ} - U_{ВХ.ОС} + U_{СВ} = 0; \quad (4.1)$$

Здесь $U_{BX.OC}$ – результирующий сигнал на входе усилителя. Из уравнения (4.1) следует:

$$U_{BX.OC} = U_{BX.ИСТ} + U_{CB};$$

Выходное напряжение усилителя равно:

$$U_{ВЫХ.OC} = K \cdot U_{BX.OC}; \quad (4.2)$$

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

$$U_{ВЫХ.OC} = K_{OC} \cdot U_{BX.ИСТ}; \quad (4.3)$$

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

$$\frac{K}{K_{OC}} = \frac{U_{BX.ИСТ}}{U_{BX.OC}} = \underline{F}; \quad (4.4)$$

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

$$U_{BX.ИСТ} = U_{BX.OC} - U_{CB};$$

И с учетом (4.4), получим после подстановки:

$$\underline{F} = \frac{U_{BX.OC} - U_{CB}}{U_{BX.OC}} = 1 - \frac{U_{CB}}{U_{BX.OC}} = 1 + \underline{T}; \quad (4.5)$$

Комплексную величину \underline{T} называют возвратным отношением:

$$\underline{T} = -\frac{U_{CB}}{U_{ВЫХ.OC}} = -\frac{U_{CB}}{U_{ВЫХ.OC}} \cdot \frac{U_{ВЫХ.OC}}{U_{ВЫХ.OC}} = -\frac{U_{CB}}{U_{ВЫХ.OC}} \cdot \frac{U_{ВЫХ.OC}}{U_{BX.OC}} = -\beta \cdot K$$

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

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

При ООС коэффициент усиления усилителя с обратной связью уменьшается:

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

а при ПОС – возрастает:

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

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

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

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

ООС стабилизирует коэффициент усиления усилителя, уменьшая его нестабильность. При глубокой ООС ($F \gg 1$) $K_{oc} \approx 1/\beta$

$$dq_{св} = \frac{d \left[\frac{K}{1 + \beta \cdot K} \right]}{\frac{K}{1 + \beta \cdot K}} = \frac{dq}{1 + \beta \cdot K} = \frac{dq}{F}$$

Введение ООС уменьшает нелинейные искажения и помехи в глубину ООС раз [1]:

$$U_{г.оc} = \frac{U_{г}}{1 + \beta \cdot K} = \frac{U_{г}}{F} \qquad U_{п.оc} = \frac{U_{п}}{1 + \beta \cdot K} = \frac{U_{п}}{F}$$

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

Обратная связь изменяет выходное и входное сопротивления цепи, к которой оно подключен.

Выходное сопротивление усилителя без обратной связи равно:

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

Выходное сопротивление усилителя с обратной связью равно:

$$Z_{вых.оc} = Z_{вых} \cdot \frac{F_{вых.кз}}{F_{вых.хх}};$$

Отсюда следуют частные случаи: 1) В схеме отсутствует ООС по напряжению; тогда $F_{вых.хх} = 1$, а $Z_{вых.оc}$ равно: $Z_{вых.оc} = Z_{вых} \cdot F_{вых.кз}$;

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

2) схеме отсутствует ООС по току; тогда $F_{вых.кз} = 1$, а $Z_{вых.оc} = \frac{Z_{вых}}{F_{вых.хх}}$;

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

Подбирая FВЫХ.ХХ и FВЫХ.КЗ можно всегда согласовать ZВЫХ. с нагрузкой. Это обстоятельство широко используется на практике.

Аналогично определяется входное сопротивление усилителя:

$$Z_{ВХ.ОС} = Z_{ВХ} \cdot \frac{F_{ВХ.КЗ}}{F_{ВХ.ХХ}}$$

последовательное подключение цепи обратной связи ко входу усилителя увеличивает сопротивление: $Z_{ВХ.ОС} = Z_{ВХ} \cdot F_{ВХ.КЗ}$;

$$Z_{ВХ.ОС} = \frac{Z_{ВХ}}{F_{ВХ.ХХ}}$$

А при параллельном – уменьшает:

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

В случае частотно-независимой ООС можно получить коэффициент частотных искажений в виде [1]:

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

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

В другом случае, частотно-зависимой ООС, можно получить желаемую АЧХ (ФЧХ и переходную характеристику), если применить глубокую ООС и зависимость $\beta(f)$. Это свойство широко используется в групповых усилителях, в конструировании усилителей и устройств с заданными параметрами. Например, в линейных усилителях систем передачи с частотным разделением каналов (ЧРК), требуется АЧХ подъёмом в области ВЧ, рис. 4.6:

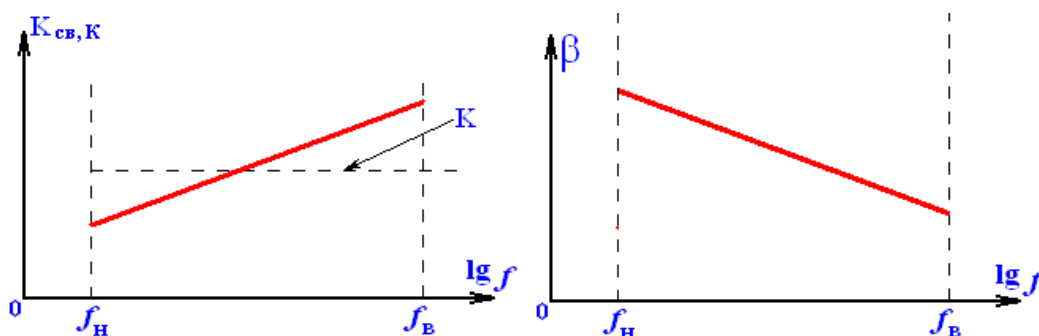


Рис. 4.6. Влияние частотно-зависимой ООС на коэффициент усиления усилителя

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

Усилители с ООС при определённых условиях могут самовозбуждаться, т.е. генерировать электрические колебания. Это свидетельствует о том, что усилитель прекращает свои функции по усилению электрических колебаний. При этом ООС превращается в ПОС. это

происходит обычно за пределами рабочего диапазона частот из-за фазовых сдвигов в усилителе и в цепи обратной связи. Фаза как аргумент вектора петлевого коэффициента передачи T изменяется:

$$T = -\beta \cdot K \cdot e^{j\Delta\varphi\beta K};$$

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

$$\Delta\varphi\beta K = \Delta\varphi K + \Delta\varphi\beta$$

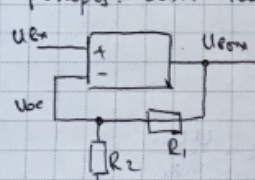
Для повышения устойчивости усилителей разработаны методы, суть которых сводится к следующему.

1. В усилителе с обратной связью следует охватить как можно меньше число каскадов, т.к. это уменьшает сдвиг фаз петли обратной связи
2. Применять в охваченных обратной связью каскадах схемы межкаскадовой связи, дающие малые фазовые сдвиги.
3. При проектировании усилителей задаются допустимой степенью приближения годографа T к критической точке; эта степень получила название запаса устойчивости усилителя.

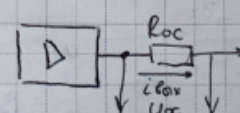
Краткие свед. об "об" св. (ООС)

Этой связью наз. зв. передачи части вх. сигн. во вх. цепь (сигн. обр. связи), где сигн. обр. связи взаимодейств. Если сигн. обр. св. совп. с вх. сигн., то это "+" обр. связь.

I. 1) различ. обр. св. по напр. (сигн. обр. связи пропорц. вх. напр. усилителя)



2) по току

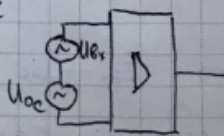


3) ∃ комб.-обр. связь (зависит от Uвх и Iобс)

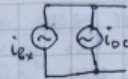
II. По способу введения в цепь

1) последов. ООС

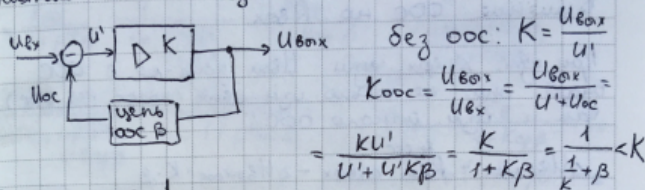
Взаимодейств. Uвх и Uобс



2) паралл. ООС



Влияние ООС на усиление



$$\begin{aligned} \text{без оос: } K &= \frac{U_{\text{вых}}}{U''} \\ K_{\text{оос}} &= \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U' + U_{\text{оос}}} = \\ &= \frac{KU'}{U' + U'K\beta} = \frac{K}{1 + K\beta} = \frac{1}{\frac{1}{K} + \beta} < K \end{aligned}$$

Введение ООС ↓ усиления

Если $K \rightarrow \infty$, то $K_{\text{оос}} \approx 1/\beta$

При ПОС $K_{\text{оос}} = \frac{K}{1 - K\beta} > K \Rightarrow$ ПОС ↑ усиление.

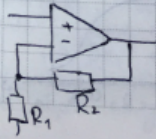
но ухудш. др. пар-ры и усилитель может потерять устойчивость, т.е. стать генератором. В усилителях потеря устойч. звл. вредней, но иногда при созд. генер-ров. эл. кодов. усилители специально охват-ся ПОС.

Послед. ООС:

$$\begin{aligned} U' &= U_{\text{вх}} - U_{\text{оос}} \\ R_{\text{вх}}^{\text{оос}} &= \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{U' + U_{\text{оос}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{U' + K\beta U'}{I_{\text{вх}}} = \frac{U'}{I_{\text{вх}}} (1 + K\beta) = R_{\text{вх}}^{\text{без оос}} (1 + K\beta) \end{aligned}$$

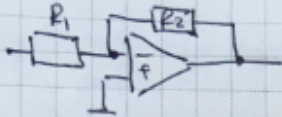
Послед. ООС ↑ $R_{\text{вх}}$.

Паралл. ООС ↓ $R_{\text{вх}}$ (без док-ва)



В инверт. схеме имеет место ООС по U, пот. ↑ $R_{\text{вх}}$

В инверт. схеме имеет место паралл. ООС по U
 $R_{вх}$ должно \downarrow и тогда
 $a_{кО} = R_1$



Внешние ООС не $R_{вх}$.

При изм. $\Delta i_{вх}$ изм. $U_{вх}$ усил.-ле с ООС
 будет снр. не только изм. $i_{вх}$ (когда нет ООС),
 там и изм. сигнала ООС!

$$\Delta U_{вхООС} = R_{вх} \cdot \Delta i_{вх} - \Delta U_{вхООС} \cdot K \cdot \beta$$

$$\Delta U_{вхООС} (1 + K\beta) = R_{вх} \cdot \Delta i_{вх}$$

$$R_{вхООС} = \frac{\Delta U_{вхООС}}{\Delta i_{вх}} = \frac{R_{вх}}{K\beta} < R_{вх}$$

ООС по U \downarrow $R_{вх}$ усилителя

Т.е. в обеих осн. сх. вкл. есть связь по U, по
 $R_{вхООС} < R_{вх}$ соотв.

При ООС по i $R_{вхООС} \uparrow$.

$U_{вх} = \text{const}$ $U_{вх} \downarrow \Rightarrow U_{ос} \downarrow = U' \uparrow = U_{вх} \uparrow$
 Если ООС по U, то при $U_{вх} = \text{const}$ эта связь
 минимиз. изм. $U_{вх}$ (независимо от прикладн.)

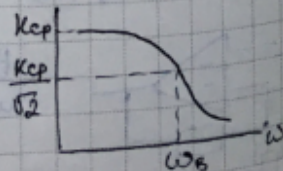
ОС по i епреш. миним. изм. $i_{вх}$ при внешн.
 воздействиях, поэтому при ООС по i $R_{вх} \uparrow$.

Внешние ООС на полюсу рабочих частот

ВЧ без ООС:

$$K_{вч}(j\omega) = \frac{K_{ср}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_B}}$$

$$|K_{вч}(\omega)| = K_{ср} \sqrt{1 + (\omega/\omega_B)^2}$$



$$K_{вч}(p) = K_{ср} / (1 + p\tau_B), \quad \tau_B = 1/\omega_B$$

$$K_{вчООС}(p) = \frac{K_{вч}(p)}{1 + K_{вч}(p)\beta(p)} = \left\{ \beta(p) \rightarrow \beta \right\} = \frac{K_{вч}(p)}{1 + K_{вч}(p)\beta} =$$

$$= \frac{K_{ср}}{1 + p\tau_B} \cdot \frac{1}{1 + \frac{K_{ср}\beta}{1 + p\tau_B}} = \frac{K_{ср}}{1 + K_{ср}\beta} \cdot \frac{1}{1 + p\tau_B + K_{ср}\beta p} =$$

$$= \frac{K_{срООС}}{1 + \frac{p\tau_B}{1 + K_{ср}\beta}} \quad \tau_{вчООС} = \frac{\tau_B}{1 + K_{ср}\beta} < \tau_B$$

$$\omega_{вчООС} = \omega_B (1 + K_{ср}\beta) > \omega_B$$

При введ. ООС верхн. част. τ -то \uparrow ;
 нижняя част. частота ($\omega_{вчООС}$) \downarrow .

(рассказать про ПОС и ООС. Доказать, что при ООС коэфф. усиления понижается, а при ПОС увеличивается. Показать что несмотря на то, что коэфф. усиления увеличивается, ПОС не используется, потому что неустойчивость усилителя может быть, т.е. усилитель превратится в генератор. А если и используется, то петлевое усиление (т.е. произведение $K \cdot \beta$) должно быть меньше 1, иначе произойдет самовозбуждение усилителя, он потеряет устойчивость и вместо усиления сигнала на выходе будут колебания, которые усилитель начнет генерировать. Как ООС влияет не только на коэфф. усиления, но и на входное/выходное сопротивление, а также на полосу частот? Доказать, что при введении ООС верхняя должна увеличиваться, а нижняя должна уменьшаться. Не всегда это получается, выходное сопротивление увеличивается из-за ООС по току, и два фактора взаимно компенсируют друг-друга (из-за этого полоса частоты может сужаться). ООС снижает нелинейные и гармонические искажения. С ООС меньше усиление, но более качественная работа.

20. Классификация и основные параметры ОУ. Динамические параметры ОУ, их учет при выборе ОУ.

Классификация операционных усилителей

На практике в одном типе ОУ невозможно обеспечить все эти свойства, но в некоторых типах усилителей с достаточной для практики точностью к некоторым из этих свойств можно приблизиться.

В зависимости от степени приближения свойств реальных усилителей к свойствам идеального осуществляется классификация ОУ.

1. Усилители общего применения.

Для них $K_u < 100$ дБ.

Если $K_u \geq 100$ дБ, то это прецизионный усилитель.

2. Быстродействующие усилители имеют скорость нарастания выходного напряжения больше 10 В/мкс и частоту единичного усиления больше 10 МГц

3. Микромощные усилители имеют малое потребление энергии (для портативных аппаратов).

4. Программируемые усилители

Можно регулировать свойства усилителей с той или иной целью.

Основные параметры оу.

Параметры и характеристики ОУ можно подразделить на входные, выходные и характеристики передачи.

К основным входным параметрам относят:

- напряжение смещения нуля;
- входные токи;

- разность входных токов;
- входные сопротивления;
- коэффициент ослабления синфазных входных напряжений;
- допустимые значения синфазных входных напряжений и др.

Напряжение смещения нуля $U_{см}$ – это потенциал, который равен отношению напряжений на выходе ОУ при нулевом входном сигнале, к коэффициенту усиления ОУ (или это значение постоянного входного напряжения, при котором $U_{вых}=0$).

Входные токи – это токи через инвертирующий и неинвертирующий входы при подаче на них напряжений. Необходимо учитывать при подключении источников сигналов с разными внутренними сопротивлениями.

Разность входных токов $\Delta I_{вх} = I_{вх1} - I_{вх2}$ может иметь любой знак.

Входное сопротивление – может быть дифференциальным или синфазным. $R_{сиф} \gg R_{диф}$

Коэффициент ослабления (подавления) синфазных входных напряжений – это отношение напряжения синфазного сигнала, поданного на оба входа, к дифференциальному входному напряжению, которое обеспечивает на выходе ОУ тот же сигнал, что и в случае синфазного сигнала.

$$K_{прсф} \equiv \frac{U_{вх.сф}}{U_{вх.диф}} \Big| U_{вых.сф} = U_{вых.диф}$$

Допустимое значение синфазных входных напряжений – максимальное напряжение на обоих входах ОУ без нарушения его работоспособности.

К группе выходных параметров относят:

- выходное сопротивление;
- выходное напряжение;
- ток выхода.

К группе характеристик передачи можно отнести:

- коэффициент усиления по напряжению K_U ;
- частоту единичного усиления;
- скорость нарастания выходного напряжения и др. (например, АЧХ)

K_U – достигает до, поэтому высокочувствительные ОУ нельзя применять без ОС.

Частота единичного усиления f_1 , на которой модуль коэффициента усиления равен 1 (0 дБ).

Скорость нарастания выходного напряжения – это максимальная скорость изменения выходного сигнала при максимальном значении его амплитуды. При этом на входе напряжение прямоугольной формы и усиление единичное.

Динамические параметры оу

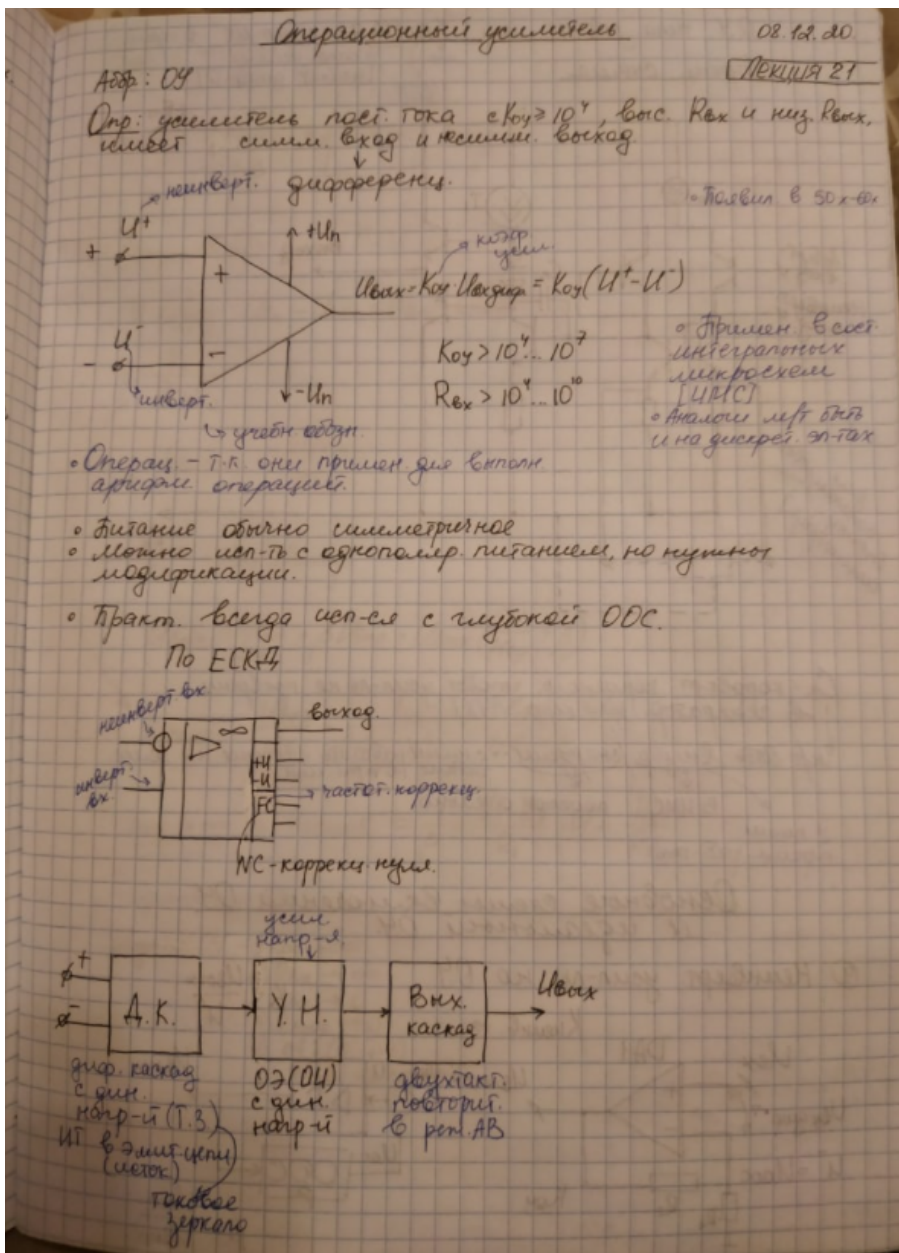
Параметры, характеризующие быстродействие ОУ, можно разделить на параметры для малого и большого сигналов. К первой группе динамических параметров относятся полоса пропускания f_p , частота единичного усиления f_t и время установления t_y . Эти параметры называются малосигнальными, т.к. они измеряются в линейном режиме работы каскадов ОУ ($DU_{\text{вых}} < 1\text{В}$). Ко второй группе относятся скорость нарастания выходного напряжения r и мощностная полоса пропускания f_p . Эти параметры измеряются при большом дифференциальном входном сигнале ОУ (более 50 мВ). Некоторые из этих параметров рассмотрены выше. Время установления отсчитывается от момента подачи на вход ОУ ступеньки входного напряжения до момента, когда в последний раз станет справедливым равенство $|U_{\text{вых.уст}} - U_{\text{вых}(t)}| = d$, где $U_{\text{вых.уст}}$ - установившееся значение выходного напряжения, d - допустимая ошибка.

Мощностная полоса пропускания ОУ определяется по виду амплитудно-частотной характеристики, снятой при максимально возможной амплитуде неискаженного выходного сигнала. Вначале на низких частотах устанавливается такую амплитуду сигнала от генератора гармонических колебаний, чтобы амплитуда выходного сигнала $U_{\text{вых.макс}}$ немного не доходила до границ насыщения усилителя. Затем увеличивают частоту входного сигнала. Мощностная полоса пропускания f_p соответствует значению $U_{\text{вых.макс}}$ равному 0,707 от первоначального значения. Величина мощностной полосы пропускания снижается при увеличении емкости корректирующего конденсатора.

Эксплуатационные параметры ОУ определяют допустимые режимы работы его входных и выходных цепей и требования к источникам питания, а также температурный диапазон работы усилителя. Ограничения эксплуатационных параметров обусловлены конечными значениями пробивных напряжений и допустимыми токами через транзисторы ОУ. К основным эксплуатационным параметрам относятся: номинальное значение питающего напряжения U_n ; допустимый диапазон питающих напряжений; ток, потребляемый от источника $I_{\text{пот}}$; максимальный выходной ток $I_{\text{вых.макс}}$; максимальные значения выходного напряжения при номинальном питании; максимально-допустимые значения синфазных и дифференциальных входных напряжений.

(классификация - три основные группы: усилители общего применения, прецессионные и быстродействующие. Другие типы: микромощные (потребляющие мало), высоковольтные (напряжение питания не до 5 или 18В, а до 50В), программируемые (ток может меняться - вводится доп. резистор, меняя который можно изменять потребляемый ток). Внутренняя структура - три каскада: входной (всегда с динамической нагрузкой), промежуточный и дифференциальный.

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



1. Универсальные или общего применения ($K = 10^3 \dots 10^5$, $f_1 = 1 \dots 10 \text{ МГц}$, $U_{\text{см}} > 0,5 \text{ мВ}$) используются для построения узлов аппаратуры, имеющих суммарную приведенную погрешность на уровне 1%. Характеризуются относительно малой стоимостью и средним уровнем параметров: напряжение смещения $U_{\text{см}}$ - единицы милливольт, температурный дрейф (температурный коэффициент $U_{\text{см}}$) - десятки $\text{мкВ}/^\circ\text{C}$, коэффициент усиления $K_{\text{ОУ}}$ - десятки тысяч, скорость нарастания выходного напряжения V_U - от десятых долей до единиц вольт/микросекунд.

2. Прецизионные или инструментальные применяются для усиления малых электрических сигналов, сопровождаемых высоким уровнем помех, и

характеризуются малым значением напряжения смещения и его температурным дрейфом, большими коэффициентами усиления и подавления синфазного сигнала, большим входным сопротивлением и низким уровнем шумов. Как правило, имеют невысокое быстродействие. Их основные параметры: напряжения смещения $U_{см} < 250$ мкВ; температурный дрейф (температурный коэффициент $U_{см}) < 5$ мкВ/°С; коэффициент усиления $K_{ОУ} > 2 \cdot 10^5$.

3. Быстродействующие или широкополосные ($V_{УВЫХ\ max} > 20$ В/мкс, $f_1 > 16$ МГц) используются для преобразования быстроизменяющихся сигналов. Они характеризуются высокой скоростью нарастания выходного сигнала, малым временем установления, высокой предельной частотой, а по остальным параметрам уступают ОУ общего назначения. Быстродействующие усилители склонны к самовозбуждению, поэтому для предотвращения генерации в схеме необходимо уменьшить паразитную емкость между выходом ОУ и его входами. Для уменьшения указанной паразитной емкости применяют специальные внешние цепи коррекции, состав которых зависит от задачи, которую решают ОУ.

4. Микроомощные ОУ ($I_{ПОТР} < 1$ мА) необходимы в случаях, когда потребляемая мощность жестко лимитирована, например в приборах с автономным питанием. Потребляемый ток иногда можно регулировать с помощью внешнего резистора, поэтому такие ОУ иногда называются программируемыми.

5. ОУ с малым входным током ($I_{ВХ} < 100$ пА) используют входной каскад на полевых транзисторах.

6. Многоканальные ОУ имеют параметры, аналогичные усилителям других типов. Отличие в том, что в одном корпусе размещают два или четыре ОУ. Многоканальные ОУ служат для улучшения массогабаритных параметров и снижения энергопотребления аппаратуры.

7. Мощные и высоковольтные ОУ ($I_{ВЫХ} \geq 100$ мА, $U_{ВЫХ} \geq 15$ В) – усилители с выходными каскадами, построенными на мощных высоковольтных элементах.

К точностным параметрам ОУ относятся:

- дифференциальный коэффициент усиления по напряжению K_U ,
- коэффициент ослабления синфазного сигнала КОСС,
- напряжение смещения нуля $U_{см}$,
- входной ток $I_{вх}$,

- разность входных токов по инвертирующему и неинвертирующему входам I_p ,
- коэффициент влияния источников питания $K_{в.ип}$
- коэффициенты температурных дрейфов перечисленных параметров.

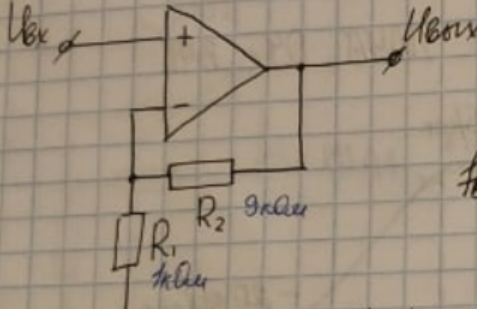
Действие точностных параметров проявляется в том, что при постоянных напряжениях на входах выходное напряжение ОУ отличается от расчетного. Для сопоставления погрешности приводят ко входу ОУ. (рассказать обо всех параметрах, но сделать уклон на параметры из вопроса).

(динамические параметры: скорость нарастания(скорость изменения выходного напряжения ОУ) (показать схемотехника самого ОУ - почему является причиной того, что при увеличении напряжения входного дифф. выше какого-то предела напряжение выходное сможет изменяться только с ограниченной скоростью(например синусоида будет превращаться в кривую треугольную *лр.4. почему?) всему виной схемотехника. во-первых, есть емкость обратной связи, во-вторых, есть источник тока в эмиттерной цепи дифф. каскада, и когда мы увеличиваем выходное напряжение - у нас увеличивается дифф. входное напряжение, и один транзистор дифф. каскада открывается, другой закрывается. Через открытый - ток увеличивается, через закрытый - ток уменьшается, но не бесконечно. При увеличении дифф. входного напряжения один транз. открывается, другой полностью закрывается и весь ток, который источник тока генерирует оказывается протекающим через один из транзисторов и этот ток изменить мы не можем. Он физически ограничен, т.к. источник тока в эмиттерной цепи стоит и выше ток мы получить не можем. Т.е. при дальнейшем увеличении входного дифф. напряжения эмиттерный ток покоя дифф. каскада не меняется, а значит ток перезаряда корректирующей емкости тоже остается постоянным, а когда мы постоянным током перезаряжаем емкость - напряжение этой емкости будет меняться линейно во времени. Если мы будем уменьшать ток выходной источника в эмиттерной цепи, то ухудшим быстродействие, хоть и уменьшим потребляемую мощность.) вывод формулы из дз, по которой мы определяем максимальную амплитуду неискаженного сигнала на выходе усилителя.

(косвенно с быстродействием связана частота единичного усиления рассказать про то как частота ед. усиления определяет верхнюю граничную частоту. объяснить почему для неинвертирующего усилителя $f_{в} = f_l / k$, а для

инвертирующего $f_{\text{в}} = f_1 / (|k| + 1)$.

Неинверт. усил-ль на ОУ



$f_{\text{в.о.с.}} = (1 + K_{\beta}) f_{\text{в.е.г.о.с.}}$

$K \rightarrow K_{\text{о.у.}} \Rightarrow f_{\text{в.о.с.}} = f_{\text{в.н.и.н.в.}} = (1 + K_{\text{о.у.}} \beta) f_{\text{о.у.}} =$
 $= (1 + K_{\text{о.у.}} \beta) \frac{f_1}{K_{\text{о.у.}}} \approx \left\{ K_{\text{о.у.}} \beta \gg 1 \right\} =$

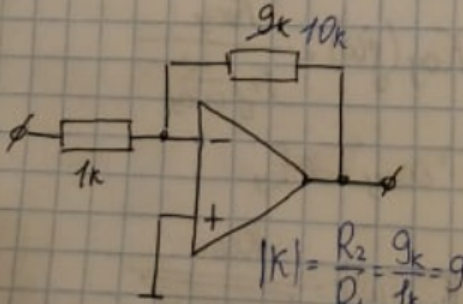
$K_{\text{н.и.н.в.}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{9\text{k}}{1\text{k}} = 10 = \left(\frac{1 + K_{\text{о.у.}} \beta}{K_{\text{о.у.}}} \right) f_1 - \left(\frac{1}{K_{\text{о.у.}}} + \beta \right) f_1 = \left\{ K_{\text{о.у.}} \gg 1 \right\} \approx f_1 \beta$

$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \Rightarrow f_{\text{в.н.и.н.в.}} = f_1 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \approx \frac{f_1}{K_{\text{н.и.н.в.}}}$

$K_{\text{н.и.н.в.}} \approx \frac{1}{\beta} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$

Инверт. усил-ль на ОУ

$f_1 = 1 \text{ МГц} \Rightarrow f_{\text{в.н.и.н.в.}} = \frac{1 \text{ МГц}}{10} = 100 \text{ кГц}$



$f_{\text{в.н.и.н.в.}} = f_1 \beta = f_1 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = f_1 \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1}} =$
 $= \frac{f_1}{1 + |K_{\text{н.и.н.в.}}|} = \frac{1 \text{ МГц}}{1 + 9} = 100 \text{ кГц}$

при $|K_{\text{н.и.н.в.}}| = K_{\text{н.и.н.в.}} : \frac{1 \text{ МГц}}{1 + 10} < 100 \text{ кГц}$

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

1. Универсальные или общего применения ($K = 10^3 \dots 10^5$, $f_1 = 1 \dots 10 \text{ МГц}$, $U_{\text{см}} > 0,5 \text{ мВ}$) используются для построения узлов аппаратуры, имеющих суммарную приведенную погрешность на уровне 1%. Характеризуются относительно малой стоимостью и средним уровнем параметров: напряжение смещения $U_{\text{см}}$ - единицы милливольт, температурный дрейф (температурный коэффициент $U_{\text{см}}$) - десятки $\text{мкВ}/^\circ\text{C}$, коэффициент усиления $K_{\text{ОУ}}$ - десятки тысяч, скорость нарастания выходного напряжения V_U - от десятых долей до единиц вольт/микросекунд.

2. Прецизионные или инструментальные применяются для усиления малых электрических сигналов, сопровождаемых высоким уровнем помех, и характеризуются малым значением напряжения смещения и его температурным дрейфом, большими коэффициентами усиления и подавления синфазного сигнала, большим входным сопротивлением и низким уровнем шумов. Как правило, имеют невысокое быстродействие. Их основные параметры: напряжения смещения $U_{см} < 250 \text{ мкВ}$; температурный дрейф (температурный коэффициент $U_{см}$) $< 5 \text{ мкВ}/^\circ\text{C}$; коэффициент усиления $K_{ОУ} > 2 \cdot 10^5$.

3. Быстродействующие или широкополосные ($V_{УВЫХ \text{ max}} > 20 \text{ В/мкс}$, $f_1 > 16 \text{ МГц}$) используются для преобразования быстроизменяющихся сигналов. Они характеризуются высокой скоростью нарастания выходного сигнала, малым временем установления, высокой предельной частотой, а по остальным параметрам уступают ОУ общего назначения. Быстродействующие усилители склонны к самовозбуждению, поэтому для предотвращения генерации в схеме необходимо уменьшить паразитную емкость между выходом ОУ и его входами. Для уменьшения указанной паразитной емкости применяют специальные внешние цепи коррекции, состав которых зависит от задачи, которую решают ОУ.

4. Микромощные ОУ ($I_{ПОТР} < 1 \text{ мА}$) необходимы в случаях, когда потребляемая мощность жестко лимитирована, например в приборах с автономным питанием. Потребляемый ток иногда можно регулировать с помощью внешнего резистора, поэтому такие ОУ иногда называются программируемыми.

5. ОУ с малым входным током ($I_{ВХ} < 100 \text{ пА}$) используют входной каскад на полевых транзисторах.

6. Многоканальные ОУ имеют параметры, аналогичные усилителям других типов. Отличие в том, что в одном корпусе размещают два или четыре ОУ. Многоканальные ОУ служат для улучшения массогабаритных параметров и снижения энергопотребления аппаратуры.

7. Мощные и высоковольтные ОУ ($I_{ВЫХ} \geq 100 \text{ мА}$, $U_{ВЫХ} \geq 15 \text{ В}$) – усилители с выходными каскадами, построенными на мощных высоковольтных элементах.

К точностным параметрам ОУ относятся:

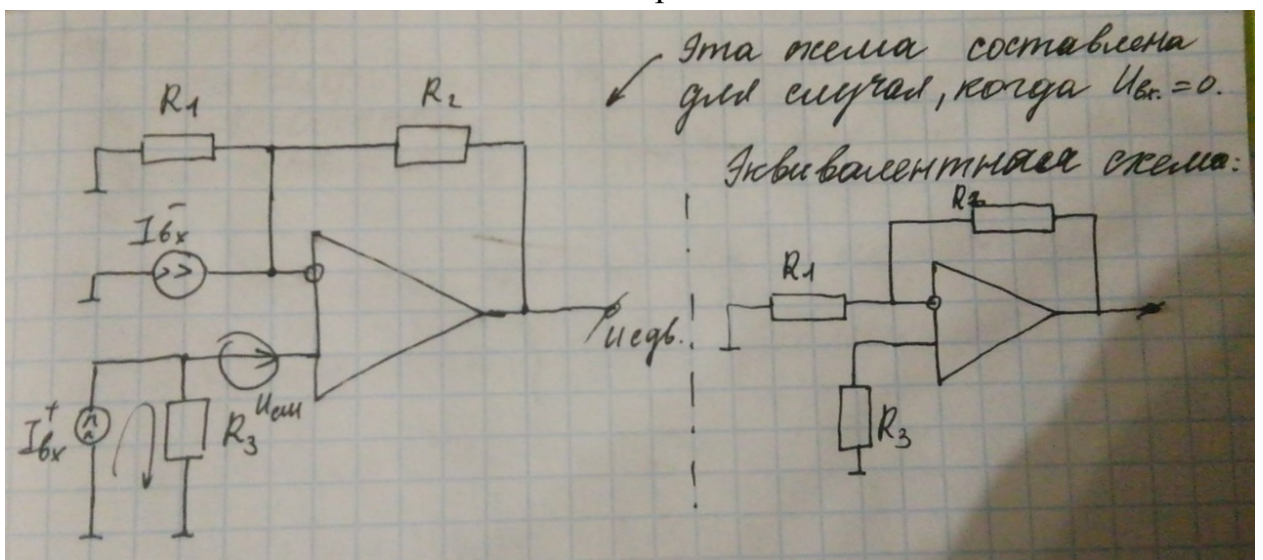
- дифференциальный коэффициент усиления по напряжению K_U ,
- коэффициент ослабления синфазного сигнала КОСС,

- напряжение смещения нуля $U_{см}$,
- входной ток $I_{вх}$,
- разность входных токов по инвертирующему и неинвертирующему входам I_p ,
- коэффициент влияния источников питания $K_{в.ип}$
- коэффициенты температурных дрейфов перечисленных параметров.

Действие точностных параметров проявляется в том, что при постоянных напряжениях на входах выходное напряжение ОУ отличается от расчетного. Для сопоставления погрешности приводят ко входу ОУ.

Причина возникновения $U_{сдв}$ — асимметрия **входного (проверить по лекциям!)** дифференциального каскада: чем она сильнее, тем сильнее выражено $U_{сдв}$. $U_{сдв}$ зависит от напряжения смещения нуля ОУ $U_{см}$ и входных токов ОУ $I_{вх}$.

Для оценки влияния $U_{см}$ и $I_{вх}$ на $U_{сдв}$ изобразил эквивалентную схему реального ОУ в виде идеального ОУ, во входной цепи которого дополнительно включены источники напряжения смещения и входных токов.



$$U_{сдв} = (R_2/R_1 + 1) * [U_{см} + I_{вх}^+ * R_3 - I_{вх}^- * (R_1 || R_2)]$$

$I_{вх}^+ / I_{вх}^-$ в общем случае не равны друг другу: $I_{вх}^+ = I_{вх}^- + \Delta I_{вх}$.

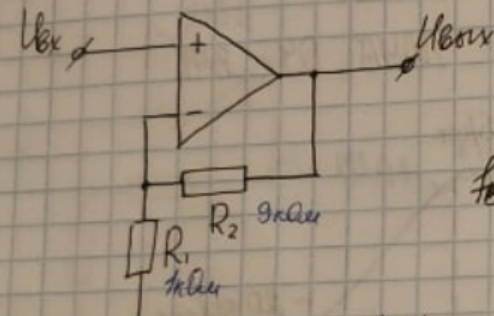
Если предположить, что $\Delta I_{вх} \rightarrow 0$, то очевидно, что минимизировать влияние входных токов можно, выбрав $R_3 = R_2 || R_1$. Тогда $U_{сдв}$ зависит только от $U_{см}$ и не зависит от $I_{вх}^+ / I_{вх}^-$:

$$U_{сдв} = (R_2/R_1 + 1) * [U_{см} + \Delta I_{сдв} * (R_1 || R_2)]$$

рассказать про то как частота ед. усиления определяет верхнюю граничную частоту. объяснить почему для неинвертирующего усилителя $f_{в} = f_l / k$, а для

инвертирующего $f_b = f_1 / (|k| + 1)$. в первую очередь рассказать о напряжении смещения нуля, входных токов, разности входных токов. Показать экв. схему, с помощью которой была выведена формула для определения $DU_{вых}$. (эта схема представляет собой идеальный усилитель, у которого во входных путях введены источники напряжения смещения нуля, источники входных токов.) (эти напряжения смещения и входные токи при изменении температуры меняются и для прецизионных усилителей темп. коэфф. смещения нуля и входных токов задаётся, чтобы было понятно какой дополнительный выходной сигнал можно обеспечить.)

Неинверт. усил-ль на ОУ



$f_{всес} = (1 + K\beta) f_{всес0с}$

$K \rightarrow K_{оу} \Rightarrow f_{всес} = f_{внв.} = (1 + K_{оу}\beta) f_{оу} =$
 $f_{всес0с} \rightarrow f_{оу} \Rightarrow = (1 + K_{оу}\beta) \frac{f_1}{K_{оу}} \approx \left\{ \begin{matrix} K_{оу}\beta \gg 1 \\ \frac{1}{K_{оу}} \ll \beta \end{matrix} \right\} =$

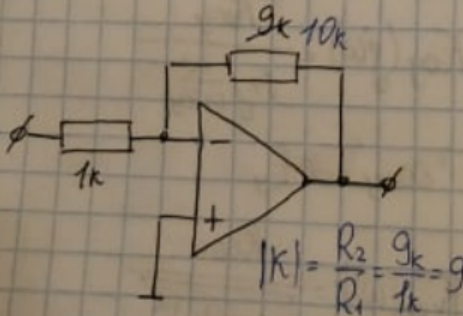
$K_{внв.} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{9к}{1к} = 10 = \left(\frac{1 + K_{оу}\beta}{K_{оу}} \right) f_1 - \left(\frac{1}{K_{оу}} + \beta \right) f_1 = \left\{ \begin{matrix} K_{оу}\beta \gg 1 \\ \frac{1}{K_{оу}} \ll \beta \end{matrix} \right\} \approx f_1 \beta$

$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \Rightarrow f_{внв.} = f_1 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \approx \frac{f_1}{K_{внв.}}$

$K_{внв.} \approx \frac{1}{\beta} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$

Инверт. усил-ль на ОУ

$f_1 = 1 МГц \Rightarrow f_{внв.} = \frac{1 МГц}{10} = 100 кГц$

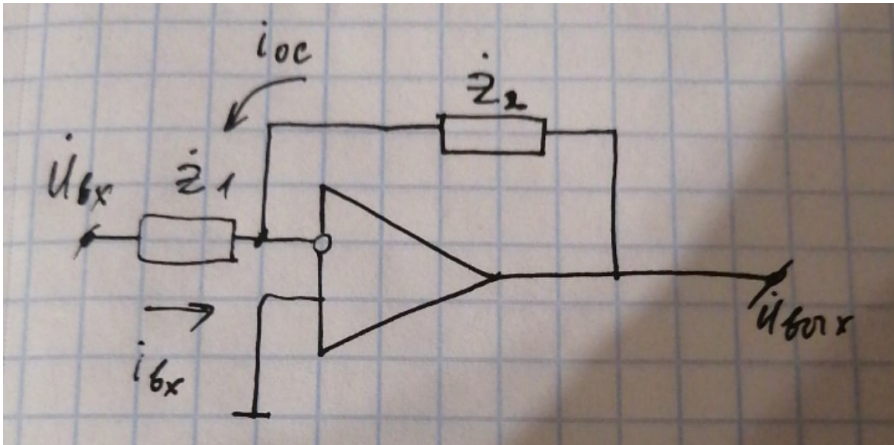


$f_{внв.} = f_1 \beta = f_1 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = f_1 \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1}} =$
 $= \frac{f_1}{1 + |K_{внв.}|} = \frac{1 МГц}{1 + 9} = 100 кГц$

при $|K_{внв.}| = K_{внв.} : \frac{1 МГц}{1 + 10} < 100 кГц$

$|K| = \frac{R_2}{R_1} = \frac{9к}{1к} = 9$

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



Коэффициент усиления $K_{OY} = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}}$

В соответствии с принципом виртуального нуля $U^+_{\text{ВХ}} - U^-_{\text{ВХ}} \rightarrow 0$.

$U^+_{\text{ВХ}} \equiv 0$ (соединение с общим проводом) $\Rightarrow U^-_{\text{ВХ}} \rightarrow 0$ (точка, к которой подсоединен инвертирующий вход, имеет потенциал $\varphi \rightarrow 0$, но между ней и общим проводом включено входное сопротивление ОУ $z_{\text{ВХ} \rightarrow \infty}$).

$$I_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{z_1}; I_{\text{OC}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{z_2}; I_{\text{ВХ} \rightarrow \text{OY}} \rightarrow 0, \text{ т.к. } z_{\text{ВХ} \rightarrow \text{OY}} \rightarrow \infty$$

$$\text{Тогда: } I_{\text{ВХ}} + I_{\text{OC}} + I_{\text{ВХ} \rightarrow \text{OY}} = 0 \Rightarrow I_{\text{ВХ}} = -I_{\text{OC}} \Rightarrow \frac{U_{\text{ВХ}}}{z_1} = -\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{z_2} \Rightarrow K_{OY} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = -\frac{z_2}{z_1}$$

В простейшем случае, когда вместо z_1 и z_2 стоят R_1 и R_2 , K_{OY} является действительной величиной: $K_{OY} = -\frac{R_2}{R_1}$

(мы считаем ОУ идеальным - коэфф. усиления дифф. сигнала стремится к бесконечности, входные токи стремятся к нулю, выходное сопротивление стремится к нулю, диапазон частот от 0 до бесконечности, сдвига выходного напряжения нет, от температуры ничего не зависит. **Сформулировать принцип виртуального нуля**)

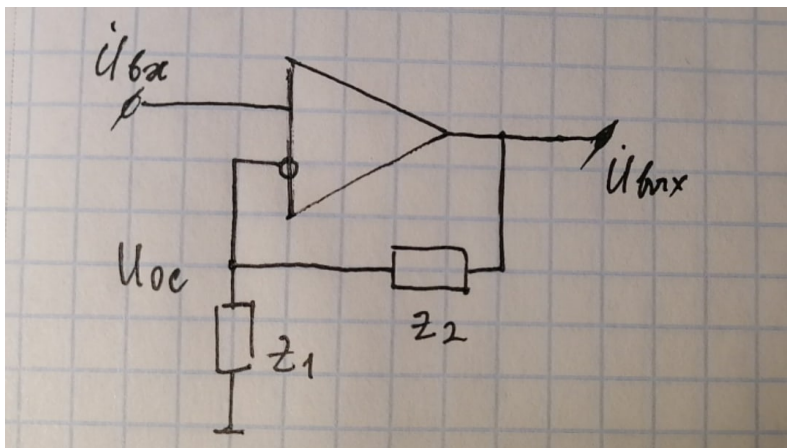
Для идеального усилителя есть принцип виртуального нуля, он заключается в том, что если напряжение на выходе имеет конечную величину, то из-за бесконечного коэфф-та усиления дифф сигнала напряжение между входами ОУ стремится к 0. Виртуальный ноль: входы ОУ изолированы друг от друга ($R_{\text{ВХ}}$ бесконечно big), а ведут себя так, как будто накоротко соединены (напряжения одинаковые).

, который из бесконечности коэфф. усиления следует. Благодаря ему при конечных выходных напряжениях получается бесконечно малое дифф. напряжение на входе, между входами ОУ напряжение стремится к нулю. Это и то, что входные токи стремятся к нулю является основными положениями

при выводе того соотношения, которого работа некой схемы характеризует, и при рассмотрении принципа работы каждой из схем)

(может попросить НАПРИМЕР нарисовать схему интегратора, а потом пояснить почему когда мы схему собрали, питание включили - у нас напряжение начало расти? Ответ: у любого ОУ есть напряжение смещения нуля, входные токи, которые тоже маленькое дифф. напряжение между входами дают. И в итоге постоянное напряжение на входе ОУ есть, и если мы на вход напряжение нулевое не подаем, то внутри него входное напряжение смещения интегратор и будет интегрировать, а т.к. оно постоянное - интегрирование его дает линейное изменение выходного напряжения. И будет напряжение либо возрастать, либо убывать (в зависимости от того, какой знак напряжения смещения) до тех пор, пока усилитель не войдет в насыщение (т.е. пока выходное напряжение не достигнет величины $U_{вых\ max}$, соизмеримое с питанием. А чтобы этого не было надо периодически конденсатор интегратора разряжать (сбрасывать интегратор в ноль).

24. Неинвертирующий каскад на ОУ: схема, коэффициент усиления.



Коэффициент усиления $K_{Oy} = U_{вых} / U_{вх}$

В соответствии с принципом виртуального нуля $U^+_{вх} - U^-_{вх} \rightarrow 0$.

$$U_{oc} = \frac{U_{вых}}{z_1 + z_2} \cdot z_1 = U_{вх}$$

$$K_{Oy} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{U_{вых}}{\frac{U_{вых}}{z_1 + z_2} \cdot z_1} = \frac{z_1 + z_2}{z_1} = 1 + \frac{z_2}{z_1}$$

В простейшем случае, когда вместо z_1 и z_2 стоят R_1 и R_2 , K_{Oy} является действительной величиной: $K_{Oy} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

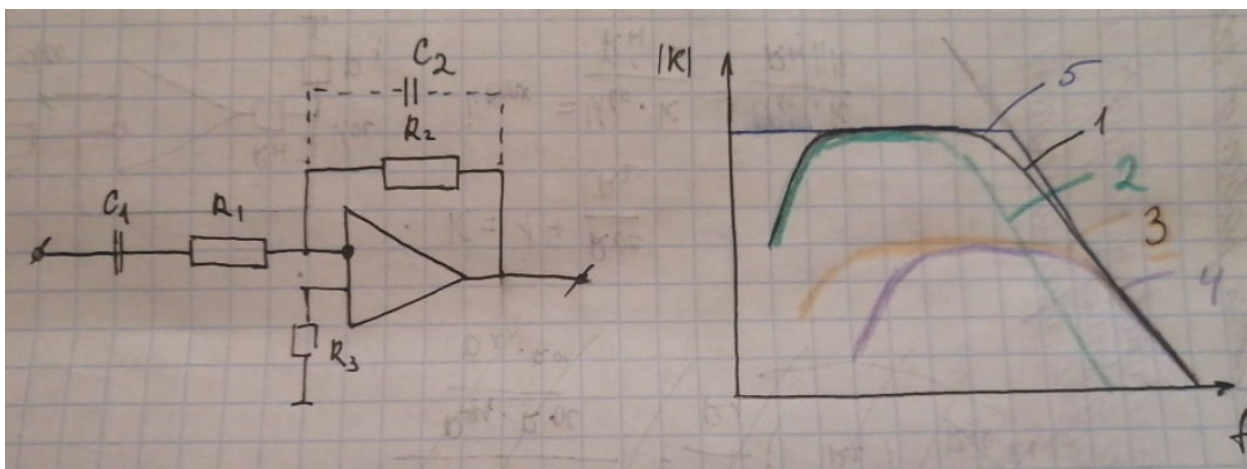
(мы считаем ОУ идеальным - коэфф. усиления дифф. сигнала стремится к бесконечности, входные токи стремятся к нулю, выходное сопротивление стремится к нулю, диапазон частот от 0 до бесконечности, сдвига выходного

напряжения нет, от температуры ничего не зависит. Сформулировать принцип виртуального нуля.

Для идеального усилителя есть принцип виртуального нуля, он заключается в том, что если напряжение на выходе имеет конечную величину, то из-за бесконечного коэфф-та усиления дифф сигнала напряжение между входами ОУ стремится к 0. Виртуальный ноль: входы ОУ изолированы друг от друга ($R_{вх}$ бесконечно big), а ведут себя так, как будто накоротко соединены (напряжения одинаковые).

, который из бесконечности коэфф. усиления следует. Благодаря ему при конечных выходных напряжениях получается бесконечно малое дифф. напряжение на входе, между входами ОУ напряжение стремится к нулю. Это и то, что входные токи стремятся к нулю является основными положениями при выводе того соотношения, которого работа некой схемы характеризует, и при рассмотрении принципа работы каждой из схем)

25. Усилители переменного напряжения на ОУ: влияние элементов схемы на АЧХ.



ЛАЧХ 1 - по исходной схеме усилителя переменного напряжения с исходными значениями элементов C_1 , R_1 , R_2 , R_3 .

ЛАЧХ 2 - в исходной схеме усилителя переменного напряжения с исходными значениями элементов C_1 , R_1 , R_2 , R_3 параллельно с резистором R_2 включен конденсатор C_2 .

ЛАЧХ 3 - в исходной схеме усилителя переменного напряжения с исходными значениями элементов C_1 , R_1 , R_3 взят резистор R_2' с сопротивлением, меньшим R_2 .

ЛАЧХ 4 - в исходной схеме усилителя переменного напряжения с исходными значениями элементов R_1 , R_3 взят резистор R_2' с сопротивлением, меньшим R_2 , и конденсатор C_1' с ёмкостью, меньшей C_1 .

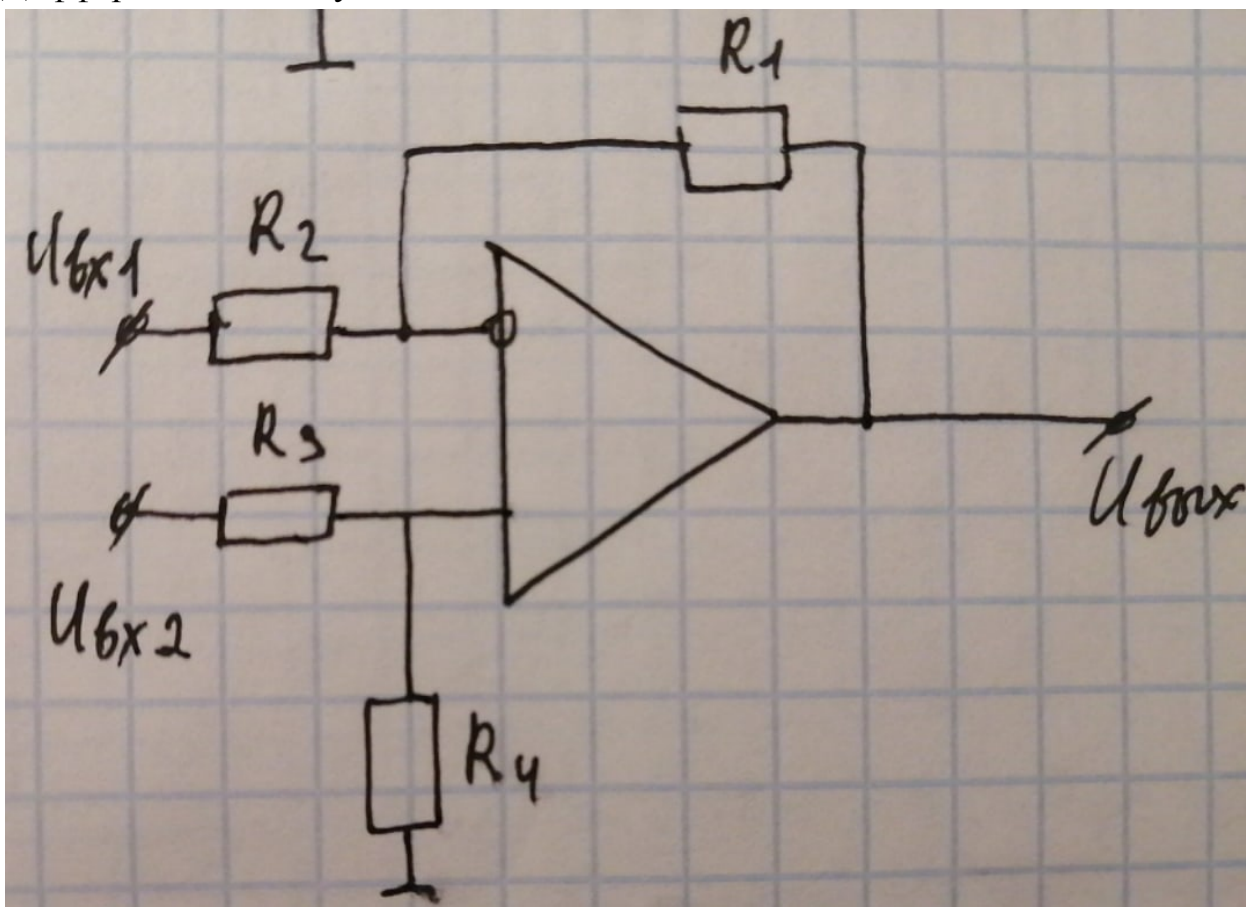
ЛАЧХ 5 - из исходной схемы усилителя переменного напряжения с исходными значениями элементов $C1$, $R1$, $R2$, $R3$ изъята входная емкость $C1$.

- сравнивая ЛАЧХ №5 с другими: разделительный конденсатор на входе усилителя работает как фильтр нижних частот. Без него усиление сигнала происходит начиная с малых частот. При наличии на входе разделительного конденсатора усиление входного сигнала в происходит с определенной частоты.
- сравнивая ЛАЧХ №3 и 4: чем меньше емкость разделительного конденсатора ($C1' < C1$), тем больше значение частоты f_H , начиная с которой коэффициент усиления входного сигнала превышает $|K_i|/\sqrt{2}$, т.к. $f_H = \frac{1}{2\pi C1 R1}$.
- сравнивая ЛАЧХ №1 и 3: уменьшение сопротивления ОС ($R2' < R2$) приводит к уменьшению коэффициента усиления входного сигнала, т.к. $K = -\frac{R2}{R1}$.
- сравнивая ЛАЧХ №1 и 2: дополнительная емкость $C2$, включенная параллельно с сопротивлением ОС $R2$, создает фильтр высоких частот.

(мы считаем ОУ идеальным - коэфф. усиления дифф. сигнала стремится к бесконечности, входные токи стремятся к нулю, выходное сопротивление стремится к нулю, диапазон частот от 0 до бесконечности, сдвига выходного напряжения нет, от температуры ничего не зависит. Сформулировать принцип виртуального нуля., который из бесконечности коэфф. усиления следует. Благодаря ему при конечных выходных напряжениях получается бесконечно малое дифф. напряжение на входе, между входами ОУ напряжение стремится к нулю. Это и то, что входные токи стремятся к нулю является основными положениями при выводе того соотношения, которого работа некой схемы характеризует, и при рассмотрении принципа работы каждой из схем)

26. Суммирующий и дифференциальный усилители на ОУ.

Дифференциальный усилитель на ОУ



В дифференциальном усилителе используются и инвертирующий, и неинвертирующий входы ОУ, на которые подаются различные сигналы. При этом результирующее выходное напряжение будет пропорционально «разности» между двумя сигналами входного напряжения $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$. Затем дифференциальные усилители усиливают разницу между двумя напряжениями, делая схему операционного усилителя этого типа вычитателем.

Учитывая принцип суперпозиции, определим выходной сигнал $U_{вых}$ как $U_{вых} = U_{вых1} + U_{вых2}$. При этом $U_{вых1}$ - выходной сигнал при подаче входного сигнала $U_{вх1}$ на вход 1, при этом $U_{вх2} = 0$; $U_{вых2}$ - выходной сигнал при подаче входного сигнала $U_{вх2}$ на вход 2, при этом $U_{вх1} = 0$.

$$U_{вх2} = 0: U_{вых1} = - \frac{R_1}{R_2} U_{вх1}$$

$$U_{вх1} = 0: U_{вых2} = \frac{R_4}{R_4 + R_3} \cdot U_{вх2} \cdot \frac{R_2 + R_1}{R_2}$$

$$U_{вых} = U_{вых1} + U_{вых2} = - \frac{R_1}{R_2} U_{вх1} + \frac{R_4}{R_4 + R_3} \cdot U_{вх2} \cdot \frac{R_2 + R_1}{R_2}$$

Когда резисторы $R_2 = R_3$ и $R_1 = R_4$, вышеуказанная передаточная функция для дифференциального усилителя может быть упрощена до следующего выражения:

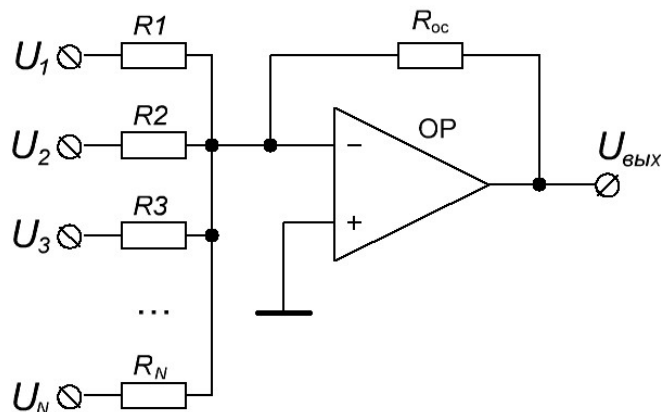
$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{R_1}{R_2} (U_{\text{ВХ2}} - U_{\text{ВХ1}})$$

Если все резисторы имеют одинаковое омическое значение, а именно: $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$, то схема станет дифференциальным усилителем с единичным коэффициентом усиления, а коэффициент усиления по напряжению усилителя будет равен единице. Тогда выходным выражением будет просто $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ2}} - U_{\text{ВХ1}}$.

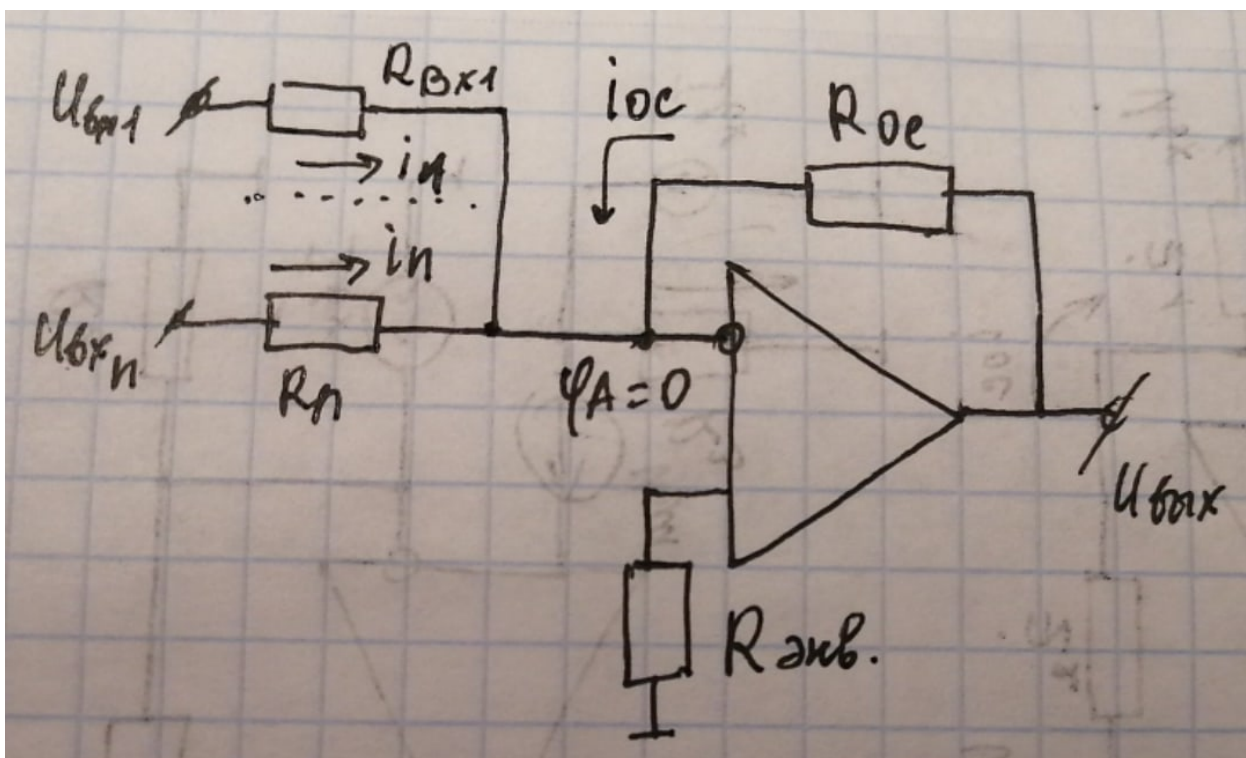
Также обратите внимание, что если вход $U_{\text{ВХ1}}$ выше, чем вход $U_{\text{ВХ2}}$, сумма выходного напряжения будет отрицательной, а если $U_{\text{ВХ2}}$ выше, чем $U_{\text{ВХ1}}$, сумма выходного напряжения будет положительной.

Суммирующий усилитель на ОУ (сумматор)

Сумматор – это схема, которая суммирует два и более сигналов. Базовая схема инвертирующего сумматора на ОУ выглядит вот так:



В соответствии с принципом виртуального нуля $U^+_{\text{ВХ}} \equiv 0$ (соединение с общим проводом) $\Rightarrow U^-_{\text{ВХ}} \rightarrow 0$ (точка, к которой подсоединен инвертирующий вход, имеет потенциал $\varphi_A \rightarrow 0$, но между ней и общим проводом включено входное сопротивление ОУ $z_{\text{ВХ}} \rightarrow \infty$).



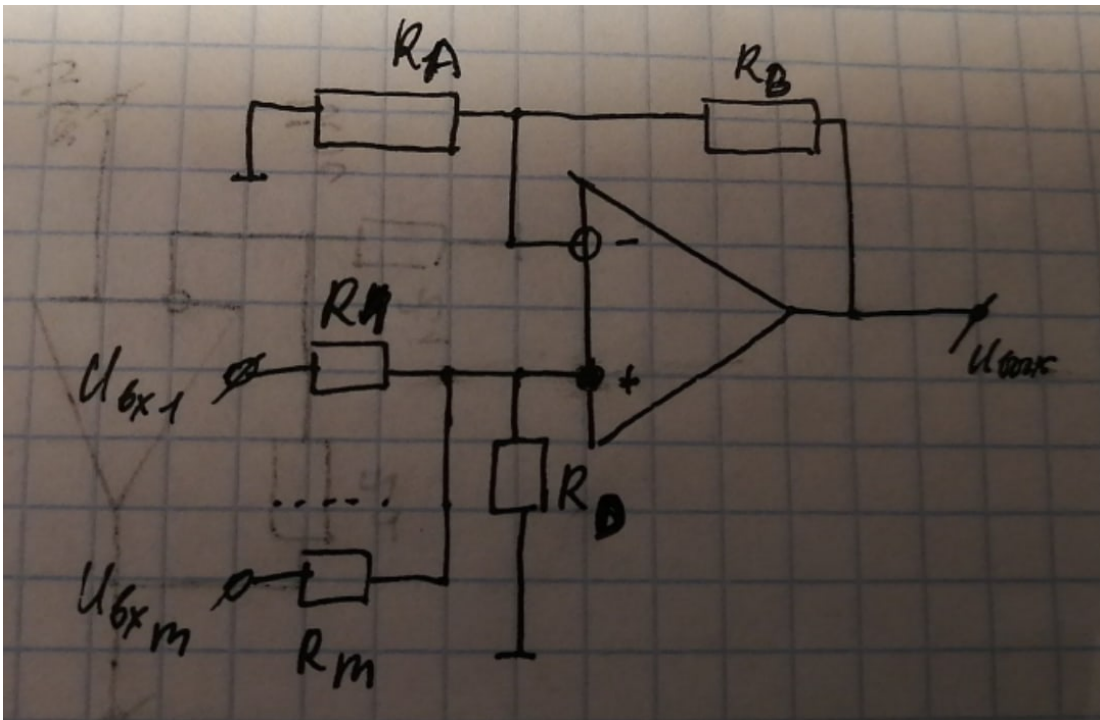
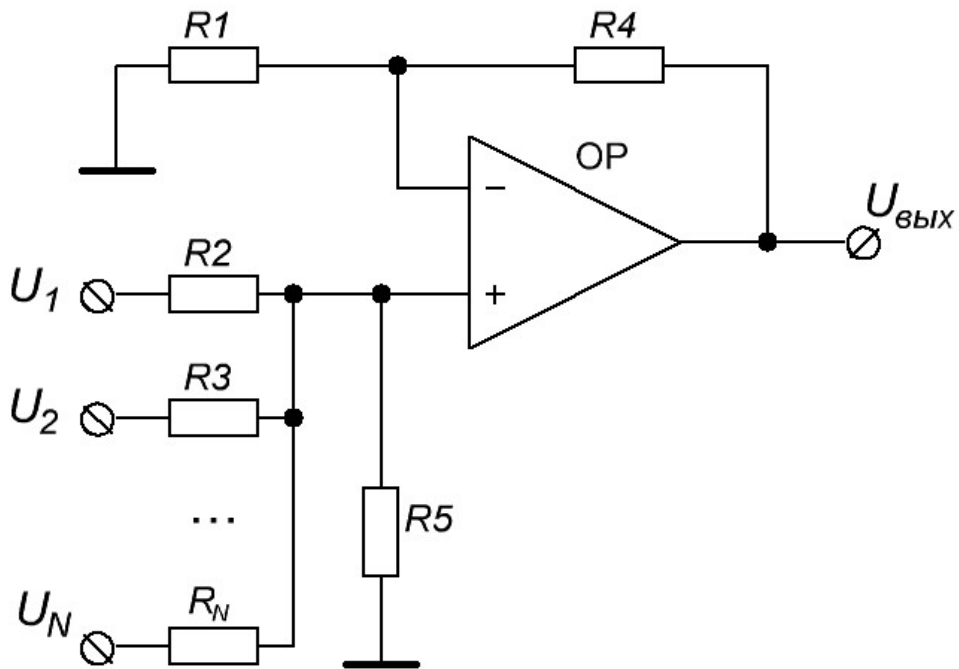
Тогда:
$$I_{oc} = - \sum_{k=1}^n I_{вхk}$$

$$I_{oc} = \frac{U_{вых}}{R_{oc}} = - \sum_{k=1}^n \frac{U_{вхk}}{R_{вхk}} \Rightarrow U_{вых} = - R_{oc} \cdot \sum_{k=1}^n \frac{U_{вхk}}{R_{вхk}}$$

При $R_{oc} = R_{вхk}$:
$$U_{вых} = - \sum_{k=1}^n U_{вхk}$$

Для борьбы с током смещения (т.к. $I_{вх}^+ \neq I_{вх}^-$) в схему добавляется компенсационный резистор: $R_{экв.} = R_1 || R_2 || R_3 || \dots || R_n || R_{oc}$; его значение приблизительно равно наименьшему значению сопротивления параллельно подключенных резисторов.

Базовая схема неинвертирующего сумматора на ОУ:



Формулы для расчета:
$$U_{\text{вых}} = R_D \cdot \sum_{k=1}^m \frac{U_{\text{вх}k}}{R_{\text{вх}k}}; \frac{R_B}{R_A} = R_D \cdot \sum_{k=1}^m \frac{1}{R_{\text{вх}k}}$$

(мы считаем ОУ идеальным - коэфф. усиления дифф. сигнала стремится к бесконечности, входные токи стремятся к нулю, выходное сопротивление стремится к нулю, диапазон частот от 0 до бесконечности, сдвига выходного напряжения нет, от температуры ничего не зависит. Сформулировать принцип виртуального нуля

Для идеального усилителя есть принцип виртуального нуля, он заключается в том, что если напряжение на выходе имеет конечную величину, то из-за бесконечного коэфф-та усиления дифф сигнала напряжение между входами ОУ стремится к 0. Виртуальный ноль: входы ОУ изолированы друг от друга ($R_{вх}$ бесконечно big), а ведут себя так, как будто накоротко соединены (напряжения одинаковые).

., который из бесконечности коэфф. усиления следует. Благодаря ему при конечных выходных напряжениях получается бесконечно малое дифф. напряжение на входе, между входами ОУ напряжение стремится к нулю. Это и то, что входные токи стремятся к нулю является основными положениями при выводе того соотношения, которого работа некой схемы характеризует, и при рассмотрении принципа работы каждой из схем)

27. Измерительный усилитель на трёх ОУ. (инструментальный)

Зачастую, для предварительного усиления слабого дифференциального сигнала в высокоточных системах от усилителя требуются высокие параметры точности коэффициента усиления, а так же большое входное сопротивление. Точность коэффициента усиления обычно обеспечивают применением глубокой отрицательной обратной связи (ООС), охватывая ею операционный усилитель(ОУ). Однако дифференциальный усилитель на базе одного ОУ не обеспечивает высокого входного сопротивления порядка нескольких МОм, поэтому зачастую применяют сборку, аналогичную изображённой на схеме (рисунок 3.2). Здесь входное дифференциальное напряжение (U_2-U_1) подаётся на неинвертирующий вход ОУ, который не используется для создания ОС, а собственное входное сопротивление прецизионных ОУ составляет значения порядка нескольких сотен МОм. Инструментальные дифференциальные усилители применяются для точного съёма напряжений с плеч электронного моста и других датчиков с большим выходным импедансом.

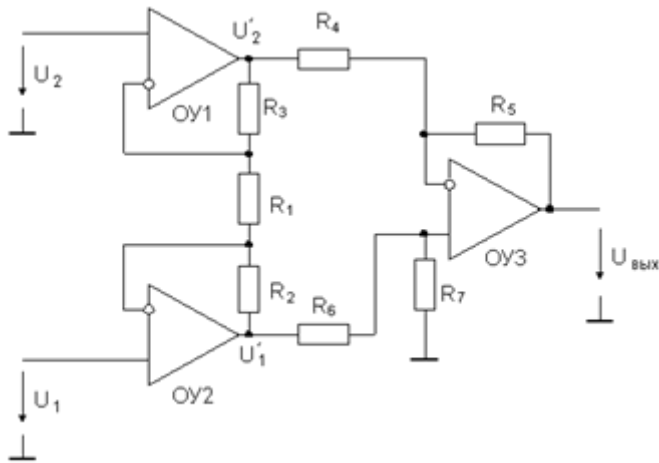


Рис. 3.2. Схема измерительного усилителя на трех ОУ

Как видно из рисунка 3.2, напряжение на резисторе R1 составляет $U_1 - U_2$. Отсюда следует, что

$$U'_1 - U'_2 = \left(1 + \frac{R_2 + R_3}{R_1}\right)(U_1 - U_2) \quad (3.9)$$

Эта разность преобразуется дифференциальным усилителем на ОУ3 в напряжение $U_{\text{вых}}$ относительно земли. Обычно выбирается $R_2 = R_3$ и $R_4 = R_6$ и $R_5 = R_7$. В таком случае дифференциальный коэффициент усиления

$$K_D = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) \frac{R_5}{R_4} \quad (3.10)$$

Коэффициент усиления синфазного сигнала (из-за разбаланса резисторов):

$$K_{\text{сф1}} = \frac{R_7 R_4 - R_5 R_6}{R_4 (R_6 + R_7)} \quad (3.11)$$

Коэффициент усиления синфазного сигнала (из-за конечного значения КОСС ОУ3):

$$K_{\text{сф2}} = \frac{1}{K_{\text{ОСС ОУ3}}} \quad (3.12)$$

А выходное напряжение равняется

$$U_{\text{вых}} = \left(1 + 2R_2/R_1\right) \cdot \frac{R_5}{R_4} \cdot (U_2 - U_1)$$

(мы считаем ОУ идеальным - коэфф. усиления дифф. сигнала стремится к бесконечности, входные токи стремятся к нулю, выходное сопротивление стремится к нулю, диапазон частот от 0 до бесконечности, сдвига выходного напряжения нет, от температуры ничего не зависит. Сформулировать принцип виртуального нуля.

Для идеального усилителя есть принцип виртуального нуля, он заключается в том, что если напряжение на выходе имеет конечную величину, то из-за бесконечного коэфф-та усиления дифф сигнала напряжение между входами ОУ стремится к 0. Виртуальный ноль:

входы ОУ изолированы друг от друга ($R_{вх}$ бесконечно big), а ведут себя так, как будто накоротко соединены (напряжения одинаковые).

, который из бесконечности коэфф. усиления следует. Благодаря ему при конечных выходных напряжениях получается бесконечно малое дифф. напряжение на входе, между входами ОУ напряжение стремится к нулю. Это и то, что входные токи стремятся к нулю является основными положениями при выводе того соотношения, которого работа некой схемы характеризует, и при рассмотрении принципа работы каждой из схем)

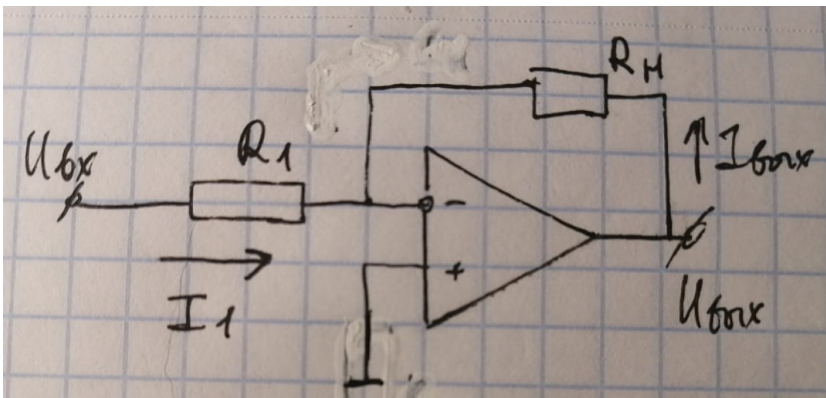
28. Преобразователи ток-напряжение и напряжение-ток на ОУ.

Преобразователь напряжение - ток

Преобразователи напряжения в ток (U/I или ПНТ) широко применяются при передаче информации в аналоговом виде на значительные расстояния. ПНТ являются практически идеальными источниками тока. Значение тока, несущего информацию о некоторой физической величине (давление, температура, уровень), не зависит от сопротивления линии связи (в некоторых пределах), что позволяет исключить ее влияние.

Благодаря действию обратной связи входное напряжение и падение напряжения на резисторе R_1 равны. Через нагрузку течет тот же самый ток, что и через резистор R_1 , поэтому $I_1 = I_{вых} = U_{вх}/R_1$. Ток в нагрузке не зависит от R_n при условии, что ОУ работает в линейном режиме (не насыщается).

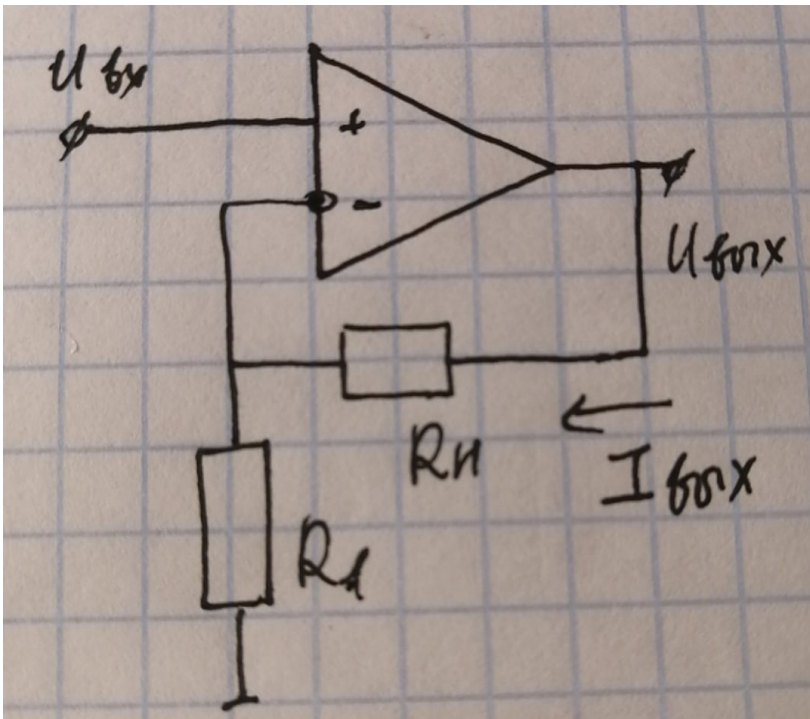
ПНТ на основе инвертирующей схемы, где взамен резистора R_2 включена нагрузка R_n :



Коэффициент преобразования: $K = I_{вых}/U_{вх} = -1/R_1$

Входное сопротивление: $R_{вх} = R_1$

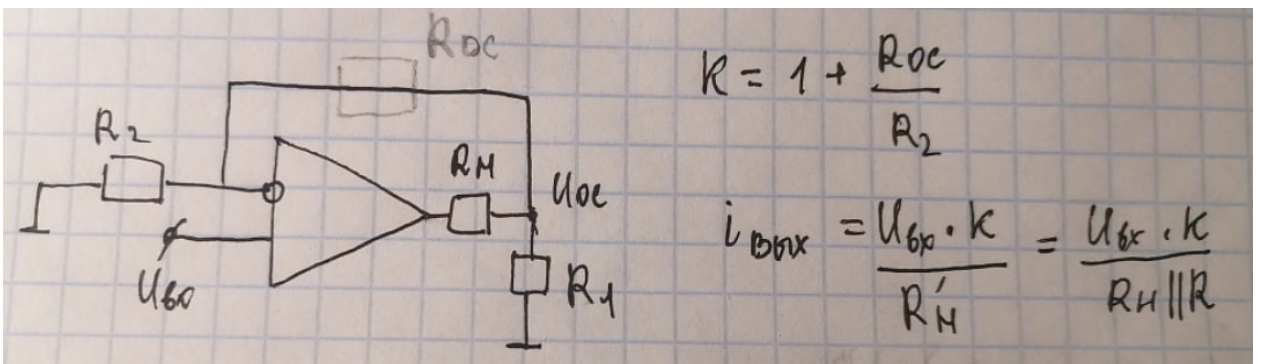
ПНТ на основе неинвертирующей схемы, где взамен резистора R_2 включена нагрузка R_n :



Коэффициент преобразования: $K = I_{\text{вых}} / U_{\text{вх}} = 1 / R_1$

Входное сопротивление: $R_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} \cdot \sin \phi$ - входное сопротивление для синфазного сигнала ОУ.

Схема из лекции (возможны неточности)



Вообще, по идее, в последней в последней формуле не должно участвовать $R_{н}$, не ясно, какое именно R используется.

Возможно (и если брать по аналогии с http://riostat.ru/elektron_sistem/10_11.php), точнее будет:

$$I_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}} \cdot K}{R_1 || R_{oc}} = \frac{U_{\text{вх}} \cdot (R_2 + R_{oc})}{R_2} \cdot \frac{R_1 + R_{oc}}{R_1 \cdot R_{oc}} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_2} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_{oc}}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_{oc}}{R_1}\right)$$

Преобразователь «ток — напряжение».

Схема преобразователя тока в напряжения приведена на рис. 3.2.1. В ней ОУ V представлен самым кратким условным графическим обозначением, включающим в себя источник питания и «землю» (полюс нулевого потенциала). Резистор R создает отрицательную обратную связь (ООС), так как соединяет выход с инвертирующим входом ОУ.

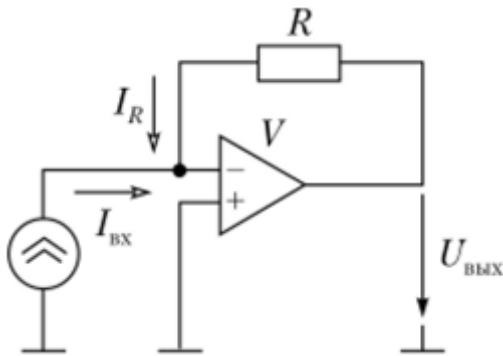


Рис. 3.2.1. Схема преобразователя «ток — напряжение» на ОУ

Преобразуемый ток $I_{вх}$ подается на инвертирующий вход ОУ. Неинвертирующий вход ОУ заземлен. Для вывода соотношения $U_{вых}(I_{вх})$ примем, что $U_{вых}$ меньше напряжения питания ОУ, т.е. ОУ находится в линейном режиме и можно использовать модель идеального ОУ. $I_{вх} + I_R = 0$. При этом $I_R = U_R/R$, $U_R = U_{вых}$. Поэтому

$$U_{вых} = -RI_{вх}.$$

Входное напряжение в этой схеме $U_{вх} = -U_{вых}/k_{yc} = IR/k_{yc}$, а выходное $U_{вых} = -IR$ - пропорционально входному току. Входное сопротивление $R_{вх}$ - очень мало т.к. $R_{вх} = R/k_{yc}$ и не влияет на схему, в которой проводится измерение тока. Отметим также, что напряжение на выходе практически не зависит от нагрузки.

(мы считаем ОУ идеальным - коэфф. усиления дифф. сигнала стремится к бесконечности, входные токи стремятся к нулю, выходное сопротивление стремится к нулю, диапазон частот от 0 до бесконечности, сдвига выходного напряжения нет, от температуры ничего не зависит. Сформулировать принцип виртуального нуля

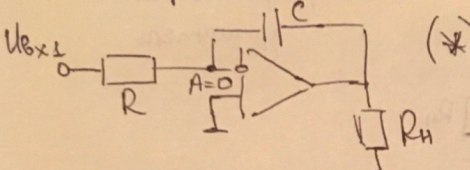
Для идеального усилителя есть принцип виртуального нуля, он заключается в том, что если напряжение на выходе имеет конечную величину, то из-за бесконечного коэфф-та усиления дифф сигнала напряжение между входами ОУ стремится к 0. Виртуальный ноль: входы ОУ изолированы друг от друга ($R_{вх}$ бесконечно big), а ведут себя так, как будто накоротко соединены (напряжения одинаковые).

.., который из бесконечности коэфф. усиления следует. Благодаря ему при конечных выходных напряжениях получается бесконечно малое дифф. напряжение на входе, между входами ОУ напряжение стремится к нулю. Это и то, что входные токи стремятся к нулю является основными положениями при выводе того соотношения, которого работа некой схемы характеризует, и при рассмотрении принципа работы каждой из схем)

29. Дифференцирующие и интегрирующие схемы на ОУ.

Со слов Бутенко: будем считать ОУ идеальным (т.е. $K_u \rightarrow \infty$; $I_{вх} \rightarrow 0$), иногда говорится что у ОУ бесконечно широкая полоса. Реальные можно считать частично идеальными, но при неточности (быстродействия) необходимо помнить про f_1 и скорость нарастания. Для идеального усилителя есть принцип виртуального нуля, он заключается в том, что если напряжение на выходе имеет конечную величину, то из-за бесконечного коэфф-та усиления дифф сигнала напряжение между входами ОУ стремится к 0. Виртуальный ноль: входы ОУ изолированы друг от друга ($R_{вх}$ бесконечно big), а ведут себя так, как будто накоротко соединены (напряжения одинаковые).

Инверт. интегратор (*)



$$\frac{U_{вых}(t)}{R} = -i_c(t) = -\frac{dU_{вых}(t)}{dt} \cdot C \Rightarrow U_{вых}(t) = -\frac{1}{RC} \int U_{вх}(t) dt$$

Инверт. дифф-р
схема (*), C и R меняются местами

$$\begin{cases} i_{вх} = C \frac{dU_{вх}}{dt} \\ i_{ос} = -\frac{U_{вых}}{R_{ос}} \end{cases} \Rightarrow U_{вых} = -R_{ос} \cdot C \cdot \frac{dU_{вх}}{dt}$$

Инв. ус. $\Rightarrow K = -\frac{R_{ос}}{R}$;
нелин. $K = 1 + R_2/R_1$.

Дифференцирующий усилитель (дифференциатор) строится на основе ОУ и дифференцирующей RC-цепочки в цепи обратной связи. Такую операцию выполняет инвертирующий усилитель с 100%-ной последовательной ООС по напряжению и с дифференцирующей RC-цепочкой, в которой U снимается с резистора R . Напряжение на выходе пропорционально дифференциалу от входного напряжения.

Основной недостаток дифференцирующей RC-цепи состоит в том, что она разлагает однополярный сигнал на два двухполярных. Однако в качестве рабочего обычно используют импульс только одной полярности, что особенно важно при усилении импульсных сигналов постоянного тока.

Так как с уменьшением частоты входного сигнала переменного тока сопротивление конденсатора C увеличивается, коэффициент усиления ОУ оказывается неодинаковым на разных частотах входного сигнала (на высоких частотах коэффициент усиления ОУ много больше, чем на низких). Эта особенность приводит к тому, что схема дифференциатора весьма восприимчива к случайным высокочастотным помехам, а также и неустойчива в работе.

Интегрирующий усилитель (интегратор) строится на основе ОУ и интегрирующей RC-цепочки в цепи обратной связи (рис. 13.44). Такую операцию выполняет инвертирующий усилитель с интегрирующей RC-цепочкой, в которой U_{oc} снимается с конденсатора C . Напряжение на выходе пропорционально интегралу от входного напряжения.

https://studref.com/432857/tehnika/osnovnye_shemy_vklyucheniya_operatsionnyh_usiliteley

(мы считаем ОУ идеальным - коэфф. усиления дифф. сигнала стремится к бесконечности, входные токи стремятся к нулю, выходное сопротивление стремится к нулю, диапазон частот от 0 до бесконечности, сдвига выходного напряжения нет, от температуры ничего не зависит. Сформулировать принцип виртуального нуля.

Для идеального усилителя есть принцип виртуального нуля, он заключается в том, что если напряжение на выходе имеет конечную величину, то из-за бесконечного коэфф-та усиления дифф сигнала напряжение между входами ОУ стремится к 0. Виртуальный ноль: входы ОУ изолированы друг от друга ($R_{вх}$ бесконечно big), а ведут себя так, как будто накоротко соединены (напряжения одинаковые).

, который из бесконечности коэфф. усиления следует. Благодаря ему при конечных выходных напряжениях получается бесконечно малое дифф. напряжение на входе, между входами ОУ напряжение стремится к нулю. Это и то, что входные токи стремятся к нулю является основными положениями при выводе того соотношения, которого работа некой схемы характеризует, и при рассмотрении принципа работы каждой из схем)

30. Логарифмические и антилогарифмические усилители на ОУ.

Логарифмическим называется усилитель, выходное напряжение которого пропорционально логарифму от его входного напряжения.

Для получения логарифмической характеристики в цепь ООС ОУ включают p - n -переход. Это могут быть диоды или биполярный транзистор, включенный по схеме с общей базой. Примеры реализации логарифмических усилителей приведены на рисунках 3.19 и 3.20.

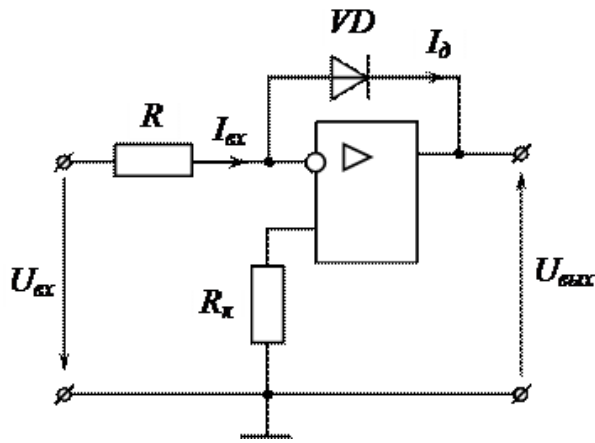


Рисунок 3.19 – Логарифмический усилитель

на ОУ

с диодом в цепи ООС

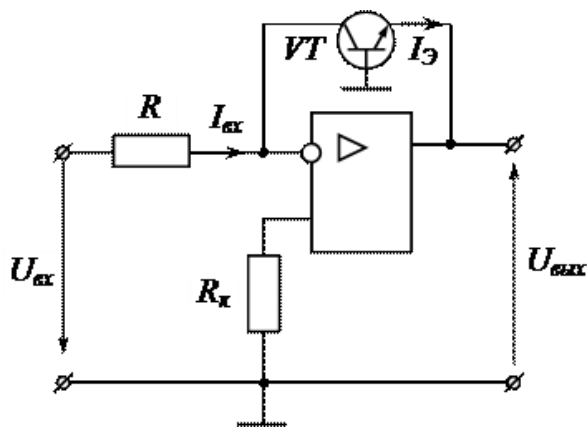


Рисунок 3.20 – Логарифмический усилитель на

ОУ

с транзистором в цепи ООС

Выражение, связывающее входное и выходное напряжения для схемы с диодом (рисунок 3.19), имеет вид

$$u_{\text{вых}} = -\varphi_T \left[\ln \left(\frac{U_{\text{вх}}}{R} \right) - \ln I_{\text{об}} \right]$$
 где φ_T – температурный потенциал (при комнатной температуре $\varphi_T \approx 26$ мВ);

$I_{\text{об}}$ – обратный (тепловой) ток диода.

Для схемы, приведенной на рисунке 3.20, связь между выходным и входным напряжениями устанавливается выражением

$$u_{\text{вых}} = -\varphi_T \left[\ln \left(\frac{U_{\text{вх}}}{R} \right) - \ln I_{\text{э}} \right]$$

где $I_{\text{э}}$ – обратный ток эмиттерного перехода.

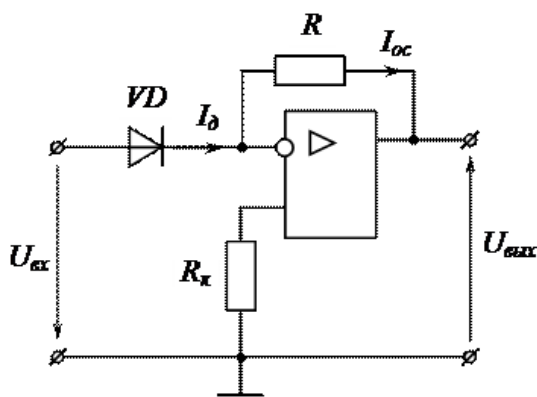
Как видно из приведенных соотношений, при достаточно малых значениях обратных токов полупроводниковых приборов в обоих устройствах выходное напряжение пропорционально логарифму входного напряжения.

При использовании схем, приведенных на рисунках 3.19 и 3.20, следует иметь в виду, что **при больших токах диода или транзистора** приведенные выражения дают **значительную погрешность**, что является **следствием действия собственных активных сопротивлений приборов**. Чтобы выполнялись выражения (3.32) и (3.33), необходимо использовать только нелинейный участок прямой ветви ВАХ диода (или, соответственно, входной ВАХ транзистора). Поэтому **максимальное выходное напряжение** для приведенных схем **не должно превышать примерно 0,6 В**. При необходимости иметь большие напряжения выходной сигнал схемы должен быть усилен с помощью масштабирующего усилителя.

Логарифмические усилители формируют на выходе напряжение **только одной полярности**. Так, для схем, рассмотренных ранее, при положительном входном напряжении на выходе схемы формируется отрицательное напряжение. Для получения положительного выходного напряжения при отрицательном входном диод в схеме на рисунке 3.19 необходимо включить в обратном направлении. Аналогичный эффект в схеме на рисунке 3.20 можно получить, если применить транзистор *p-n-p*-типа.

Антилогарифмическим называется усилитель, выходное напряжение которого пропорционально экспоненциальной функции от его входного напряжения.

Для реализации экспоненциальной зависимости между выходным и входным напряжениями в рассмотренных выше схемах достаточно поменять местами полупроводниковый прибор и резистор (рисунки 3.21 и 3.22).



диодом

Рисунок 3.21 – Антилогарифмический усилитель с

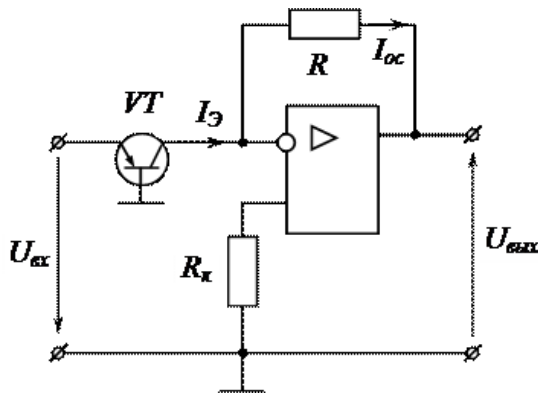


Рисунок 3.22 – Антилогарифмический усилитель

с транзистором

Выражения, связывающие входное и выходное напряжения для приведенных схем, имеют вид, соответственно

$$U_{\text{вых}} = -RI_{\text{э0}} \exp\left(\frac{U_{\text{вх}}}{\Phi_T}\right) \quad (3.34)$$

$$U_{\text{вых}} = -RI_{\text{э0}} \exp\left(\frac{U_{\text{вх}}}{\Phi_T}\right) \quad (3.35)$$

В схемах антилогарифмических усилителей также возможно получение выходного напряжения **только одной полярности**. Так, в устройствах на рисунках 3.21 и 3.22 при положительном входном напряжении на выходе формируется отрицательное напряжение, связанное соотношениями (3.34) или (3.35). Для изменения полярностей входных и выходных сигналов в схеме на рисунке 3.21 диод должен быть включен в обратном направлении, а в схеме на рисунке 3.22 – необходимо использовать транзистор с обратным типом проводимости

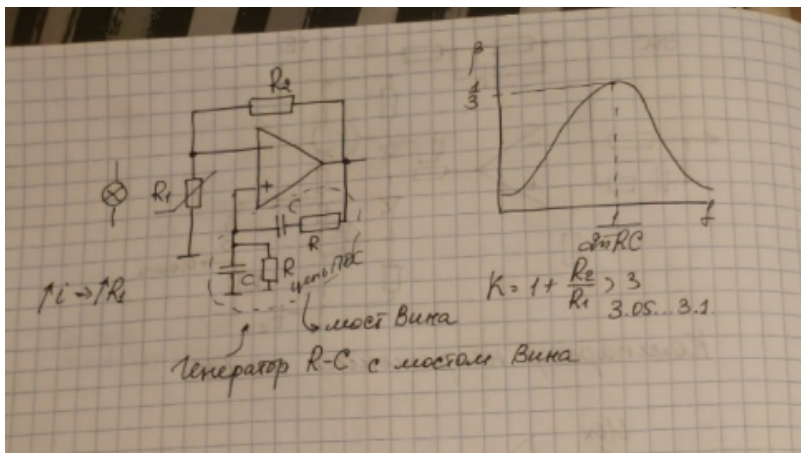
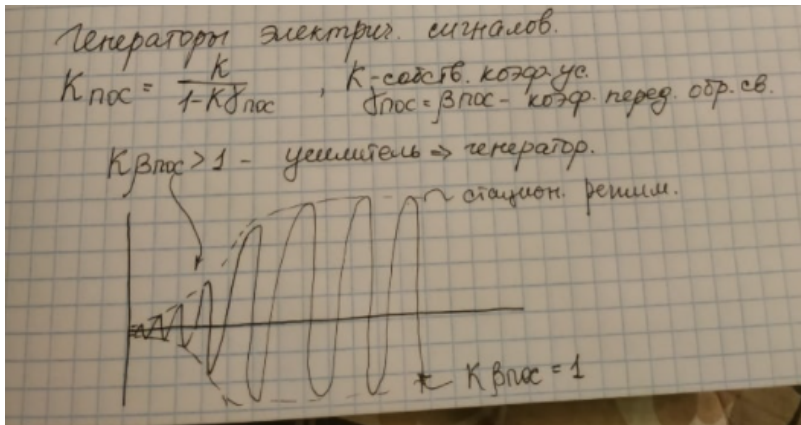
(мы считаем ОУ идеальным - коэфф. усиления дифф. сигнала стремится к бесконечности, входные токи стремятся к нулю, выходное сопротивление стремится к нулю, диапазон частот от 0 до бесконечности, сдвига выходного напряжения нет, от температуры ничего не зависит. **Сформулировать принцип виртуального нуля.**

Для идеального усилителя есть принцип виртуального нуля, он заключается в том, что если напряжение на выходе имеет конечную величину, то из-за бесконечного коэфф-та усиления дифф сигнала напряжение между входами ОУ стремится к 0. Виртуальный ноль: входы ОУ изолированы друг от друга ($R_{\text{вх}}$ бесконечно big), а ведут себя так, как будто накоротко соединены (напряжения одинаковые).

, который из бесконечности коэфф. усиления следует. Благодаря ему при конечных выходных напряжениях получается бесконечно малое дифф. напряжение на входе, между входами ОУ напряжение стремится к нулю. Это

и то, что входные токи стремятся к нулю является основными положениями при выводе того соотношения, которого работа некой схемы характеризует, и при рассмотрении принципа работы каждой из схем)

31. Генераторы электрических колебаний. Условие возникновения колебаний, условие стационарного режима. Генератор синусоидальных колебаний на ОУ.



(генератор строим на основе ОУ целенаправленно, охватывая их ПОС, при этом для того чтобы колебания в генераторе возникли необходимо выполнить историю возникновения колебаний - это значит произведение K на K положительной обратной связи (или на β - как угодно) должно быть больше 1. В этом случае у нас благодаря непрерывному усилению сигнала обратной связи напряжение на выходе будет непрерывно увеличиваться, что будет дополнительно увеличивать напряжение обратной связи. Т.к. на входе напряжение будет расти - это будет вызывать дополнительное увеличение напряжения на выходе) Частные случаи: если у нас полоса частот петли обратной связи будет не ограничена снизу, т.е. полоса частот петли обратной связи будет от 0 Гц, то у нас в итоге система (усилитель + ПОС) превратится в генератор постоянного напряжения. Напряжение усилителя на выходе достаточно быстро примет либо максимально возможное значение, либо минимально возможное значение, т.е. усилитель войдет в насыщение - превратится в генератор напряжения выходного максимально возможного,

либо минимально возможного по величине. Если же полоса частот петли обратной связи ограничена снизу - в этом случае будут колебания на выходе, и чем уже полоса частот петли обратной связи будет, тем ближе колебания выходные будут к гармоническим. Отсюда если мы поставим колебательный контур, то в этом случае чем уже полоса колебательного контура (чем выше его добротность), тем ближе выходное колебание будет к синусоиде. Но если у нас $K\beta$ больше 1 - это означает, что у нас непрерывно должна расти амплитуда колебаний, но она не может так делать. И в этом случае как только усилитель наш перейдет на нелинейную часть своей амплитудной характеристики - это будет означать, что его коэфф. усиления начнет уменьшаться и это значит, что произведение $K\beta$ тоже начнет уменьшаться, и как только это произведение сравняется с 1 - наступит стационарный режим, и возрастание колебаний по амплитуде прекратится и амплитуда колебаний дальше будет неизменна (за счёт нелинейности усилителя).