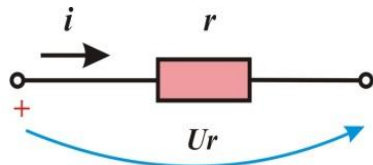
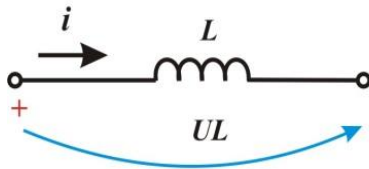


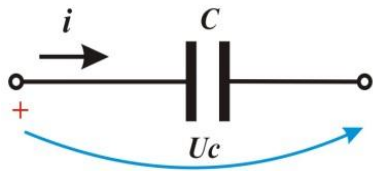
«Электротехнические» элементы цепей



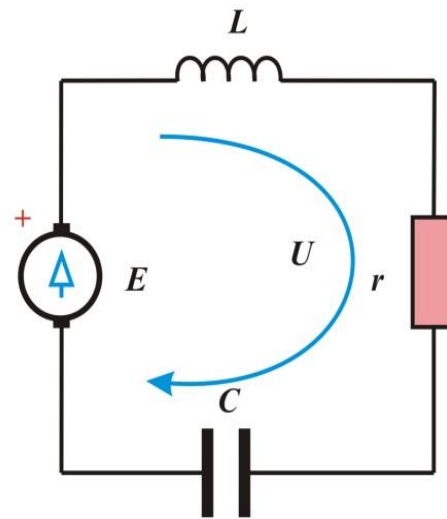
а) r - элемент резистора сопротивления



б) L - элемент катушки индуктивности

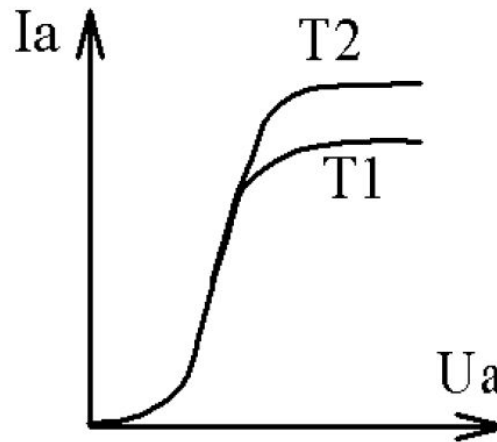
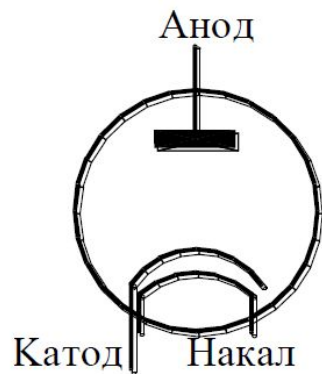


в) C - элемент ёмкости конденсатора



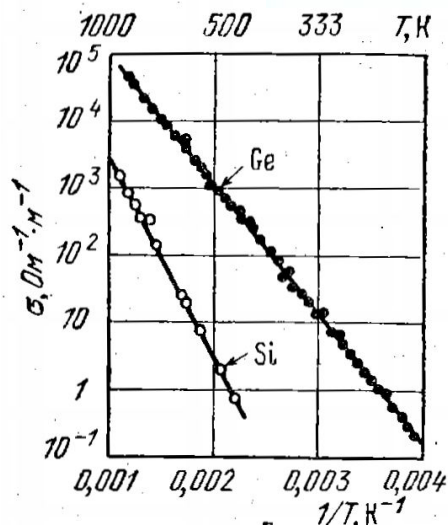
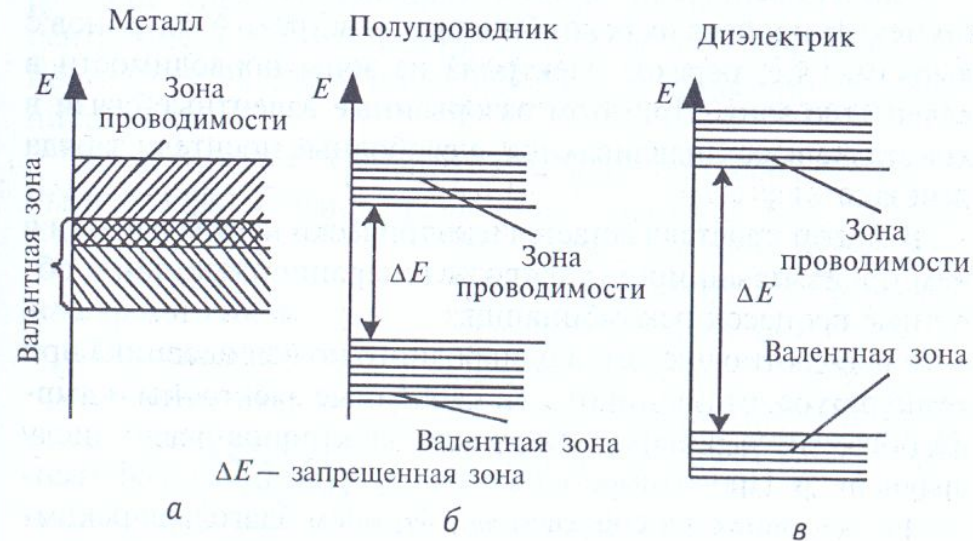
в) простейшая электрическая схема цепи состоящая из четырёх элементов: E - источника электрической энергии (ЭДС); r - сопротивления (резистора); L - индуктивности (катушки) и C - ёмкости (конденсатора)

Элемент с нелинейной ВАХ – вакуумная лампа - диод



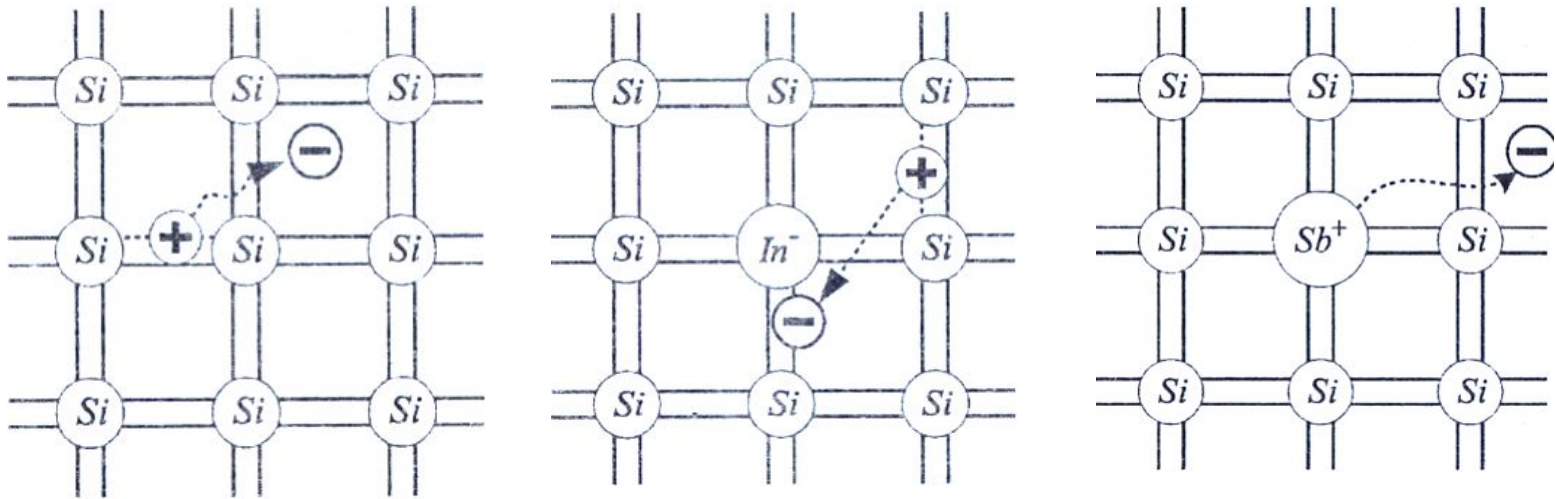
- Одно из основных свойств – односторонняя проводимость, перемещение под действием внешнего электрического поля электронов, сгенерированных катодом, к аноду

Структура энергетических уровней металлов, полупроводников и диэлектриков



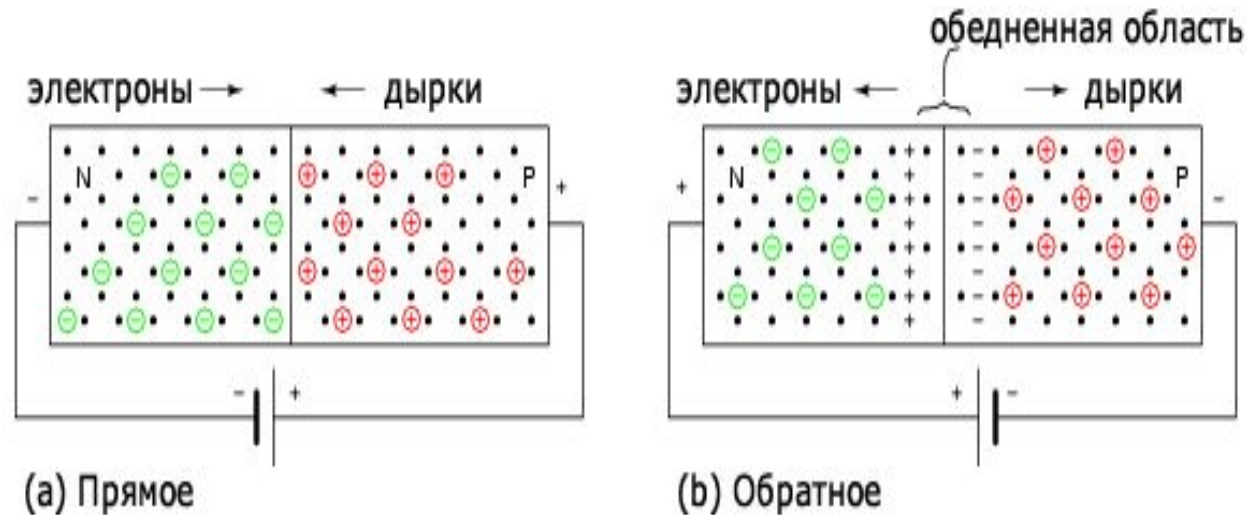
- Чистые полупроводники обладают собственной проводимостью, растущей с ростом температуры

Кристаллические решетки чистого и легированного кремния



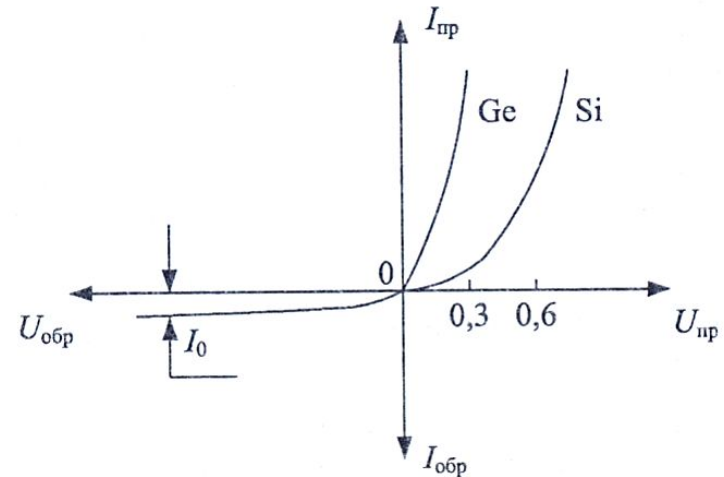
- In, Ga (3х-валентные)– акцепторные примеси, проводимость дырочного типа
- P, Sb,As (5-валентные)– донорные примеси, проводимость электронного типа

Включение р-n перехода в простейшую электрическую цепь



- При «обратном» включении образуется обедненная подвижными носителями заряда область, обладающая низкой электропроводностью

Схемотехническое обозначение, типичный внешний вид и идеализированные ВАХ маломощных диодов



$$I = I_s (e^{U/\varphi_T} - 1)$$

Мощные промышленные диоды и диодные сборки



1



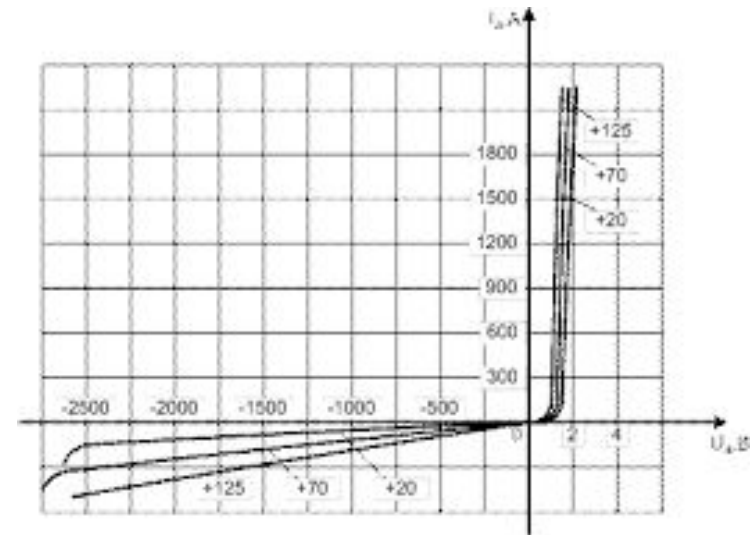
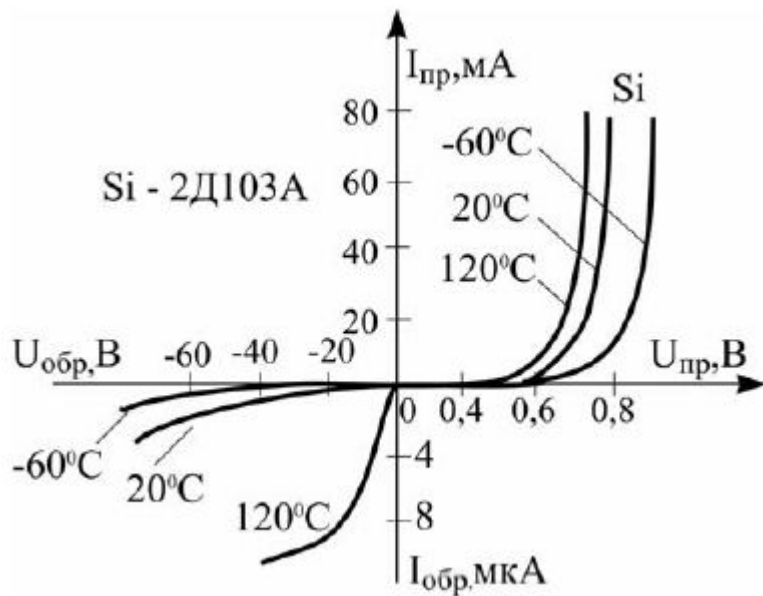
2



3

- 1 – диод среднего напряжения (2000 В) со средним током 500А
- 2 – диодная сборка – трехфазный мостовой выпрямитель (400В)
- 3 – диодная сборка на напряжение 60 кВ со средним током 1А

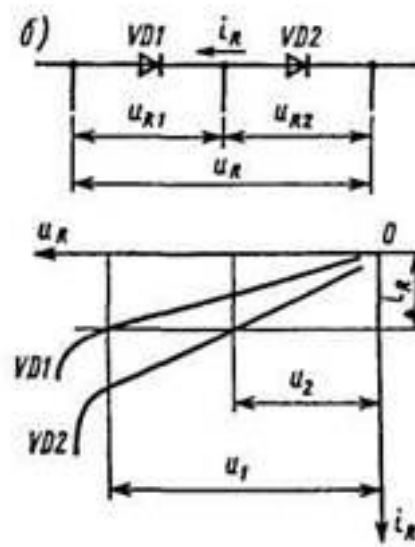
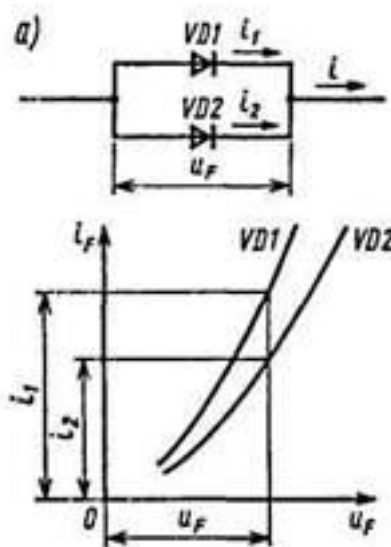
ВАХ промышленного выпрямительного вентиля



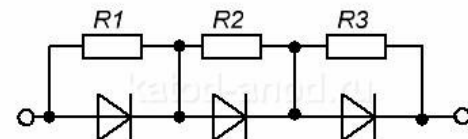
- Вентиль малой мощности

- Вентиль большой мощности

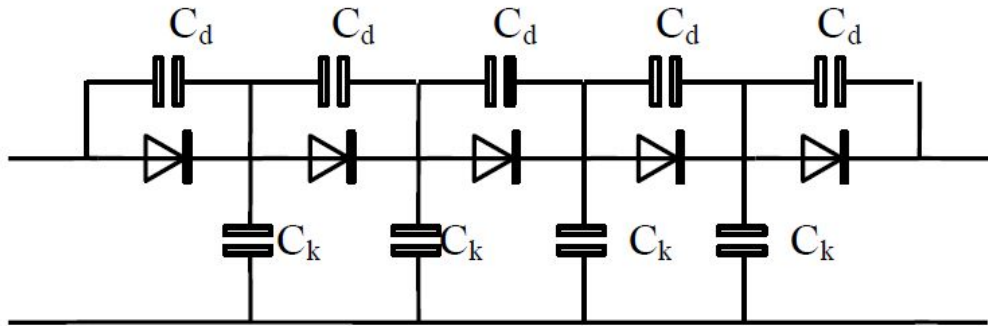
Последовательное и параллельное соединение диодов



- Выравнивание обратного напряжения при последовательном включении



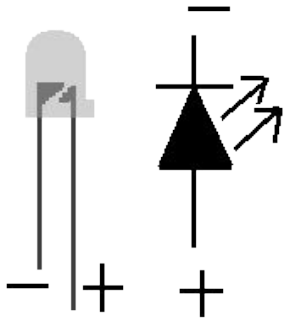
Конструкция высоковольтного вентилля



- C_k -конструктивная емкость, C_d -дополнительная емкость для выравнивания распределения напряжения.

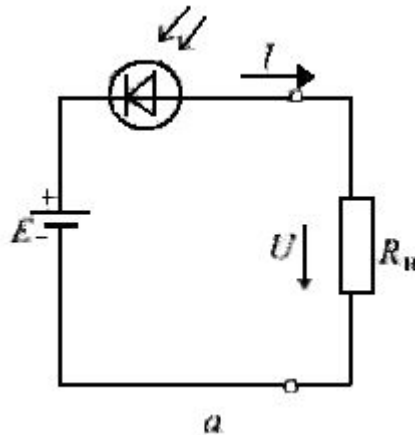
Некоторые специальные типы диодов

Светодиод



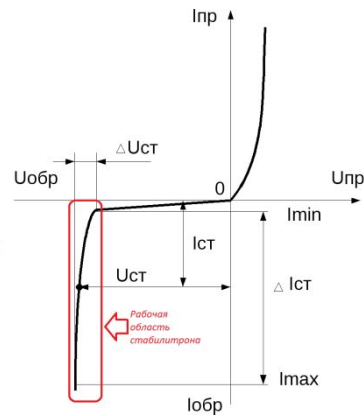
Источник
света

Фотодиод



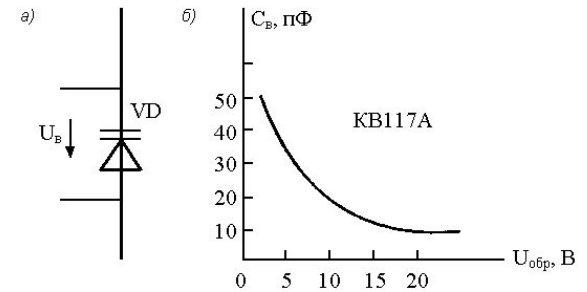
Приемник
света

Стабилитрон



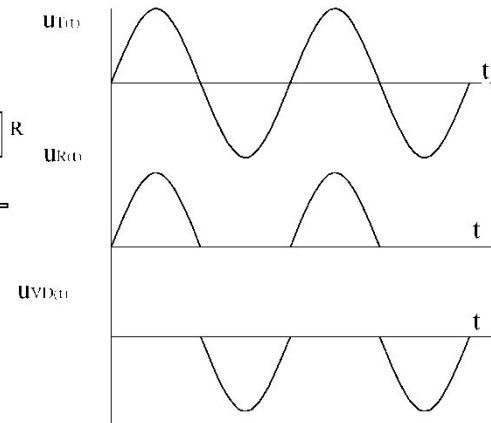
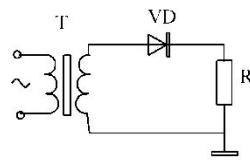
Стабилизатор
напряжения

Варикап



Элемент с
управляемой
емкостью

Простейший выпрямитель



- Основные элементы:
- трансформатор – определяет величину выходного напряжения, обеспечивает гальваническую развязку между нагрузкой и питающей сетью
- выпрямительный элемент - диод

Средняя величина выпрямленного напряжения $U_d = U_m / \pi$

Двухполупериодный (Full wave) выпрямитель

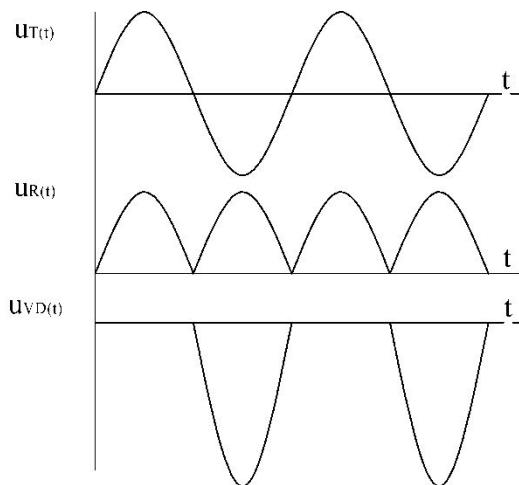
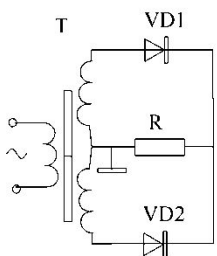
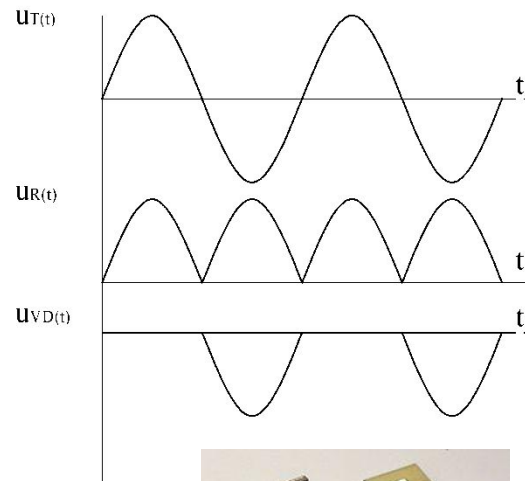
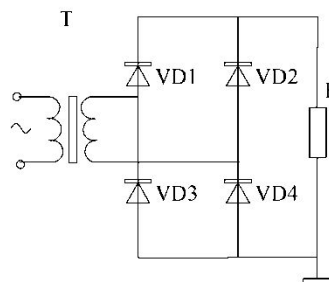
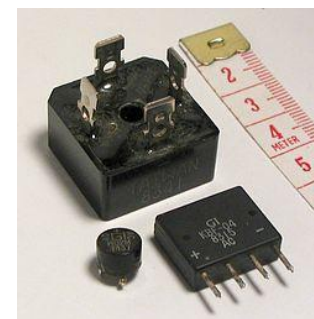


Схема со средней точкой

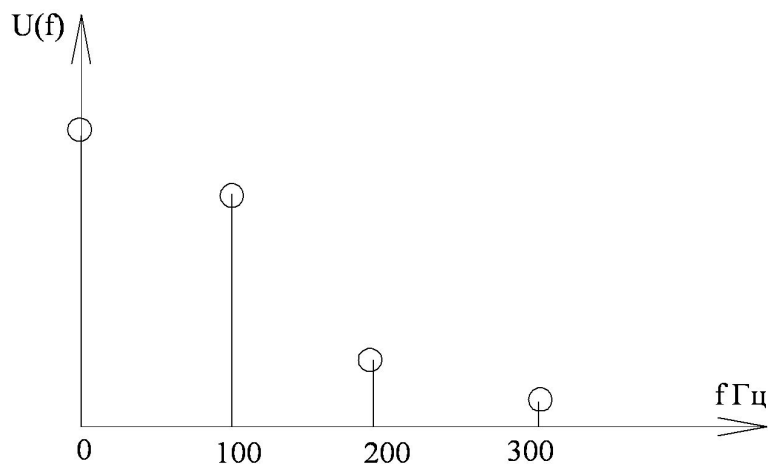
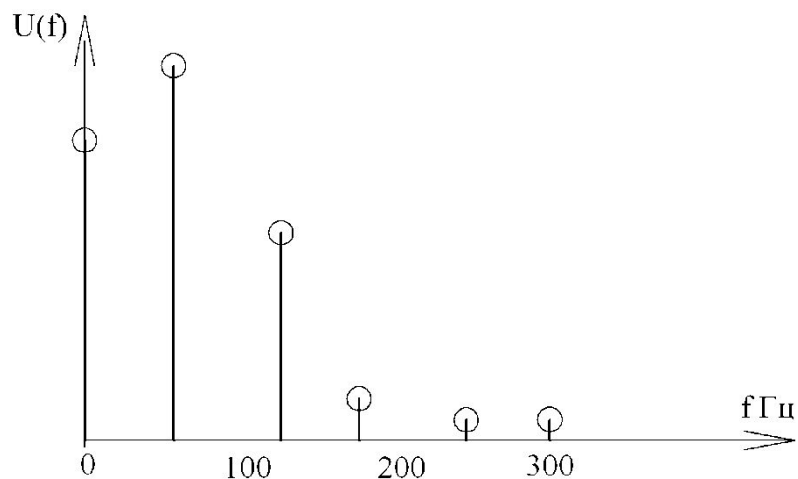


Мостовая схема



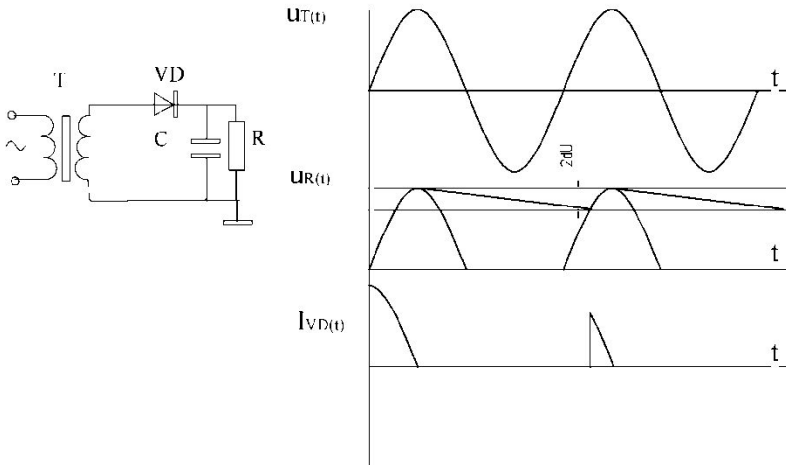
Средняя величина выпрямленного
напряжения $U_d = 2U_m/\pi$

Качество выпрямленного напряжения



Гармонический состав
однополупериодно и двухполупериодно выпрямленного напряжений промышленной частоты
(разложение в ряд Фурье)

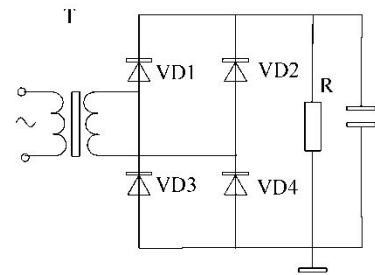
Фильтрация выпрямленного напряжения – простейший емкостной фильтр



Однополупериодный
выпрямитель

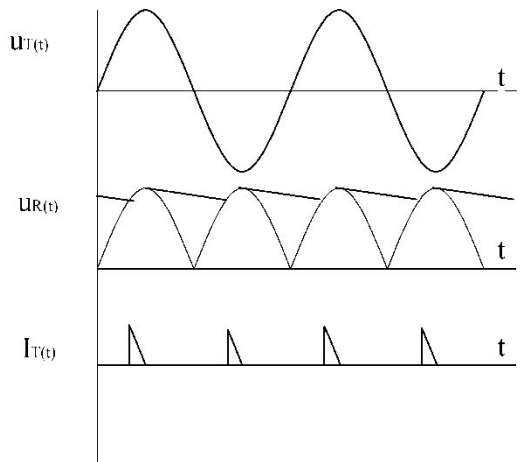
$$\delta u = \frac{T}{2RC}$$

**Относительная величина
пульсаций выпрямленного
напряжения**



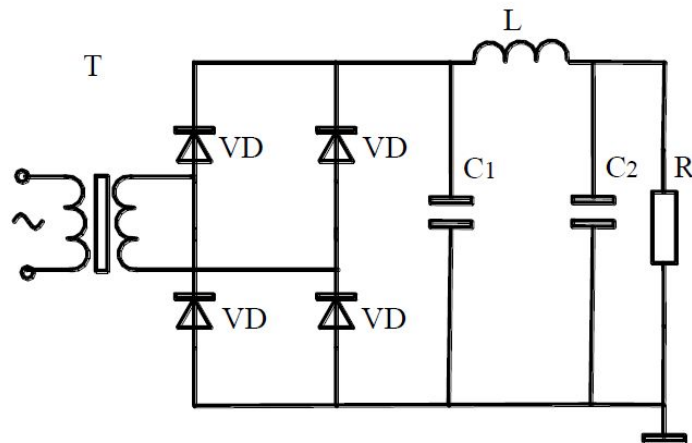
Мостовой
двухполупериодный
выпрямитель

$$\delta u = \frac{T}{4RC}$$



Power Supply
AC Dual 20-58V

Типовая схема выпрямителя средней мощности (менее 1 кВт)



Отличается от рассмотренных выше использованием дополнительного Г-образного LC – звена фильтрации

$$\delta U_1 = \frac{T}{4RC_1}$$

Пulsации на входе фильтра (на C1)

$$\delta U_2 = \frac{\delta U_1}{\omega_{\text{ос}}^2 LC_2}$$

Пulsации на выходе фильтра (на C2)

$\omega_{\text{ос}}$ – круговая частота основной гармоники выпрямленного напряжения

Практические рекомендации по выбору параметров элементов схемы

1. Максимальное рабочее напряжение диодов должно превышать амплитудное значение питающего напряжения U_m
2. Средний ток диодов должен в 1.5-2раза превышать ток нагрузки (ориентировочно)
3. Величина емкости C_1 должна обеспечивать амплитуду пульсаций 10-15% от U_m (уменьшение пульсаций приводит к росту амплитуды тока через диоды, увеличение – к снижению выходного напряжения)
4. Резонансная частота звена LC2 должна быть многократно ниже основной частоты выпрямленного напряжения ($2/T$), иначе вместо фильтрации выходного напряжения напряжение пульсаций может возрасти.

Общая характеристика выпрямителей с емкостным и П-образным LC – фильтрами:

Выходное напряжение выпрямителя близко к амплитуде питающего напряжения

Для получения малой величины пульсаций выпрямленного напряжения необходимо применять фильтрующие конденсаторы с большой емкостью или (и) дополнительные LC – звенья фильтрации

Форма кривой потребляемого от сети тока резко отличается от синусоидальной, что может приводить к нарушению требований ГОСТ Р 51317.3.2-99 (МЭК 61000-3-2-95) по уровню гармонических составляющих. Для выполнения требований ГОСТ может потребоваться установка дополнительных фильтрующих устройств на входе выпрямителя.

При включении выпрямителя может наблюдаться бросок потребляемого тока, связанный с первоначальной зарядкой конденсаторов фильтра. Параметры диодов выпрямителя должны выбираться с учетом этого обстоятельства.

Выпрямители с умножением напряжения

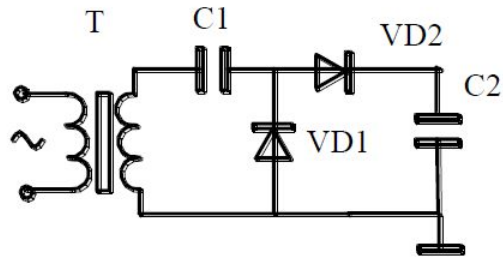


Схема удвоения напряжения

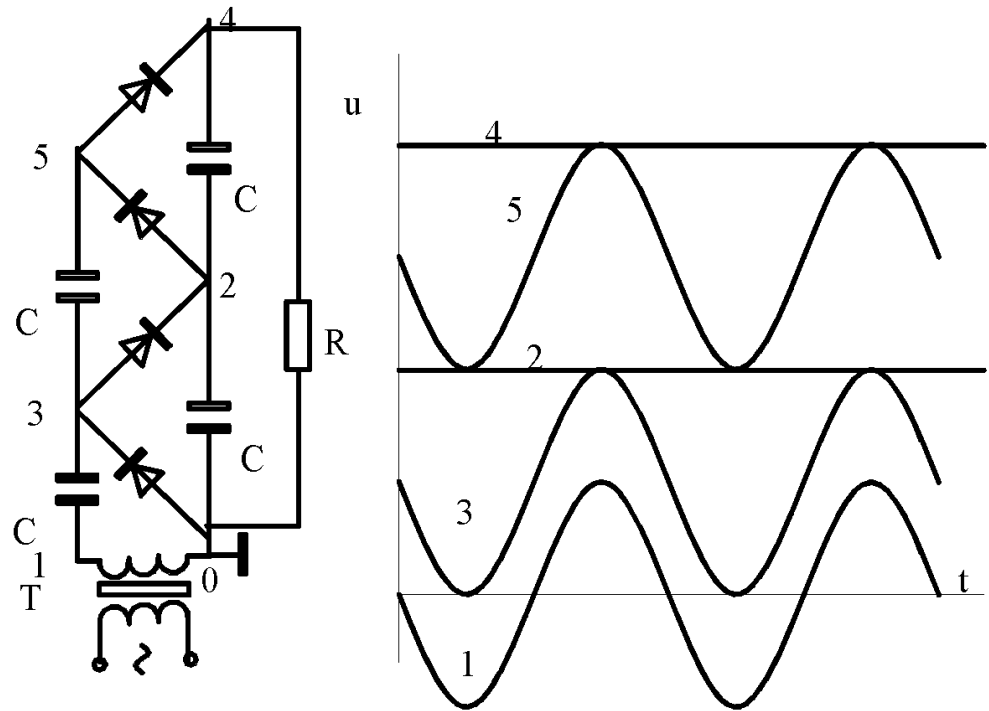
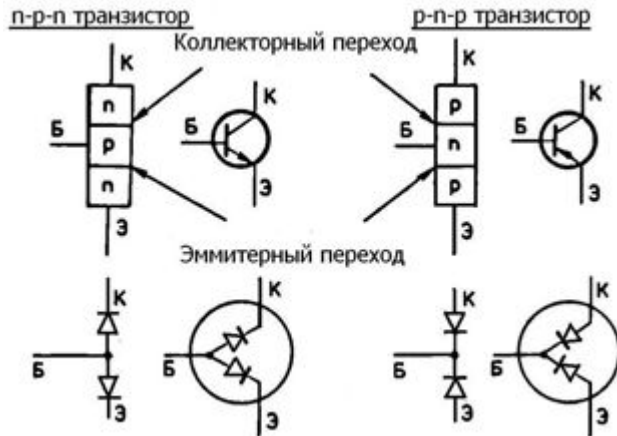


Схема учетверения напряжения

Область применения: источники высокого напряжения небольшой мощности. Основное достоинство: могут использоваться элементы с рабочим напряжением значительно ниже выходного.

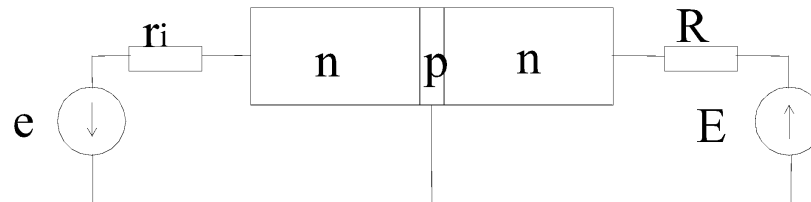
Недостаток: с ростом числа ступеней умножения резко растут пульсации выпрямленного напряжения и внутреннее сопротивление выпрямителя.

Усилительные приборы Биполярные транзисторы



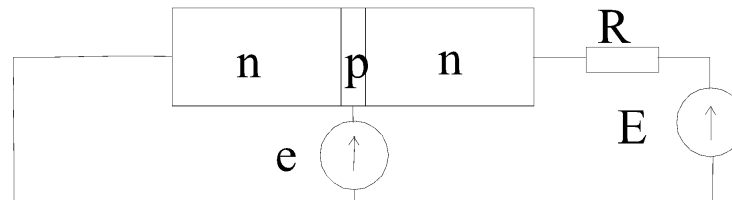
Наиболее распространенный тип структуры – кремниевый n-p-n транзистор. р-п-р транзисторы в основном применяются для работы в паре с n-p-n (комплементарные пары транзисторов)

Типовая структура биполярного транзистора, основные схемы включения



$$\alpha = \frac{I_k}{I_e} < 1 \quad (0.95-0.99)$$

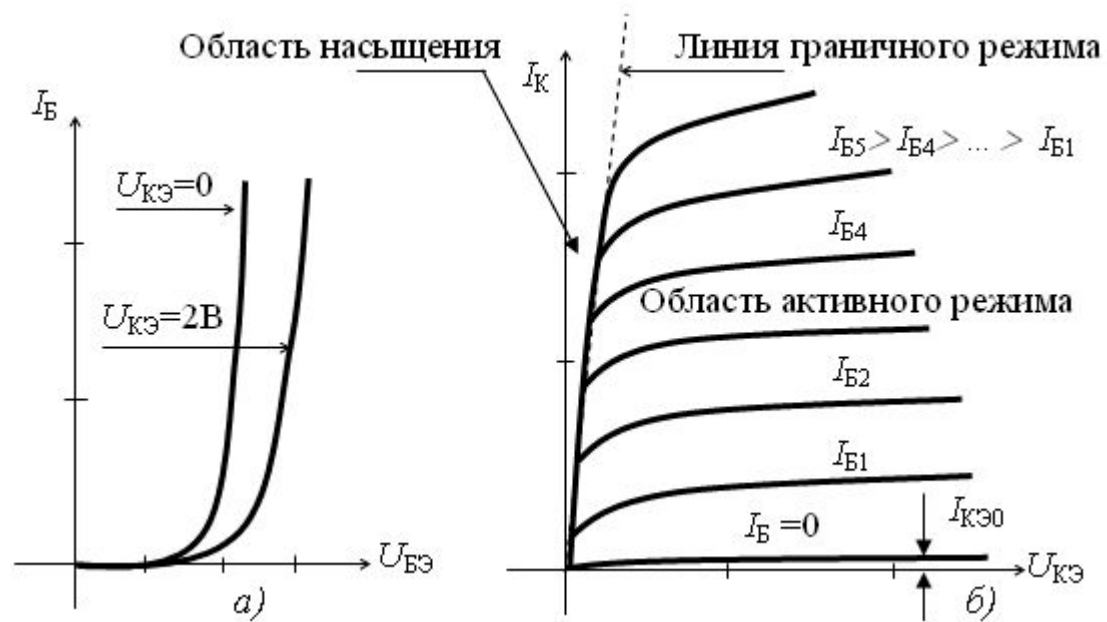
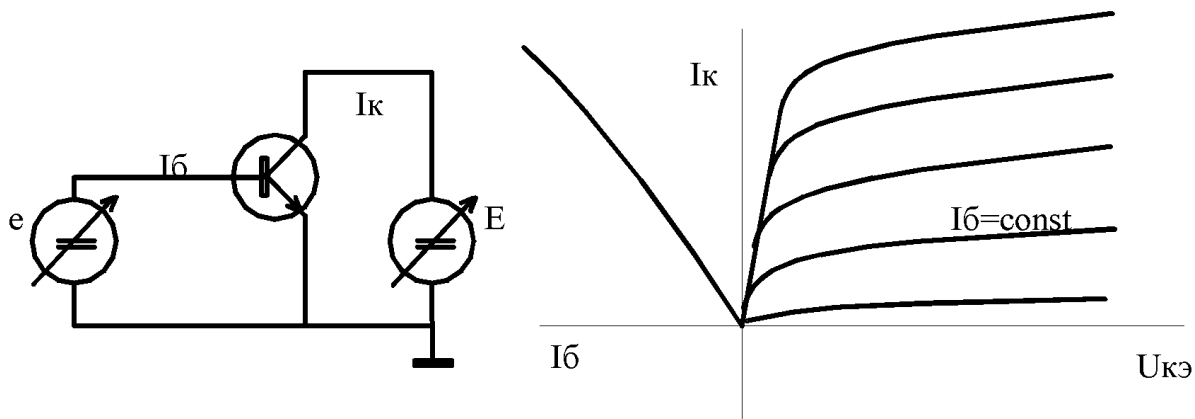
Схема включения транзистора с общей базой



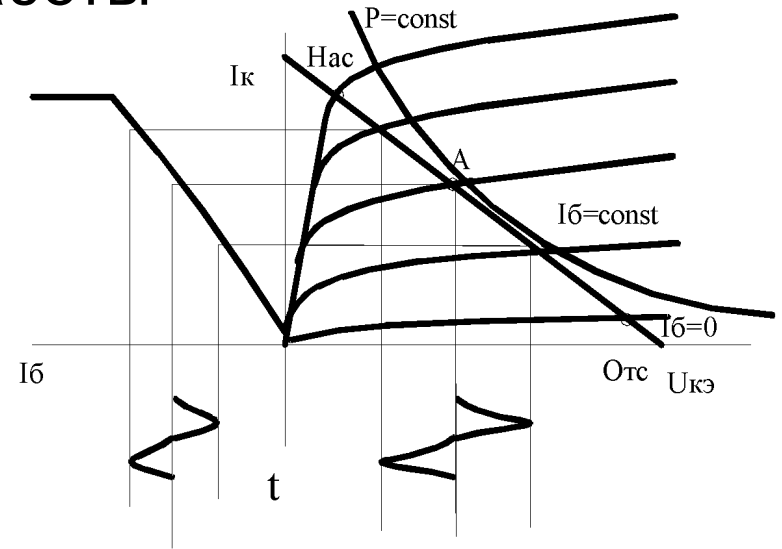
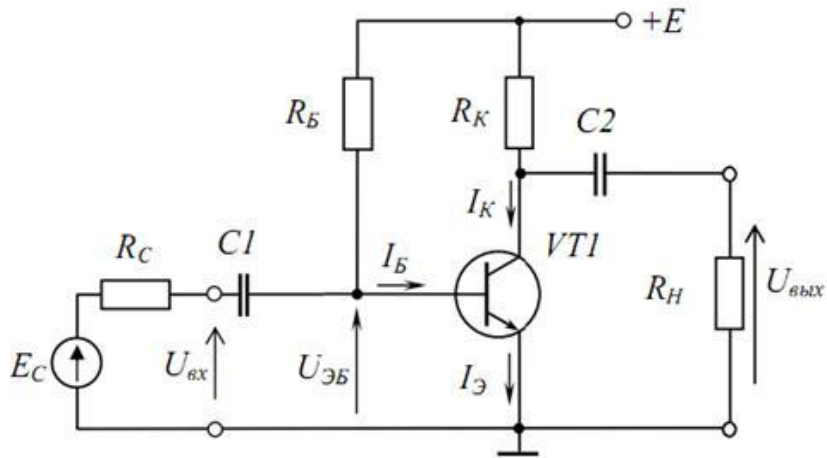
$$\beta = \frac{I_k}{I_b} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \gg 1$$

Схема включения транзистора с общим эмиттером

Статические характеристики биполярного транзистора (схема с общим эмиттером)



Простейший усилительный каскад с общим эмиттером и графический анализ его работы



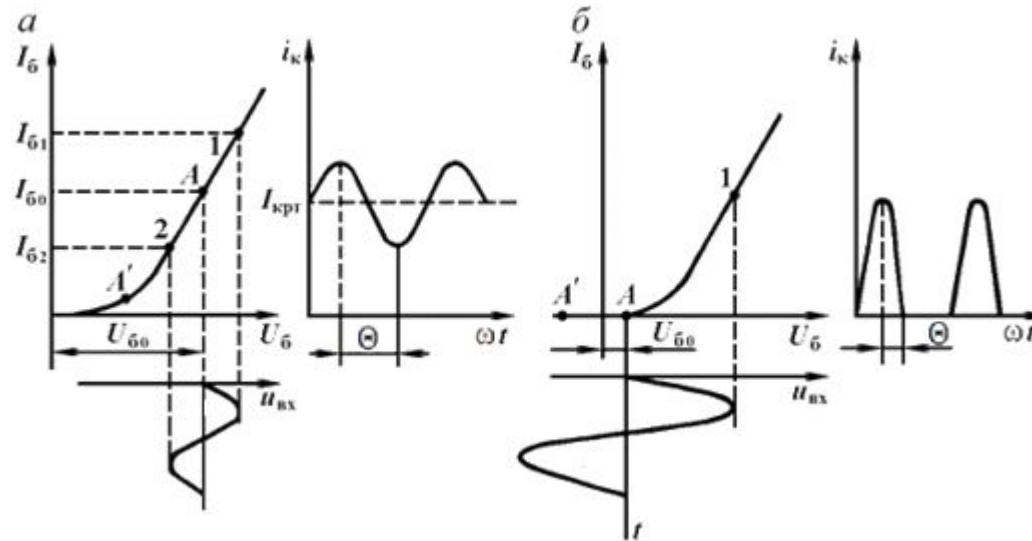
$$E = I_K R_K + U_{кэ}$$

$$I_K = \Phi(U_{кэ}, I_B)$$

Уравнение нагрузочной прямой
Уравнение коллекторных характеристик транзистора

При заданных E_K и R_K значения I_K и $U_{кэ}$ определяются током базы I_B

Усилительный режим работы транзистора



Ключевой режим работы транзистора

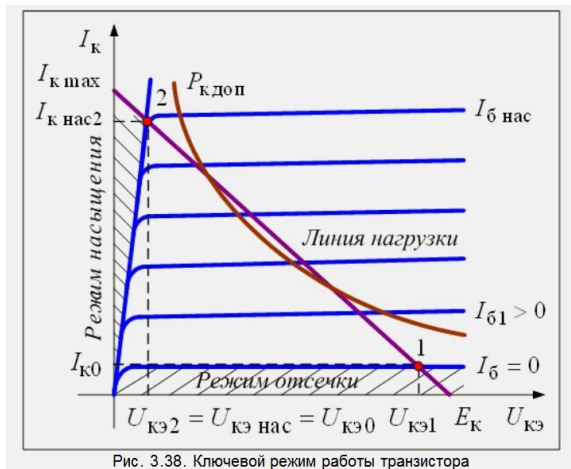


Рис. 3.38. Ключевой режим работы транзистора

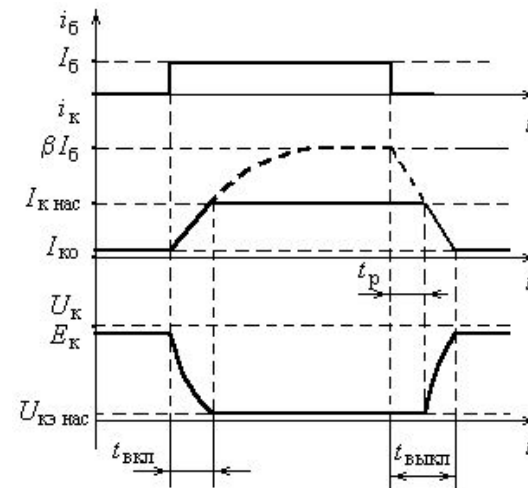
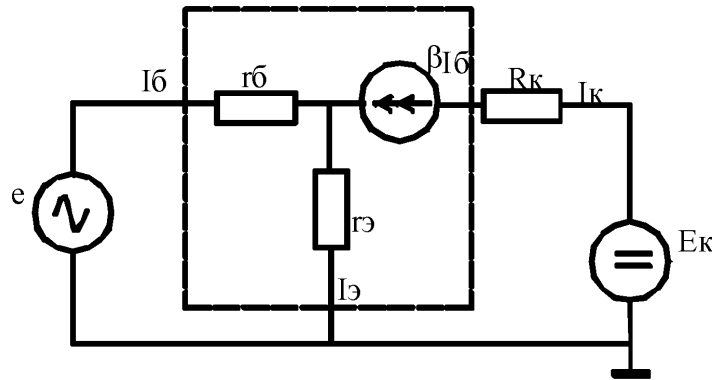


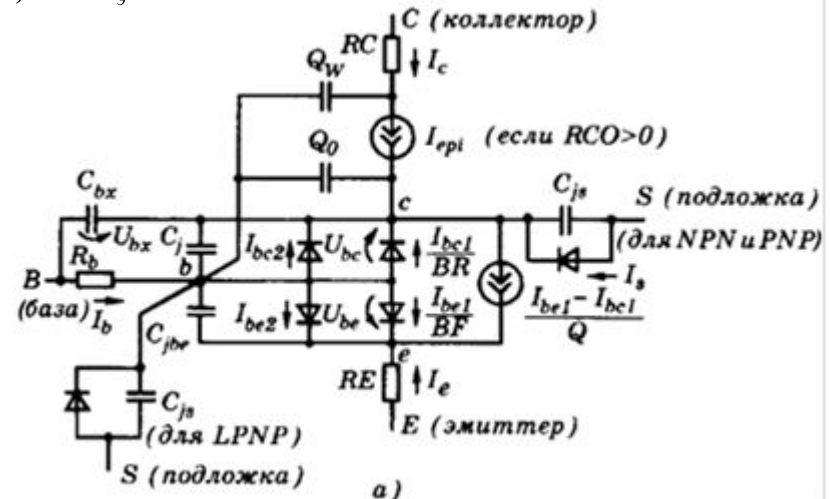
Схема замещения биполярного транзистора



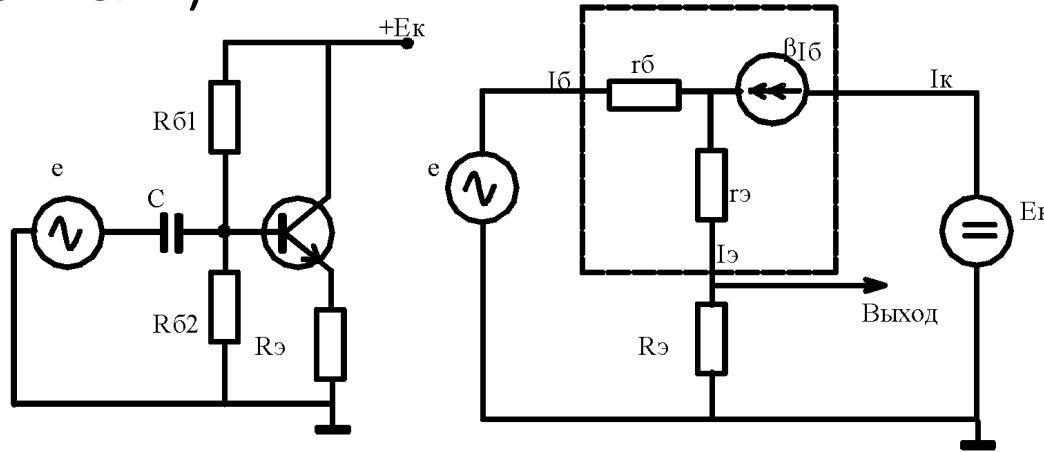
Простейшая «малосигнальная» схема замещения биполярного транзистора и усилительного каскада

$$r_{ex} = \frac{\Delta u_{бэ}}{\Delta i_{бэ}} = r_{б} + r_{э}(\beta + 1) \quad K_u = \frac{-\Delta i_{к} R_{к}}{\Delta i_{бэ} r_{ex}} = \frac{-\beta R_{к}}{r_{б} + r_{э}(\beta + 1)} \approx -\frac{R_{к}}{r_{э}}$$

Схема замещения Гуммеля-Пуна, используется в компьютерных моделях электронных устройств, описывает как линейный, так и ключевой режим.



Принципиальная схема и схема замещения каскада с общим коллектором (эмиттерный повторитель)



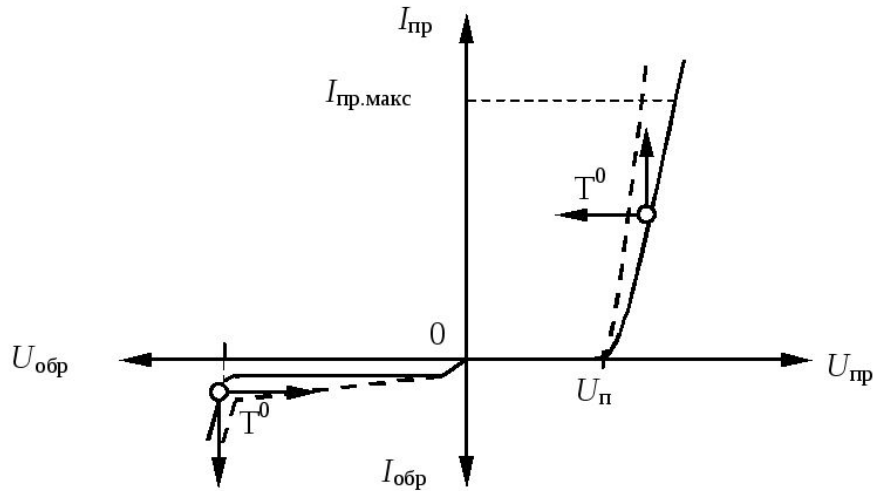
$$r_{ex} = \frac{\Delta u_{\bar{o}\bar{e}}}{\Delta i_{\bar{o}\bar{e}}} = r_{\bar{o}} + (r_{\bar{e}} + R_{\bar{e}})(\beta + 1)$$

$$K_u = \frac{\Delta i_{\bar{e}} R_{\bar{e}}}{\Delta i_{\bar{o}\bar{e}} r_{ex}} \approx \frac{(\beta + 1) R_{\bar{e}}}{r_{\bar{o}} + (r_{\bar{e}} + R_{\bar{e}})(\beta + 1)} < 1$$

Отличительная особенность –
высокое входное сопротивление.

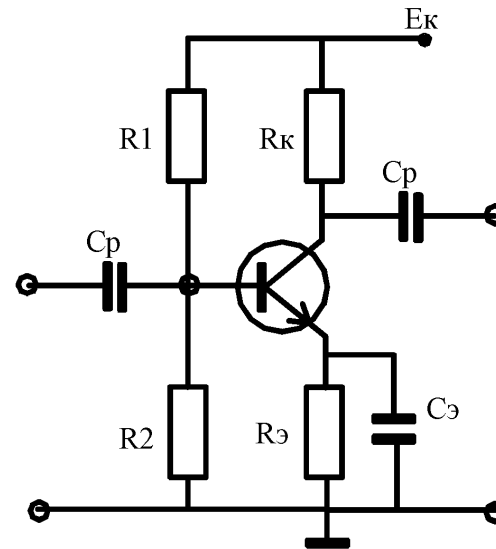
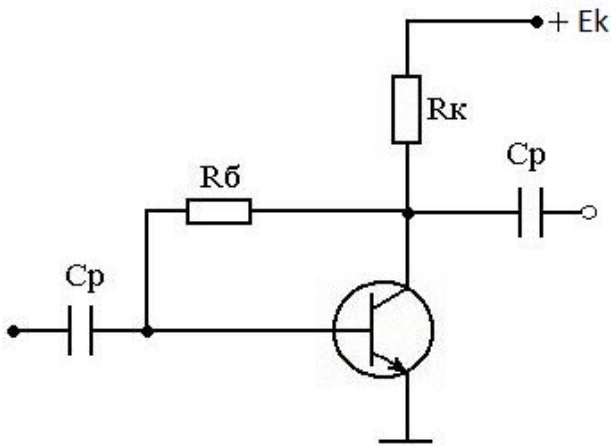
При этом усиление по напряжению отсутствует ($K_u \leq 1$). Основное назначение – согласование усилителя с высокоомным источником сигнала.

Влияние температуры на работу транзистора и простейшие примеры термостабилизации режима



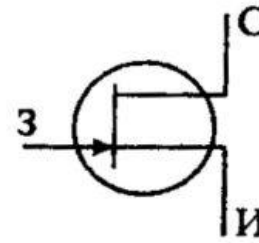
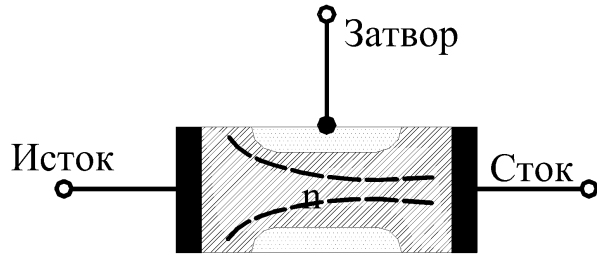
теп

Назначение термостабилизации – сохранение положения рабочей точки каскада при температурных изменениях характеристик транзистора

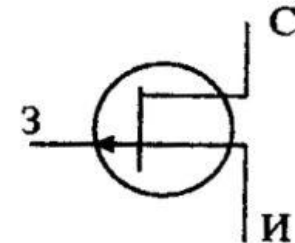


Полевые транзисторы (FET- field effected transistors)

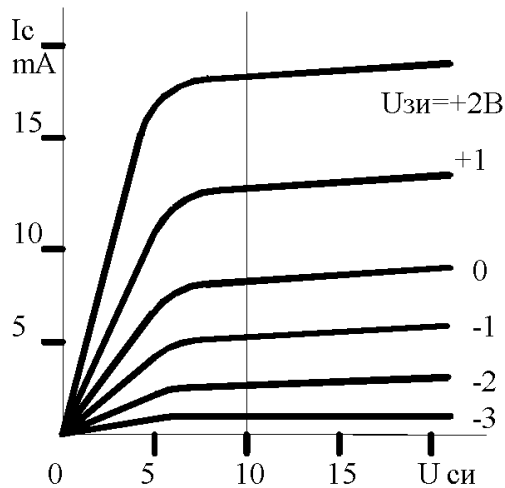
Транзисторы с затвором на p-n –переходе



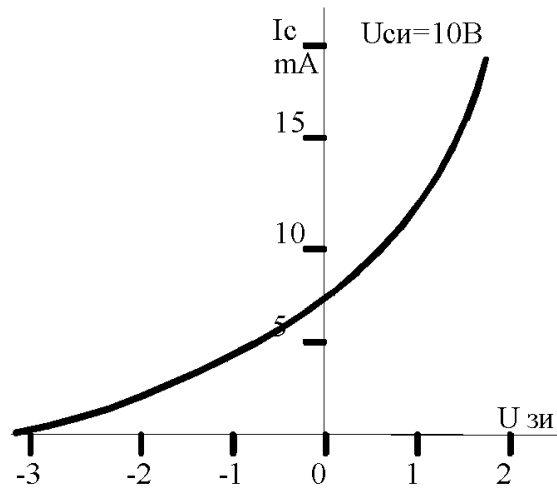
n-канал



p-канал



a



b

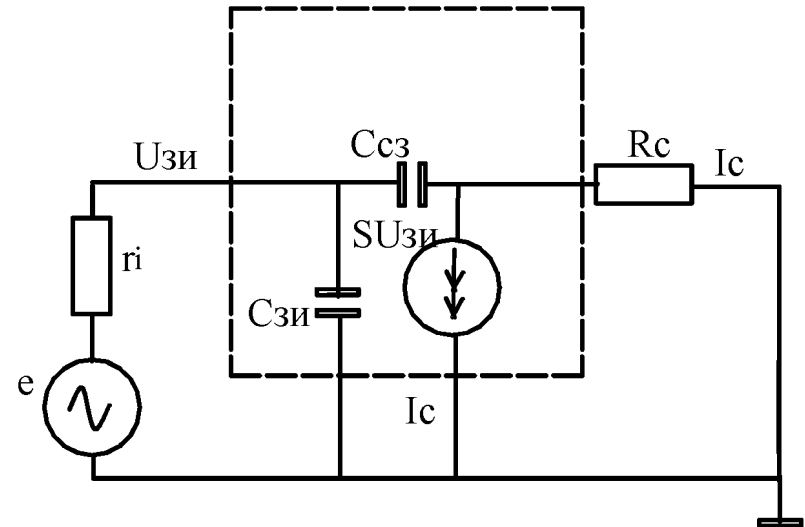
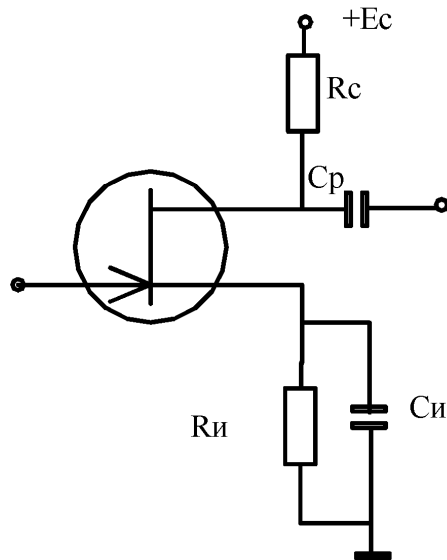
$$S = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{зи}}$$

Крутизна
характеристики
(англ. steepness)

Пример статических характеристик полевого транзистора с n-каналом

Каскад предварительного усиления на полевом транзисторе с управляющим р-п переходом и его схема замещения (малосигнальная)

Основное назначение – согласование усилительного тракта с
ВЫСОКООМНЫМ ИСТОЧНИКОМ СИГНАЛА



Коэффициенты усиления на низких частотах

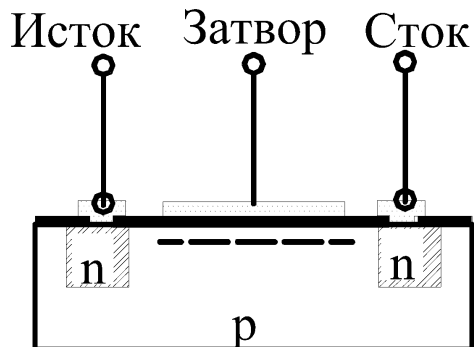
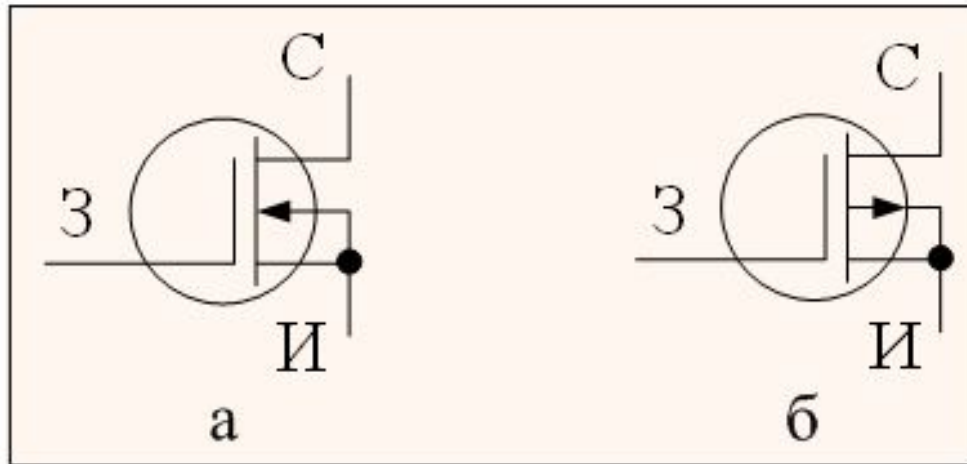
$$K = S \cdot R_c \quad \text{для области частот } \omega > 1/(R_i C_i)$$

$$K = \frac{S R_c}{(1 + S R_u)} \quad \text{для области частот } \omega < 1/(R_i C_i)$$

Для высоких частот (десятки и сотни мегагерц) необходим
учет паразитных емкостей транзистора $C_{зи}$ и $C_{сз}$

Полевой транзистор с изолированным затвором

Встроенный канал (обогащенный) n- типа (а) и p-типа (б)

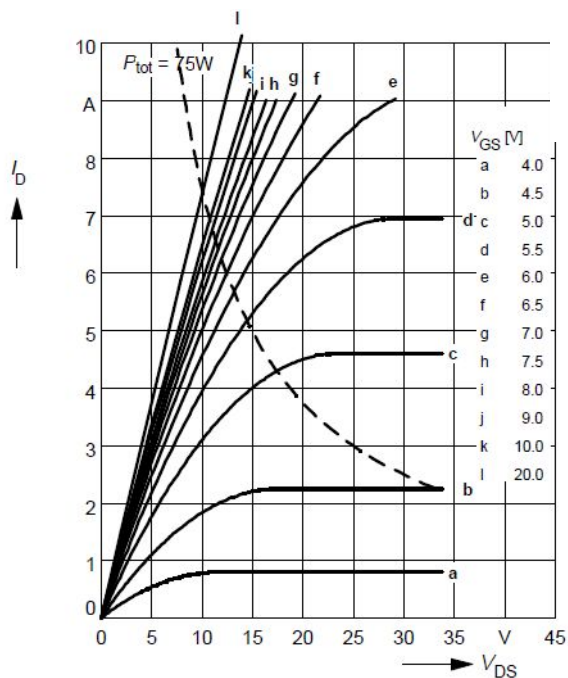


Для канала n- типа (подложка – обедненный p- полупроводник) увеличение проводимости канала наступает при положительном сигнале затвор-исток

Вид статических характеристик аналогичен случаю транзистора с управляющим p-n переходом, сопротивление затвора практически бесконечное.

ОЧЕНЬ боятся статического электричества

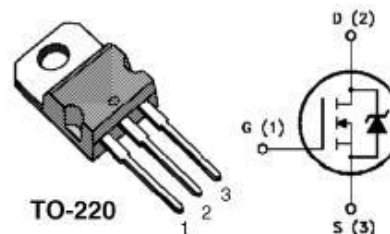
Ключевые КМОП транзисторы с индуцированным



Type	V_{DS}	I_D	$R_{DS(on)}$
BUZ 90	600 V	4.5 A	1.6 Ω

IRFZ34

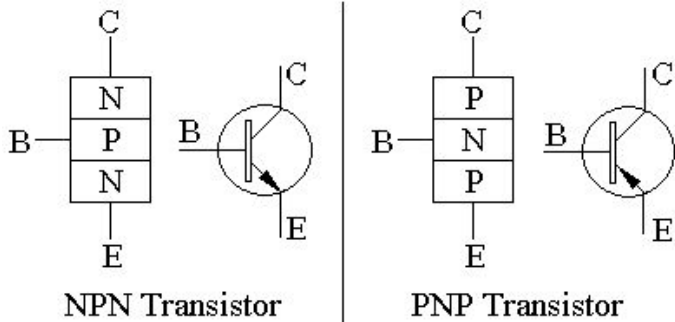
V_{DS} (V)	60	
$R_{DS(on)}$ (Ω)	$V_{GS} = 10 V$	0.050



Основное назначение – силовые импульсные устройства. **Важно:** существует определенное пороговое значение управляющего напряжения затвор-исток, обычно около 4В. Необходимо для предотвращения несанкционированного включения в условиях помех. В структуре присутствует «обратный» диод, шунтирующий транзистор при изменении полярности напряжения сток-исток

Обзор типов транзисторов

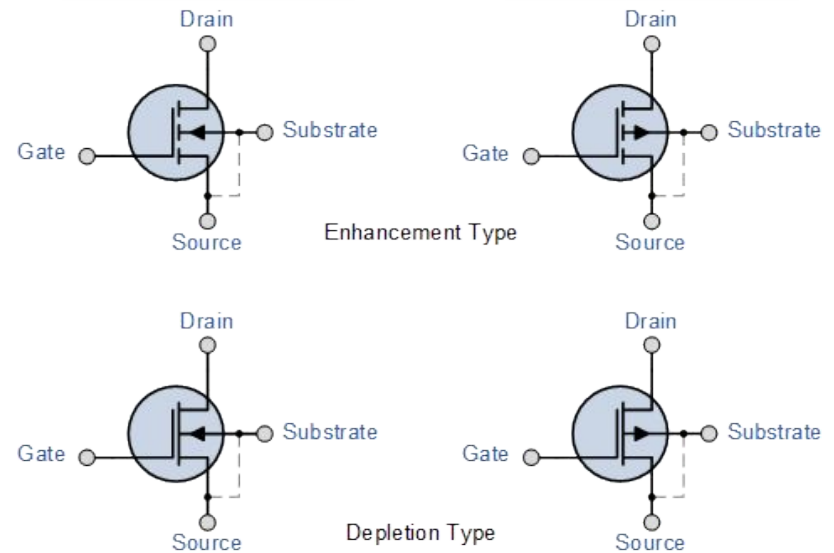
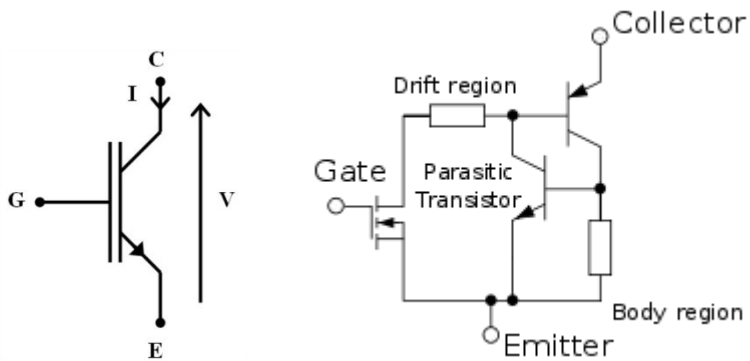
BIPOLAR TRANSISTORS



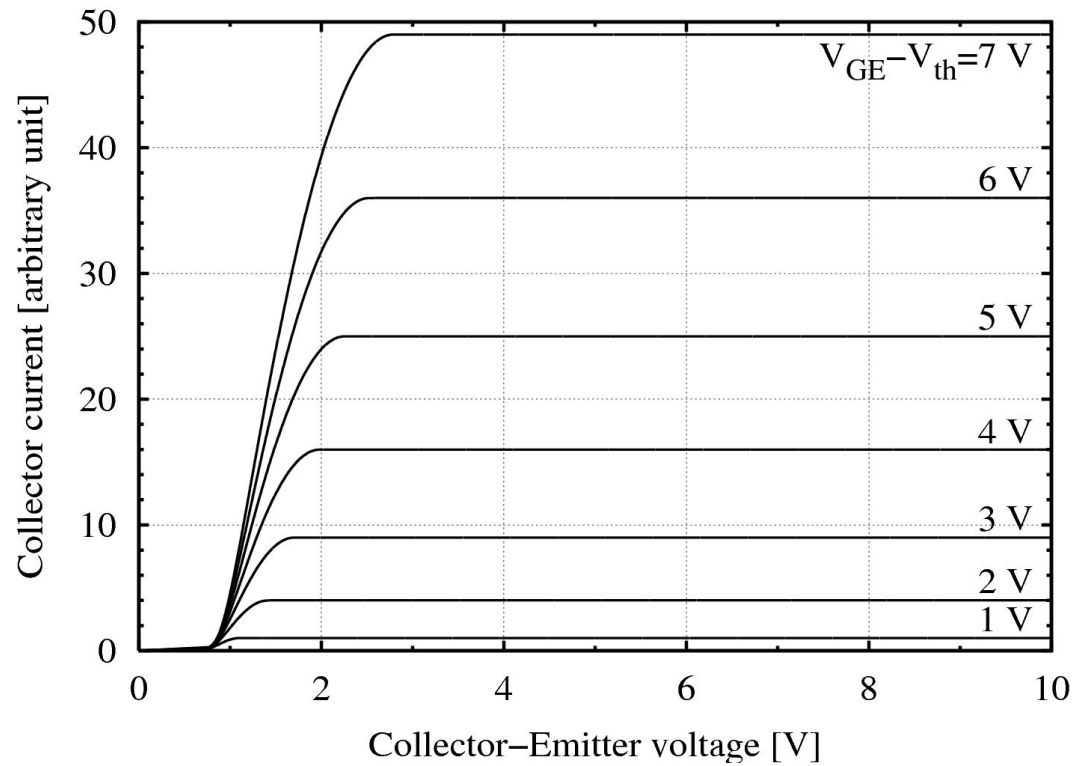
Field Effect Transistors with insulated gate (MOSFET)



Insulated Gate Bipolar transistor (IGBT)



Типичные статические характеристики IGBT



V_{th} – threshold value depending on channel properties

Усилители электрических сигналов

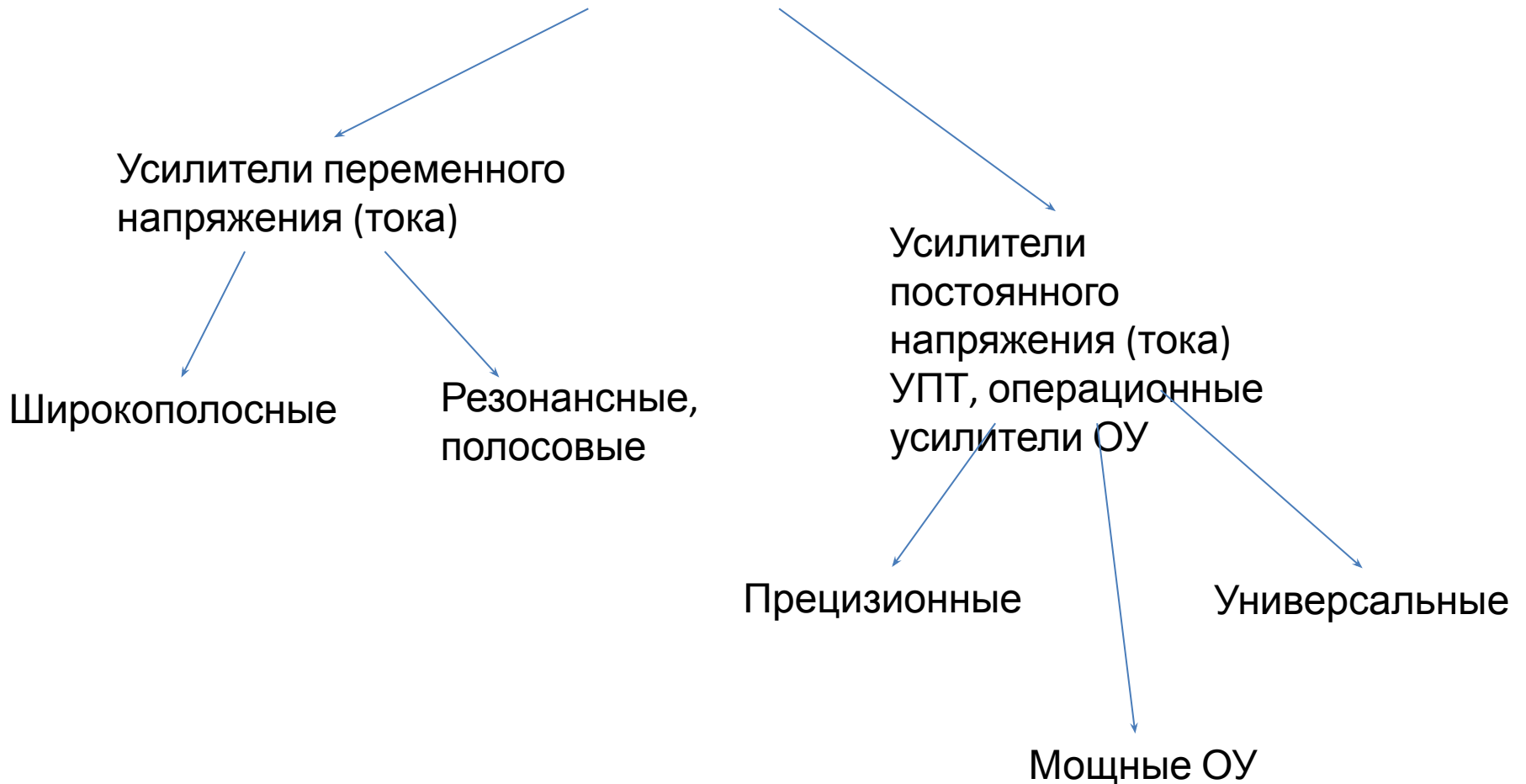
Линейные: в заданном диапазоне выходных напряжений обеспечивают связь входного и выходного сигналов, близкую к пропорциональной. Основным режимом работы транзисторов – линейный (без перехода в режимы отсечки и насыщения)

Основные параметры усилителя: входное сопротивление, коэффициент усиления, выходное сопротивление, максимальная выходная мощность, границы частотного

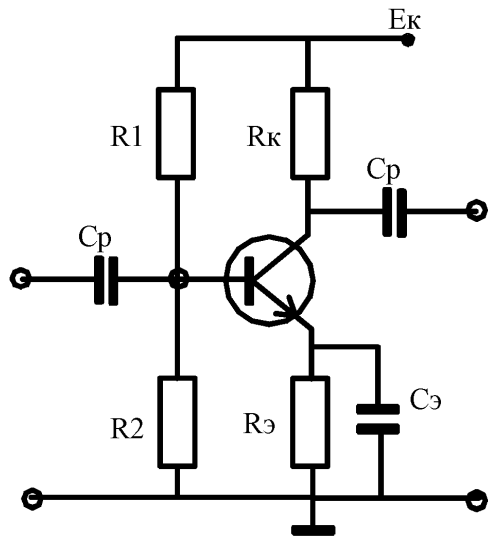
диапазона
Импульсные: усиление мощности импульсных сигналов с сохранением временных интервалов, пропорциональность входного и выходного сигналов не существенна. Основным режимом работы транзисторов – ключевой (режимы отсечки и насыщения)

Основные параметры усилителя: входное сопротивление, выходное напряжение, выходное сопротивление, максимальная выходная мощность, максимальная скорость изменения выходного напряжения (время переходного процесса)

Линейные усилители



Простейший широкополосный усилитель переменного напряжения с элементами термостабилизации



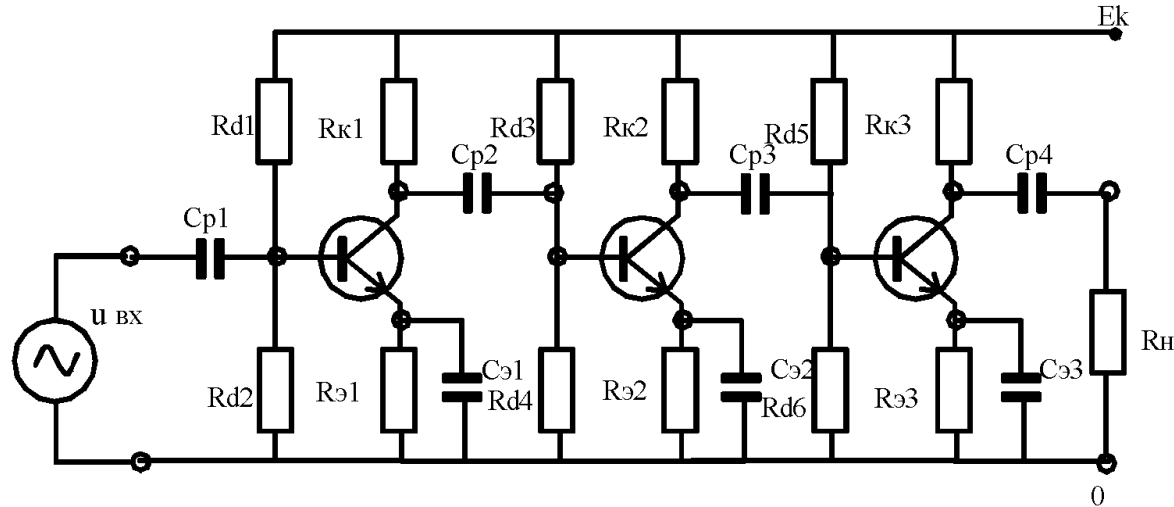
R1, R2 – делитель напряжения для установки рабочей точки
Rэ, Сэ – цепь термостабилизации
Ср – разделительные конденсаторы

Коэффициент усиления напряжения для однокаскадного усилителя обычно около 10-20

Верхняя граница частотного диапазона определяется характеристиками транзистора и величиной коллекторной нагрузки,

Нижняя – соотношением разделительных емкостей со входным сопротивлением и сопротивлением нагрузки

Многокаскадный усилитель переменного напряжения



Позволяет получить высокий коэффициент усиления, при этом частотный диапазон сужается по сравнению с однокаскадным усилителем.

Основная проблема при создании многокаскадных усилителей: согласование входных и выходных сопротивлений каскадов

Усилители МОЩНОСТИ

Как правило, используются в качестве выходных каскадов многокаскадных усилителей. Основная особенность усилителей мощности – повышенные требования к коэффициенту полезного действия. Определяются как стремлением к экономии энергии источника питания, так и ограниченной возможностью теплоотвода транзисторов выходного каскада

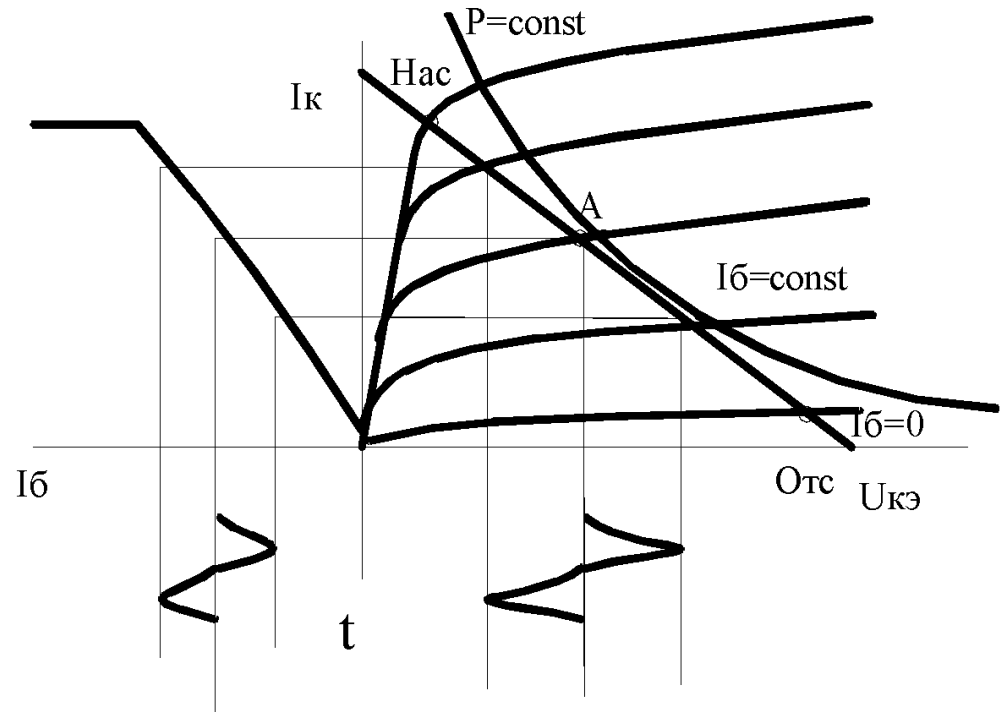
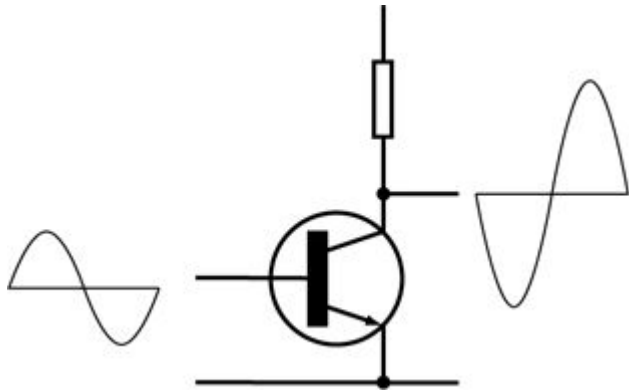
Различают 4 основных класса усилителей мощности: А, В, АВ и D

Класс А – рабочая точка выходного каскада близка к середине нагрузочной прямой. Имеет наименьший КПД.

Классы В и АВ используют так называемую двухтактную схему усиления, при использовании которой положительная и отрицательная полуволны сигнала усиливаются разными транзисторами.

Класс D – используется ключевой режим работы транзисторов

Режим усиления класса А



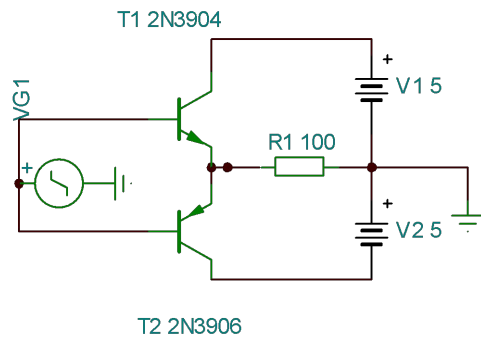
Мощность
потребляемая
от источника

$$P = E_{\kappa}^2 / 2R_{\kappa}$$

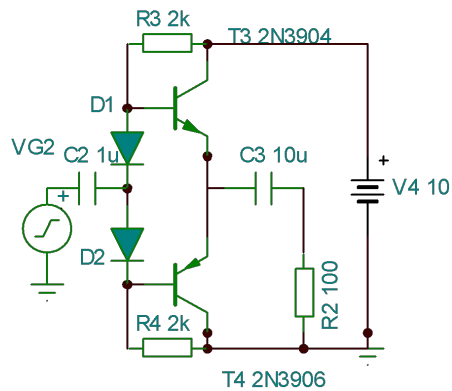
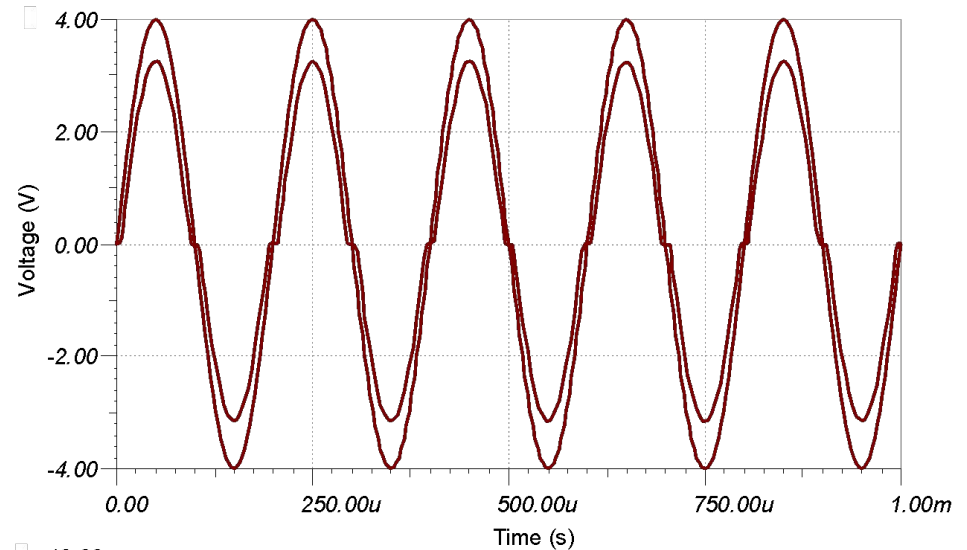
Мощность в
коллекторной
нагрузке

$$P_{\text{н}} = \left(\frac{E_{\kappa}}{2\sqrt{2}} \right)^2 / R_{\kappa} = E_{\kappa}^2 / 8R_{\kappa}$$

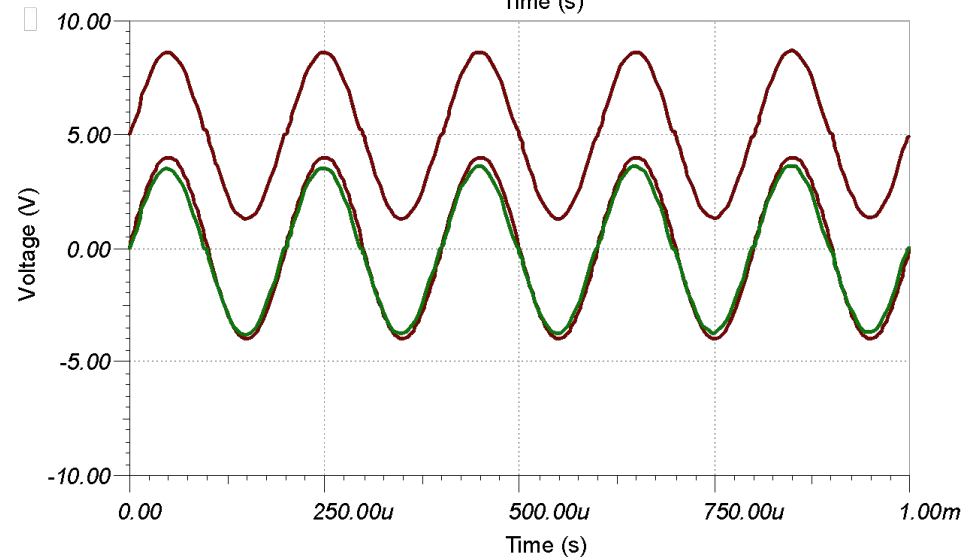
Двухтактные (полумостовые) усилители класса В и АВ



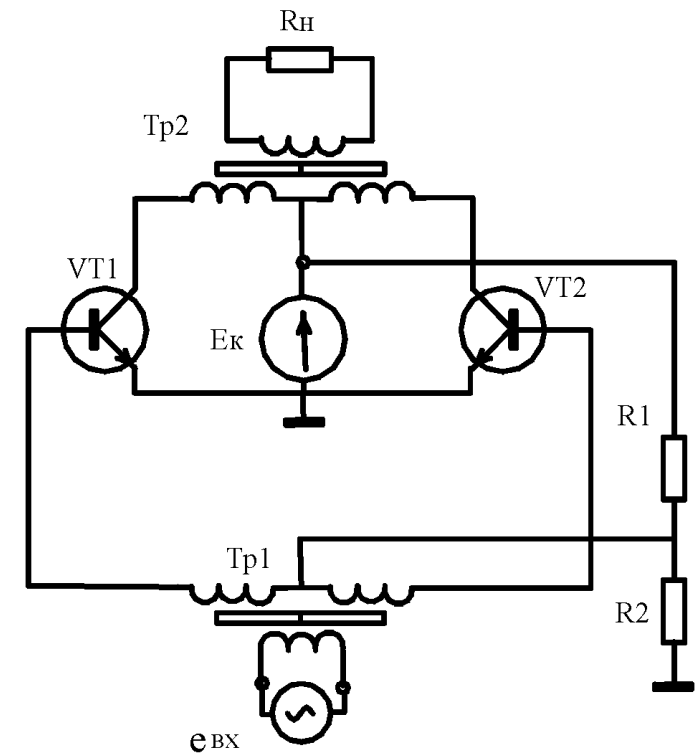
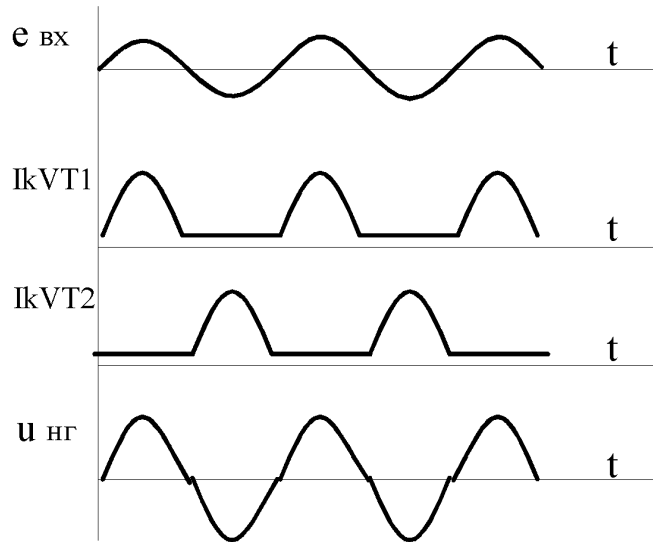
Усилитель класса В с
двухполярным питанием



Усилитель класса АВ с
однополярным питанием



Двухтактный трансформаторный усилитель мощности класса АВ



Смещение рабочей точки транзисторов в сторону их открывания осуществляется подачей постоянного смещения на средний вывод фазоинверсного трансформатора $Tr1$

Основные характеристики усилителей

$K_U = U_{\text{ВХ}} / U_{\text{ВЫХ}}$ Коэффициент усиления по напряжению

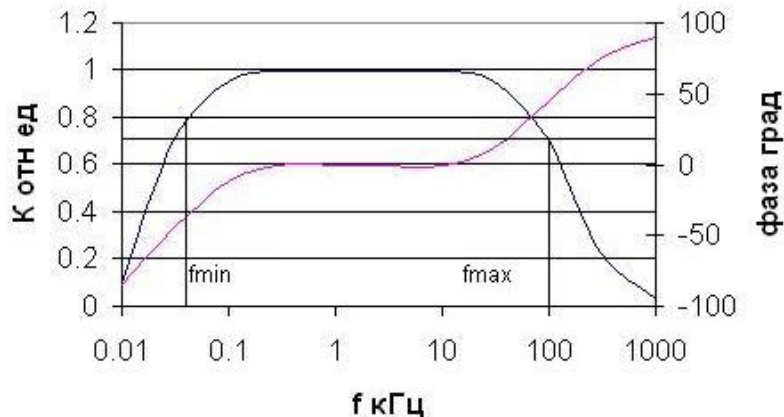
$P_{\text{ВЫ}} / U_{\text{ВЫ}}$ Выходная мощность и максимальное выходное напряжение

$\eta = P_{\text{ВЫХ}} / P_{\text{ИСТ}}$ К.п.д.

$$K_{\Gamma} = \sqrt{U_{2m}^2 + U_{3m}^2 + \dots + U_{nm}^2} / U_{1m}$$

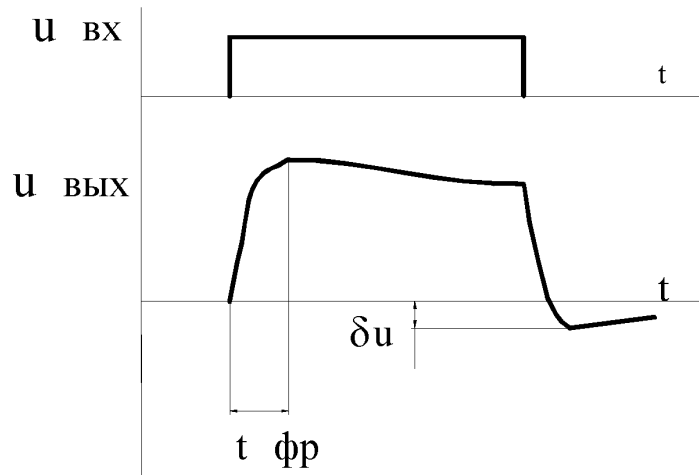
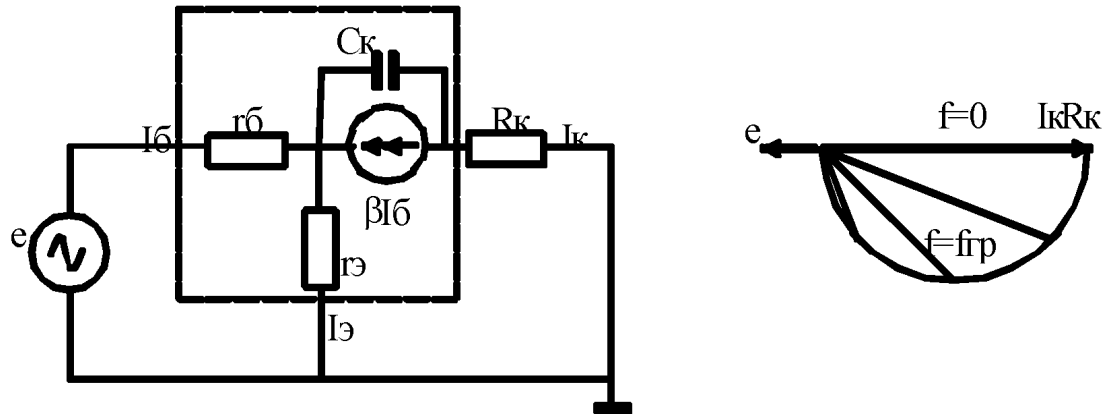
Коэффициент гармоник (нелинейных искажений)

АЧХ ФЧХ



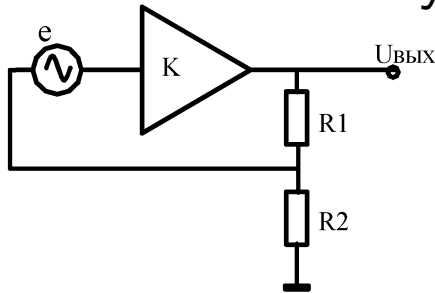
Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики

Векторное представление частотной характеристики усилителя



Переходная характеристика усилителя

ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЯХ



Пример организации обратной связи в усилителе

Коэффициент обратной связи (доля выходного напряжения, подаваемая на вход):

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

$$\beta = \frac{R2}{R1 + R2}$$

$$U_{\text{вых}} = K(e + \beta U_{\text{вых}})$$

Коэффициент усиления усилителя, охваченного обратной
связью

$\beta K < 0$ отрицательная обратная связь о.о.с.

$$K_{\beta} < K$$

$\beta K > 0$ положительная обратная связь п.о.с.

$$K_{\beta} > K$$

Важные
предельны
е случаи

о.о.с.

$$K \rightarrow -\infty$$

$$K_{\beta} = -1 / \beta$$

п.о.с.

$$\beta K = 1$$

$$K_{\beta} \rightarrow \infty$$

Специально организованная отрицательная обратная связь используется в усилителях для повышения качества передачи сигнала – расширения частотных характеристик, снижения выходного сопротивления и коэффициента нелинейных искажений

Пример влияния о.о.с на частотную характеристику усилителя

усилитель с коэффициентом усиления $K=1000$ на низких частотах, и имеющий частоту среза около 20кГц, охвачен отрицательной обратной связью с коэффициентом $\beta=0,1$.

f Гц	K	$K\beta$
1	-1000	-9.90
10	-800	-9.88
100	-500	-9.80
1000	-100	-9.09
10000	-10	-5.00

Операционные усилители : требования к ОУ

Коэффициент усиления должен составлять не менее 10^3 (как правило, 10^4 - 10^5).

Минимальный входной ток (менее 10^{-6} А)

полоса пропускания : 0 –(10^4 - 10^6) Гц

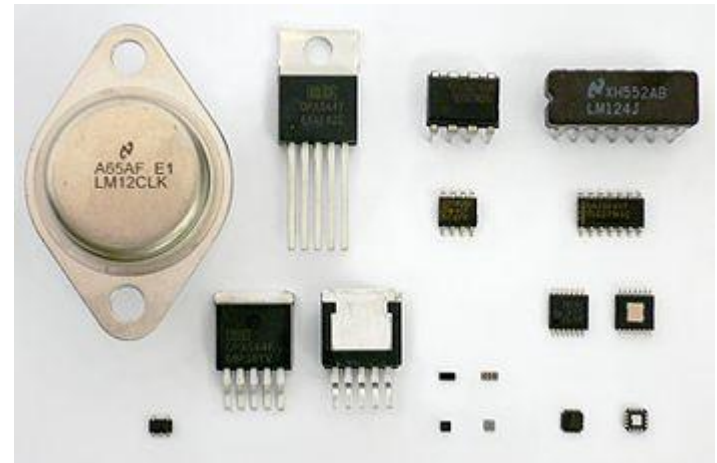
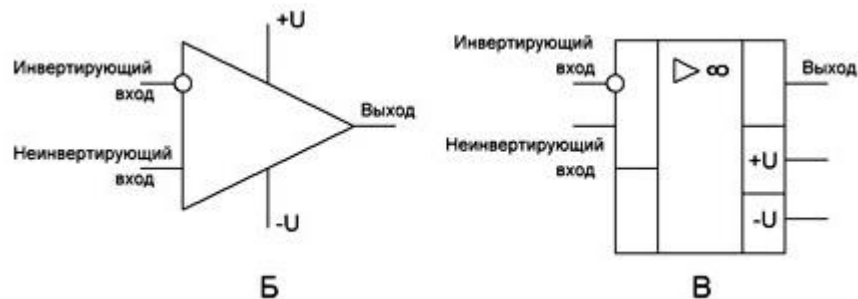
Схемотехническая реализация:

входы – инвертирующий и неинвертирующий.

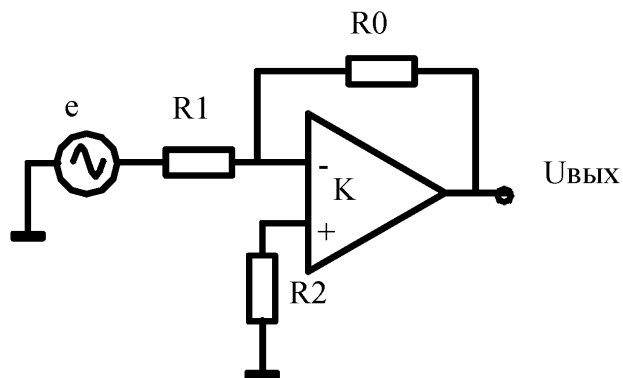
$u_{\text{ВЫХ}} = K(u_{\text{ВХ+}} - u_{\text{ВХ-}})$, где K- коэффициент усиления без обратной связи,

$u_{\text{ВХ+}}$ - напряжение на неинвертирующем входе, $u_{\text{ВХ-}}$ - напряжение на инвертирующем входе.

Одно из важнейших свойств ОУ – малый «дрейф нуля» – самопроизвольное изменение выходного напряжения при постоянстве входного. Как правило вызвано изменениями температуры. Измеряется в мкВ/градус



Применение операционных усилителей



Инвертирующее звено на операционном усилителе

При
 $i_{вх} \rightarrow 0$

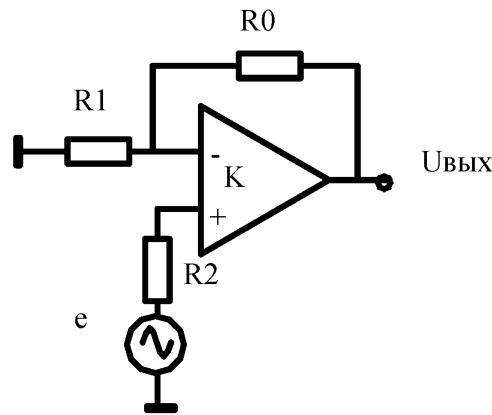
$$\frac{e - u_0}{R1} = -\frac{u_{вых} - u_0}{R0} \quad u_0 = -\frac{u_{вых}}{K}$$

При $K \rightarrow \infty$
 $u_0 \rightarrow 0$

$$u_{вых} = -e \frac{R0}{R1}, K_{\beta} = -\frac{R0}{R1}$$

Входное сопротивление инвертирующего звена равно $R1$

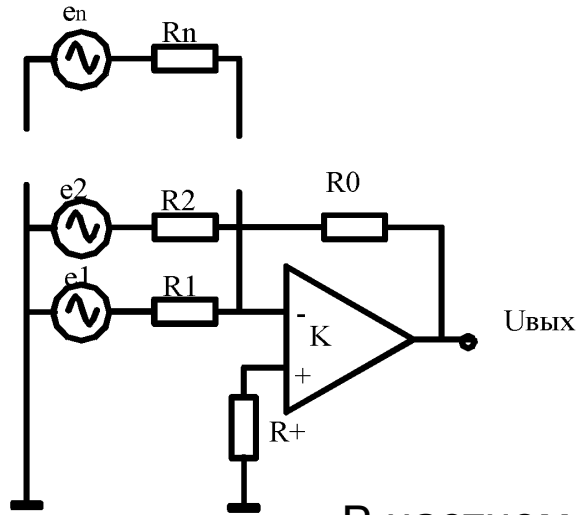
Неинвертирующее звено на операционном усилителе



$$K(e - u_{\text{вых}} \frac{R1}{R1 + R0}) = u_{\text{вых}} \quad \text{При } K \rightarrow \infty \quad u_{\text{вых}} = e(1 + \frac{R0}{R1}), K_{\beta} = (1 + \frac{R0}{R1})$$

Реальный коэффициент усиления неинвертирующего звена может быть несколько выше теоретического, причина – влияние входных токов (для ОУ на биполярных транзисторах).

Суммирующее звено на ОУ

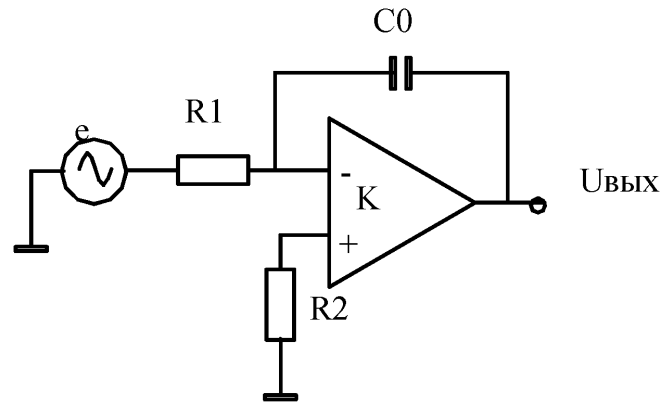


В частном случае равенства всех входных резисторов

$$u_{\text{вых}} = -\left(\frac{e1}{R1} + \frac{e2}{R2} + \dots + \frac{en}{Rn}\right)R0$$

$$u_{\text{вых}} = -(e1 + e2 + \dots + en)R0 / R1$$

Интегрирующее звено на ОУ



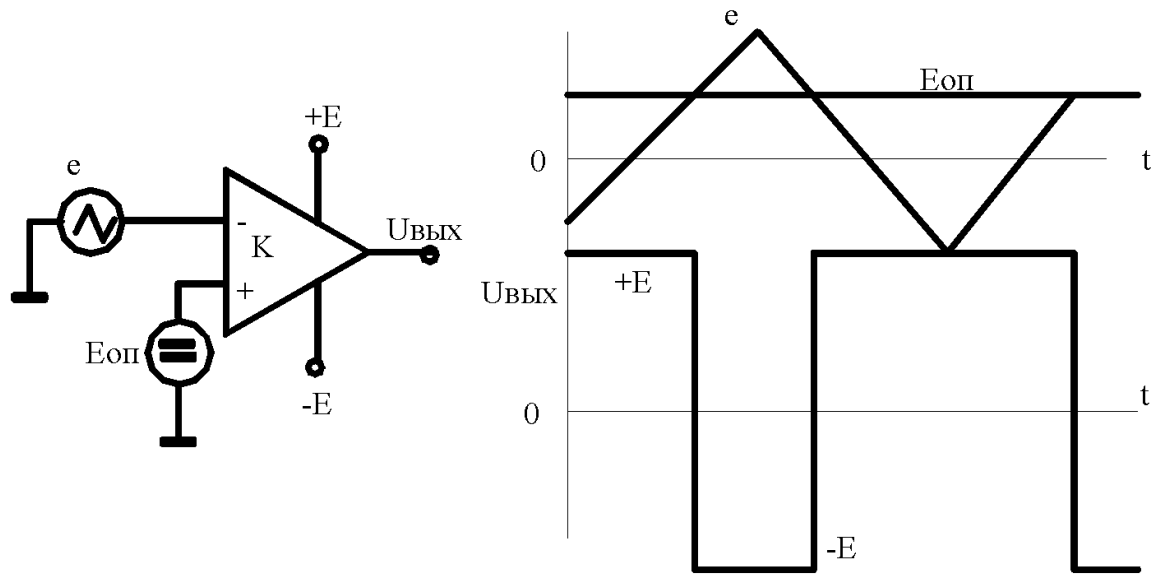
Из 1 закона
Кирхгофа

$$\frac{e}{R1} = -C_0 \frac{du_{\text{вых}}}{dt}$$

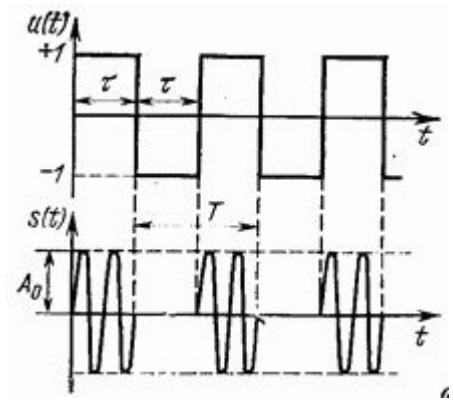
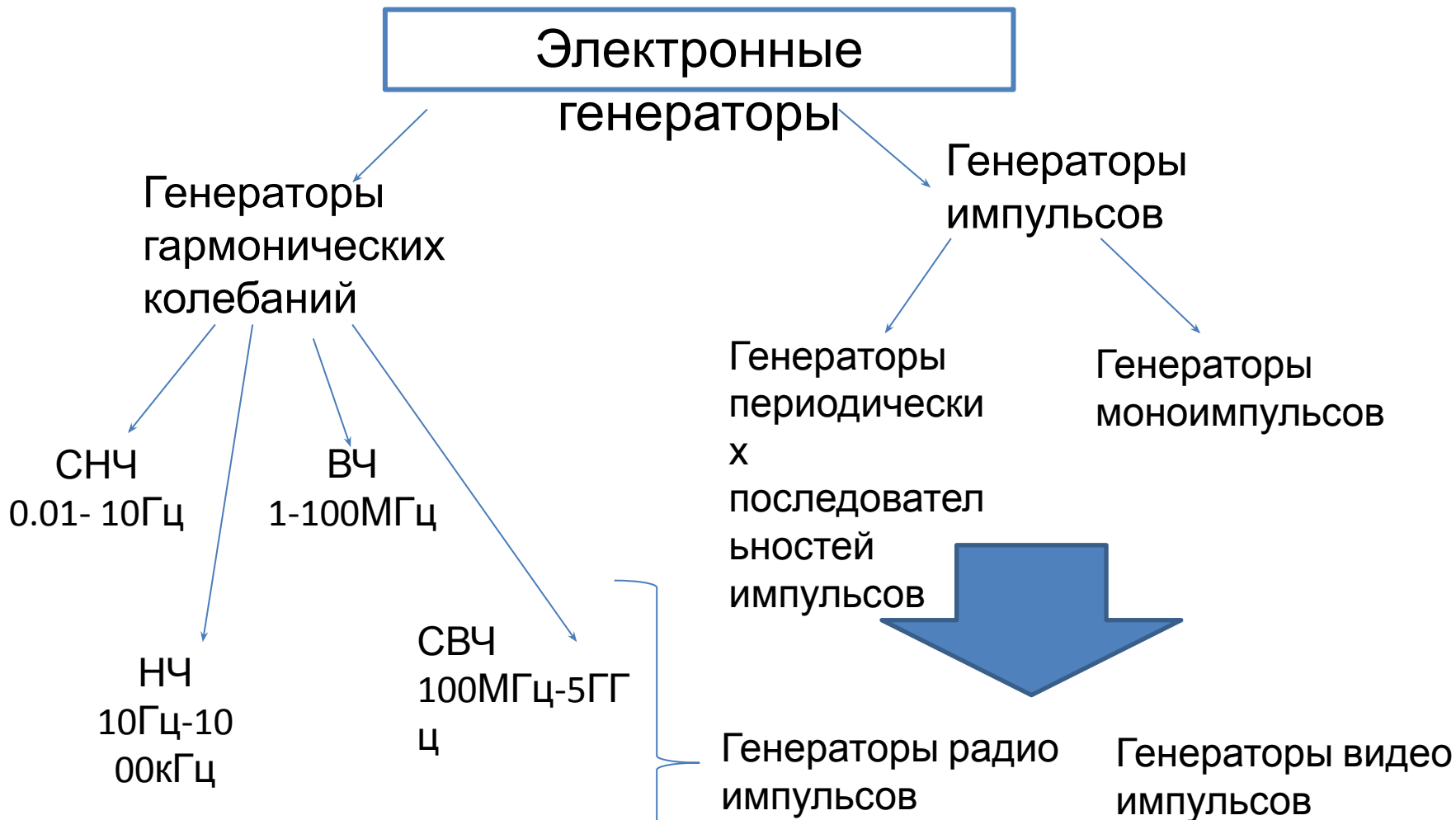
При нулевых начальных
условиях

$$u_{\text{вых}} = -\frac{1}{R1C_0} \int_0^t e dt$$

Схема сравнения (компаратор) на ОУ



ОУ в режиме компаратора вырабатывает логический сигнал (уровень), знак которого определяется соотношением входных сигналов $U_{ВЫХ} = E * \text{sgn}(E_{оп} - e)$



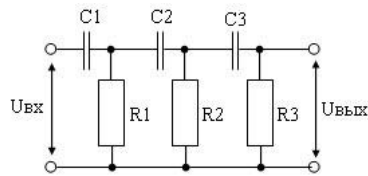
Генераторы гармонических колебаний

Основной классификационный признак: тип используемой для возбуждения колебаний положительной обратной связи

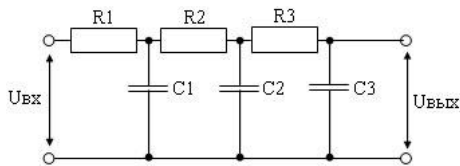
RC

LC

ФСЦ



а)

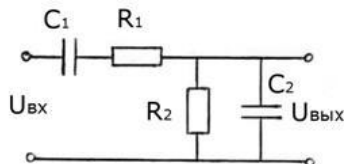


б)

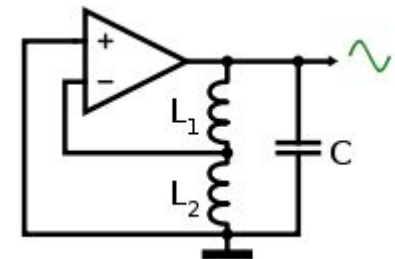
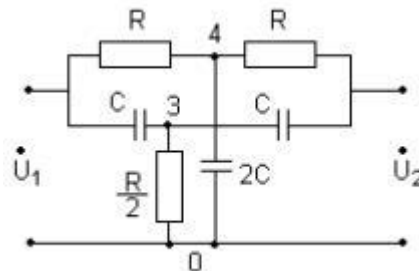
Трансформаторная обратная связь

Автотрансформаторная обратная связь («трехточка»)

Мост Вина



Двойной Т-мост



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

Условие возникновения гармонических автоколебаний:
обращение в ноль знаменателя в формуле при заданной частоте

Распадается на
два условия

Положительная о.
с.(условие баланса
фаз)

$$\varphi_k + \varphi_{\beta} = 0 \pm 2n\pi,$$

условие баланса
амплитуд

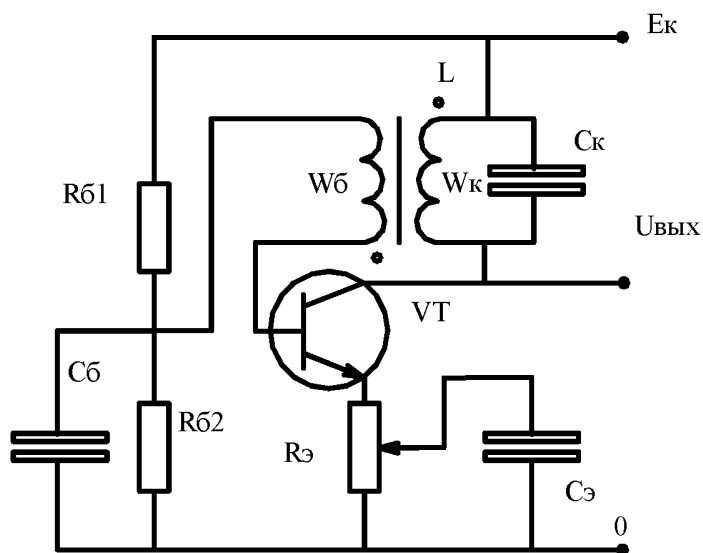
$$K \cdot \beta \geq 1$$

Пример генератора синусоидальных колебаний:
LC – генератор с трансформаторной обратной
связью. трансформатор выполняет две функции

1. вместе с конденсатором образует резонансный контур для выделения заданной частоты колебаний
2. Формирует сигнал положительной обратной связи, при этом нужный знак обратной связи определяется полярностью включения вторичной обмотки

Принципиальная схема генератора

Для выполнения условия баланса амплитуд использован однокаскадный транзисторный усилитель с коллекторной нагрузкой в виде колебательного контура



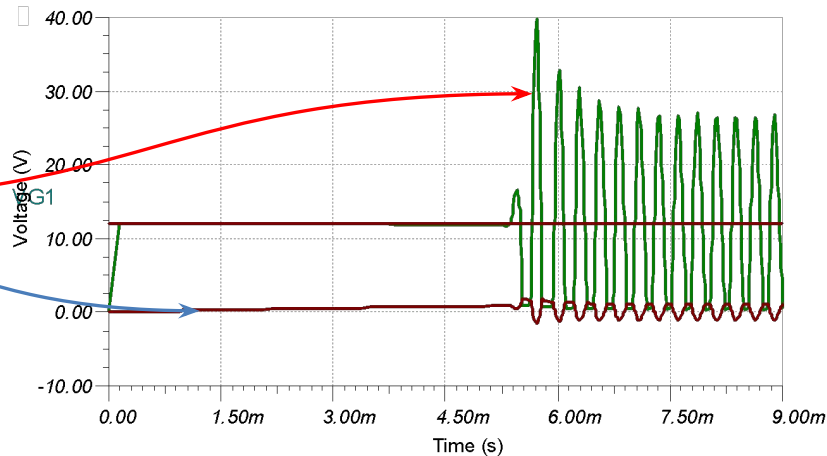
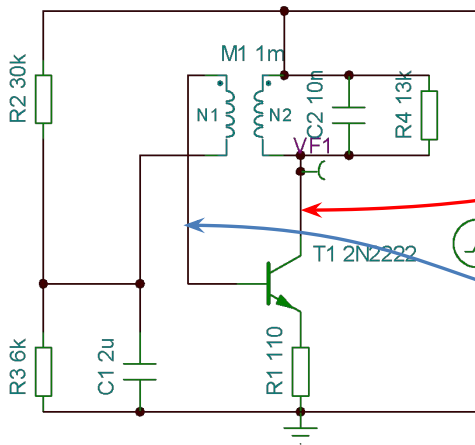
Резонансная частота контура $C_k W_k$.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

На резонансной частоте достигается максимум коэффициента усиления

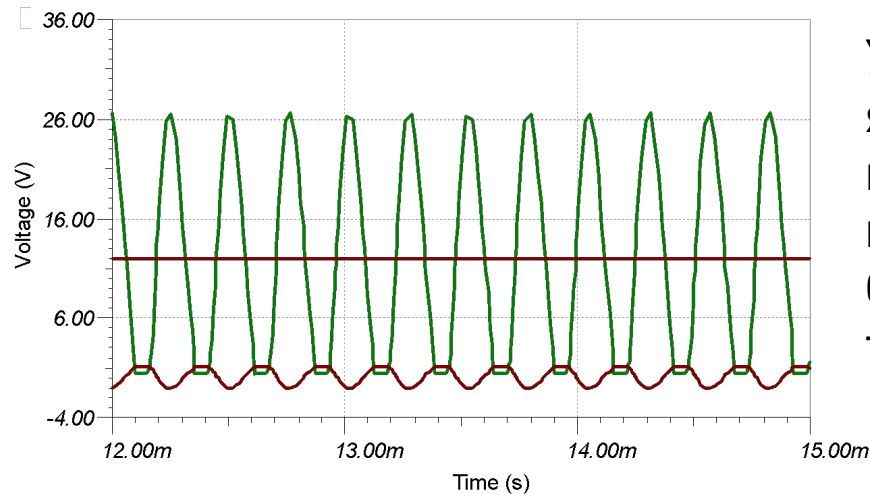
Влияние обмотки в цепи базы на частоту мало, так как она имеет малое число витков и замкнута на относительно высокое входное сопротивление усилительного каскада

Результаты моделирования процессов в LC-генераторе в программе Tina-TI



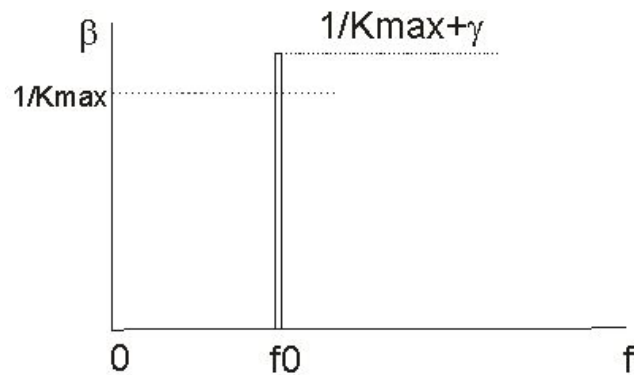
Переходный процесс при включении питания (U VG1) и напряжение на коллекторе

L1 – 1мГн
L2 -144мГн
M12 – 12мГн (K=1)
C=10нФ
Расчетная частота
4.2кГц (T=0.24мс)



Установившийся режим: напряжения на коллекторе и базе транзистора

Оценка влияния избыточного коэффициента положительной обратной связи $k\beta > 1$



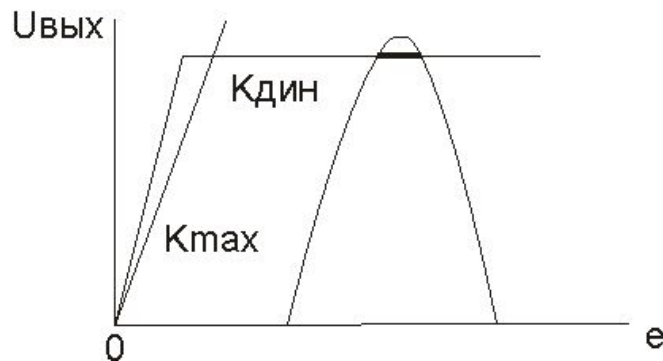
В реальном процессе условие $k\beta = 1$ выполнится автоматически за счет снижения K вследствие выхода из линейного режима

Пример

$$K_{\max} = 10 \quad \gamma = 0.01 \quad \beta = 0.11$$

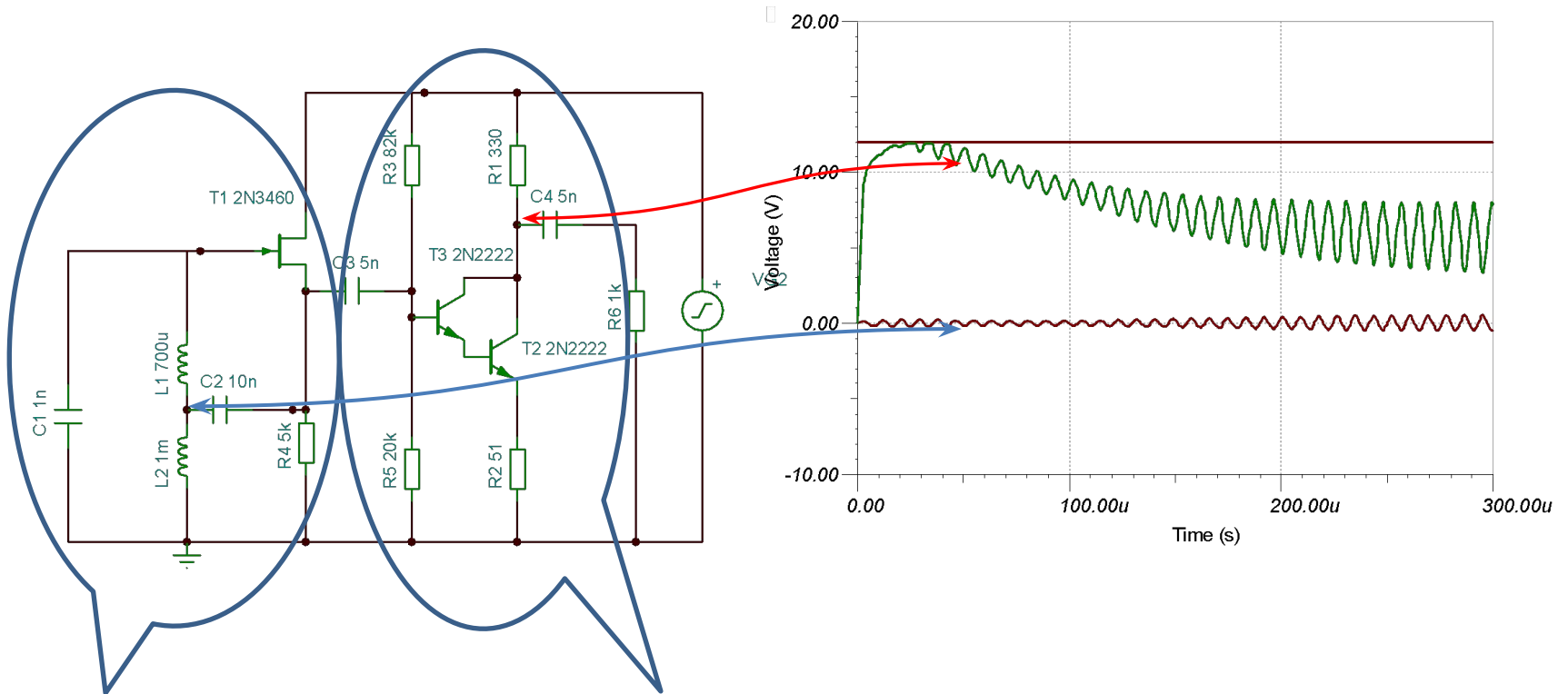
$$1 / (K_{\max} + \gamma) * K_{\text{дин}} = 1$$

$$K_{\text{дин}} = K_{\max} / (1 + K_{\max} * \gamma) \approx 9.1$$



Результатом восстановления баланса амплитуд является появление искажений синусоиды

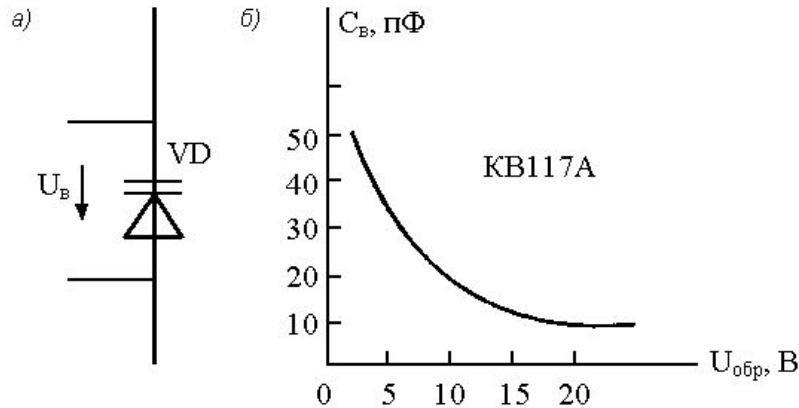
LC-генератор с автотрансформаторной обратной связью (индуктивная трехточка)



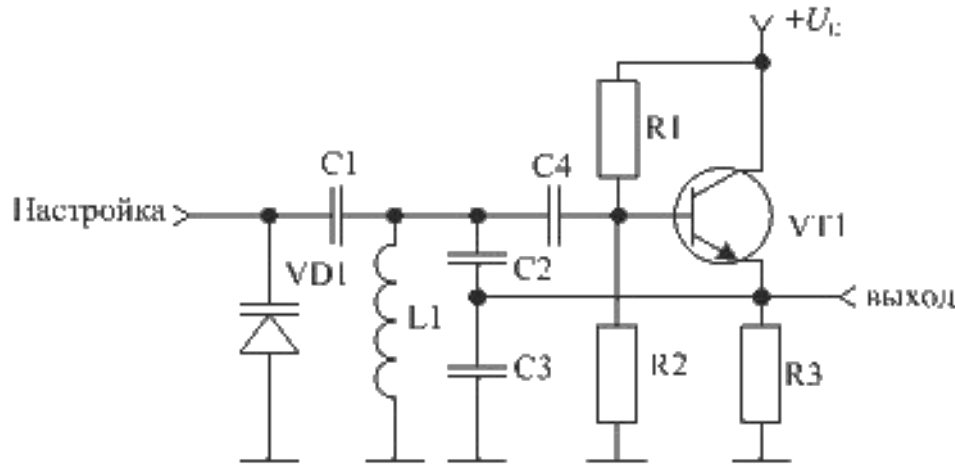
Задающий генератор
на полевом
транзисторе

Согласующий каскад на биполярном
составном транзисторе (схема
Дарлингтона)

Регулировка частоты генератора с помощью варикапа

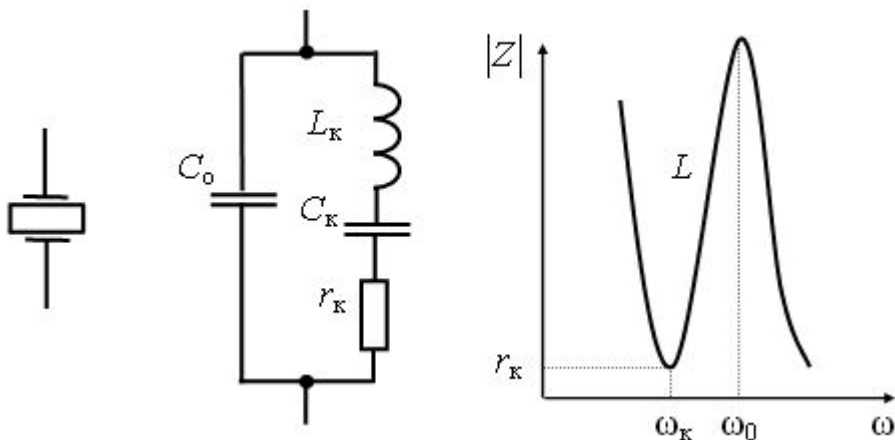


Зависимость ёмкости варикапа от обратного напряжения



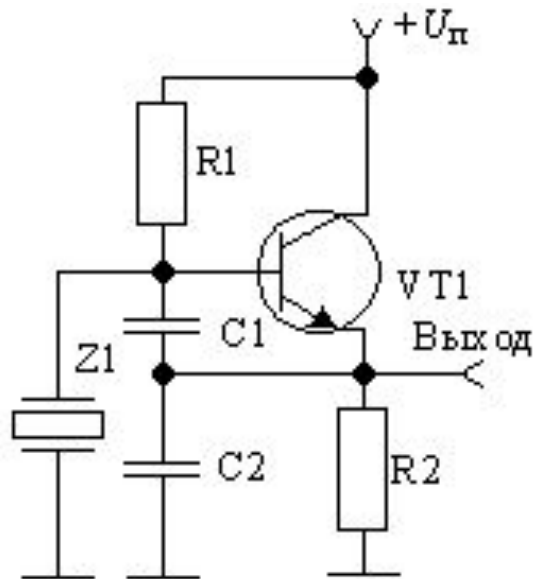
Ёмкостная трехточка с подстройкой частоты

Стабилизация частоты генерации с помощью кварцевого резонатора



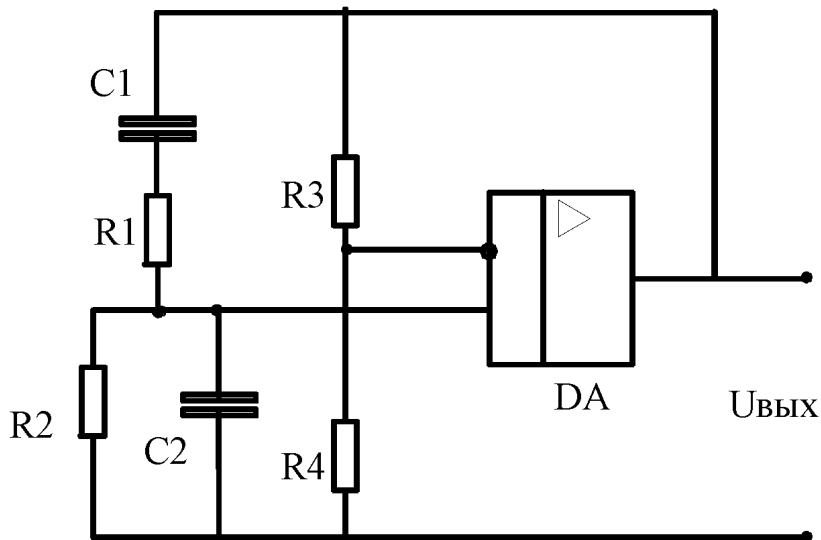
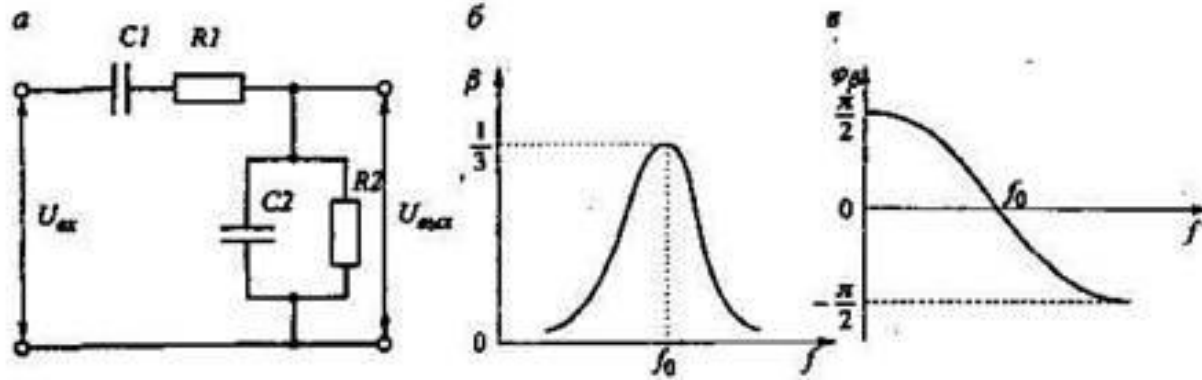
Эквивалентная схема и частотная характеристика кварцевого резонатора

Типичные параметры для кварца с частотой 4 МГц:
Добротность $Q=25000$
 $L_K = 100$ мГн, $C_K=0,015$ пФ, $r_K = 100$ Ом $C_0 - 1...10$ пФ
 ω_K – частота последовательного резонанса
 ω_0 – частота параллельного резонанса



Ёмкостная трехточка с кварцевым резонатором вместо индуктивности.

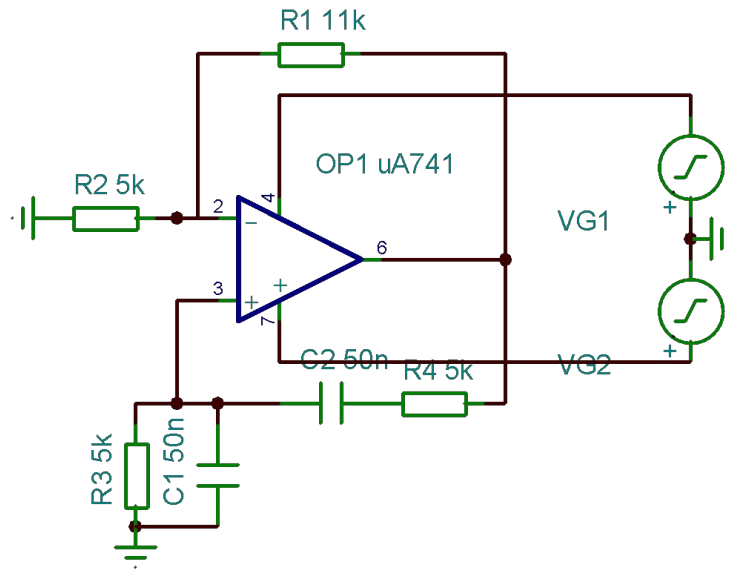
Пример RC-генератора: Генератор с мостом Вина на операционном усилителе



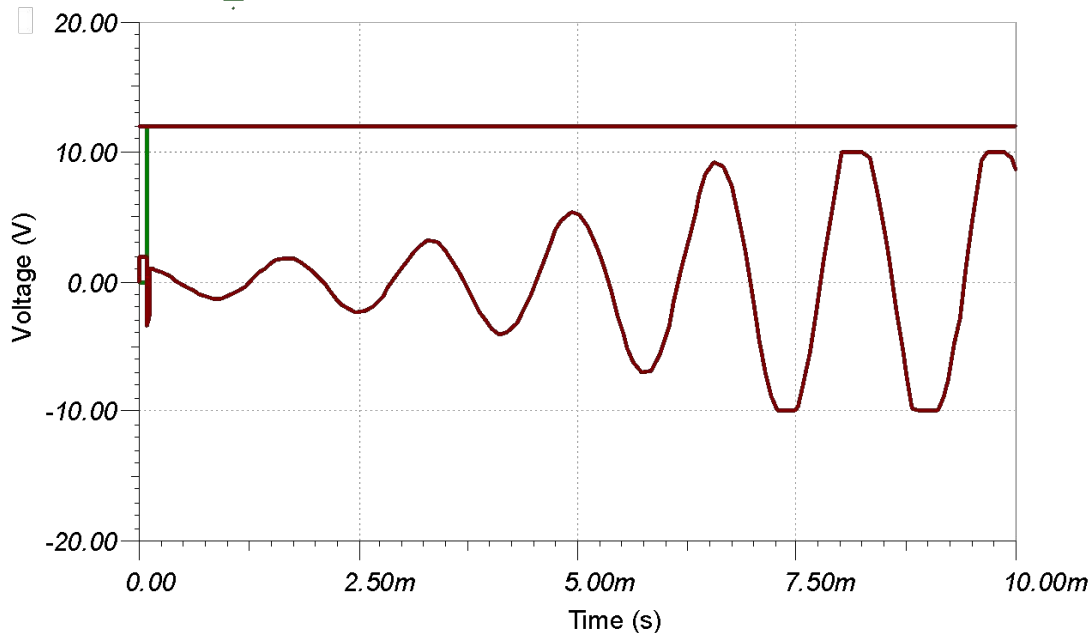
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R1 \cdot R2 \cdot C1 \cdot C2}}$$

Если $R1=R2=R$; $C1=C2=C$ $f=1/(2\pi RC)$.
 $R3/R4=2$, $K=(R3/R4)+1=3$

Результаты моделирования процессов в RC-генераторе в программе Tina-TI

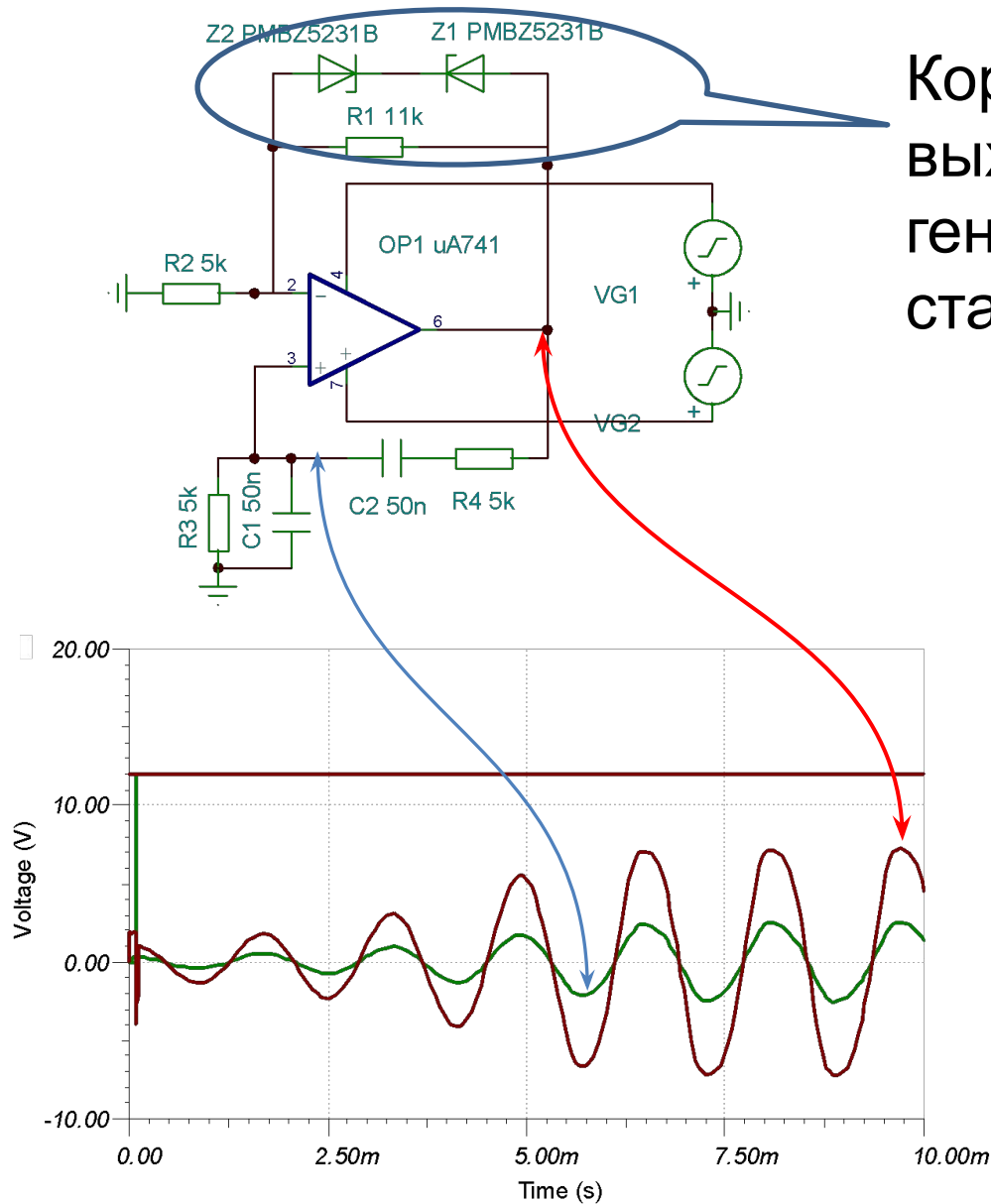


ОУ широкого
применения
 $K_0=200000$
 $R_{вх}=2\text{МОм}$
 $R_{вых}=75\ \text{Ом}$
 $f_{гр}=1\text{МГц}$

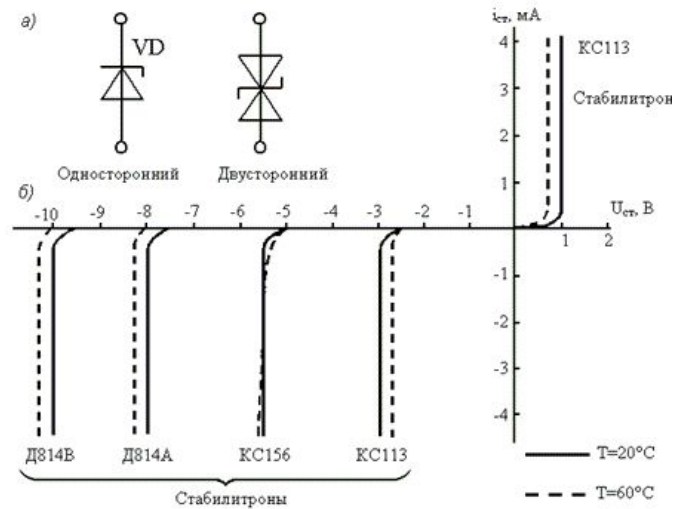


Переходный процесс
при включении
питания

При моделировании
для запуска колебаний
необходимо задать
некоторый временной
интервал между
включением
источников питания



Коррекция формы
выходного напряжения
генератора с помощью
стабилитронов



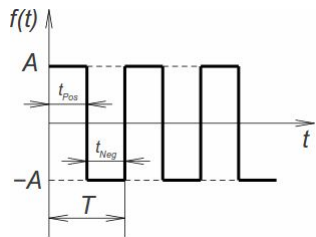
Вольт-амперные
характеристики
стабилитронов

Генераторы импульсов

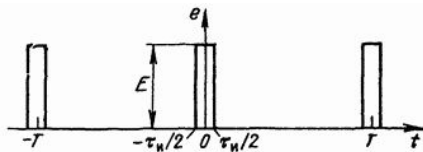


Генераторы прямоугольных импульсов

Мультивибраторы

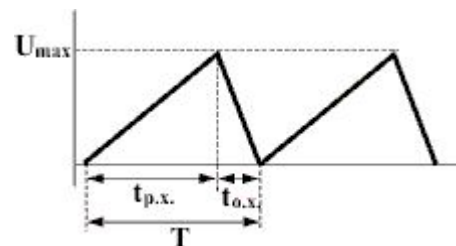


Блокинг-генераторы

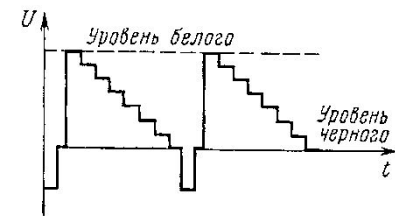


Генераторы импульсов специальной формы

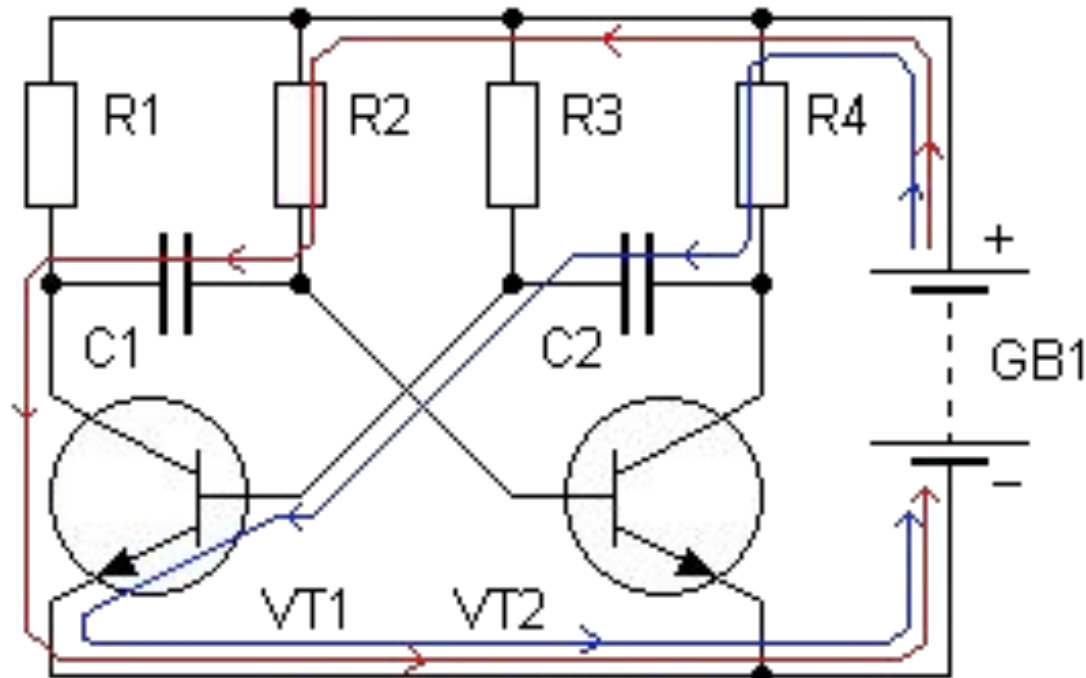
Генераторы линейно изменяющихся напряжений и токов



Генераторы ступенчатого напряжения



Классический мультивибратор на дискретных элементах



Может рассматриваться как двухкаскадный усилитель со 100% п.о.с

быстрый заряд C2
медленный перезаряд C1

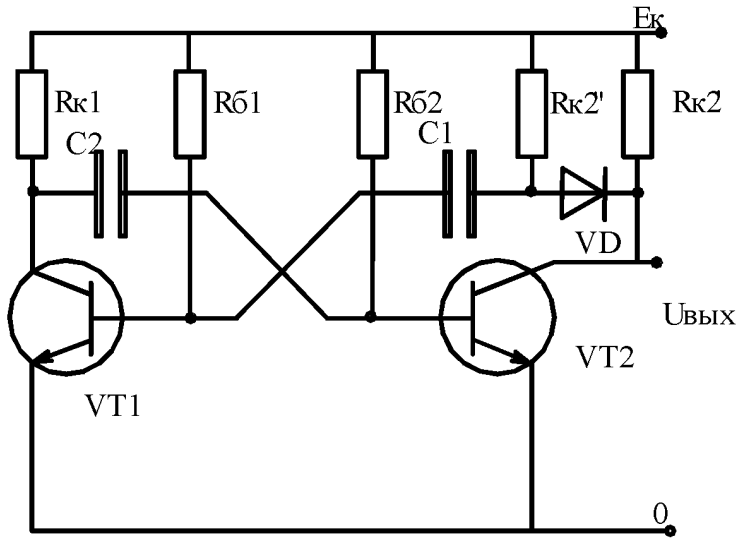
Частота генерируемых импульсов

определяется нижней частотой полосы пропускания усилителя $f \approx 1/R_6C$

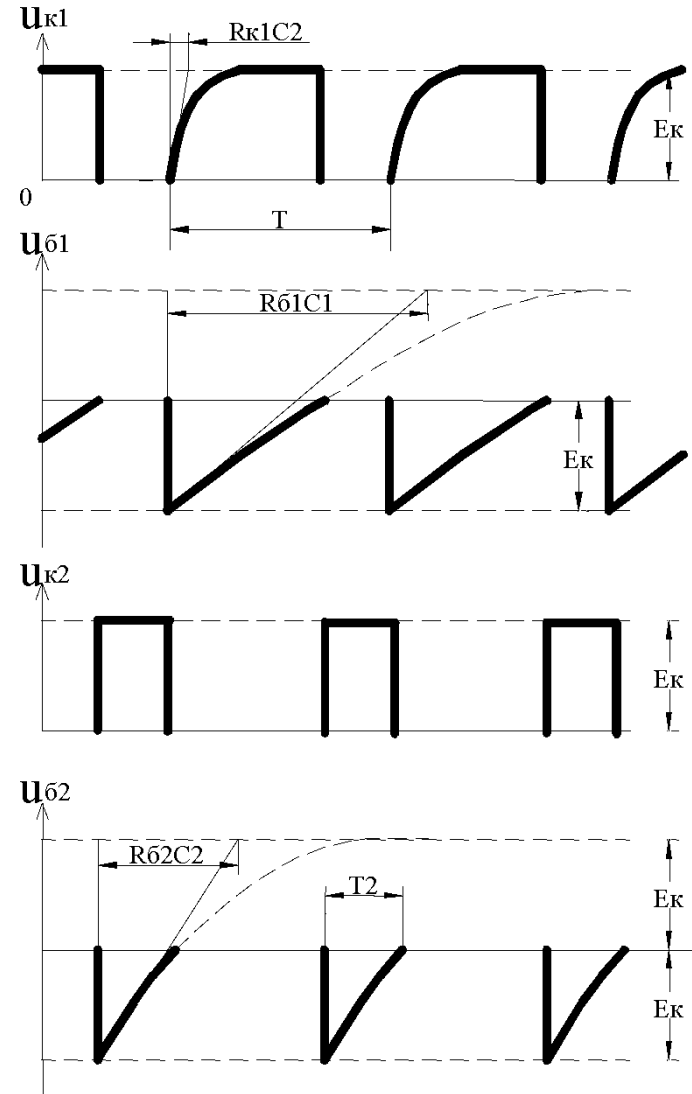
Амплитуда близка к напряжению питания

Потери энергии в транзисторах минимальны из за быстрого перехода из состояния отсечки к насыщению

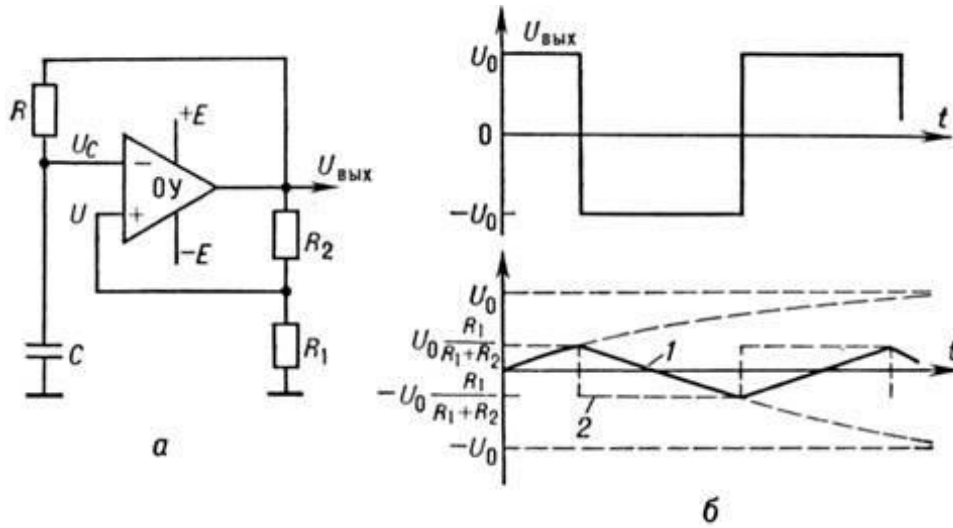
Мультивибратор с улучшенной формой импульса



$$T = (C_1 R_{б1} + C_2 R_{б2}) \ln 2$$



Мультивибратор на ОУ



R_2, R_1 – положительная о.с. R_c – времязадающая отрицательная о.

С.
К

ается быстродействием ОУ

Несимметричный мультивибратор на ОУ

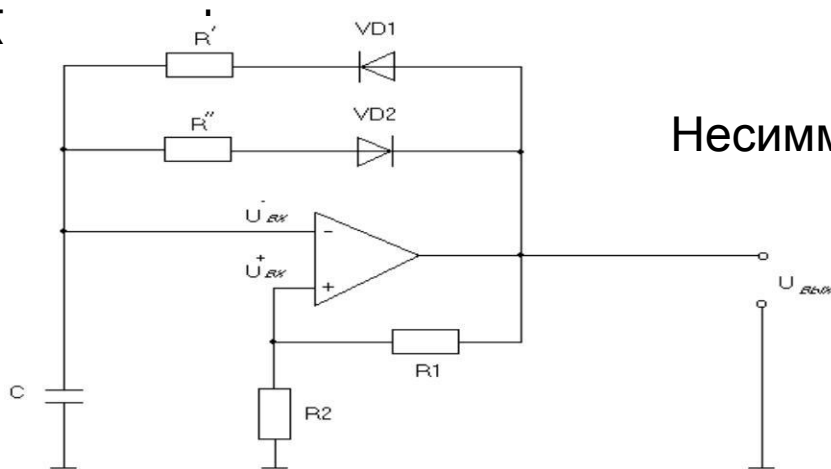
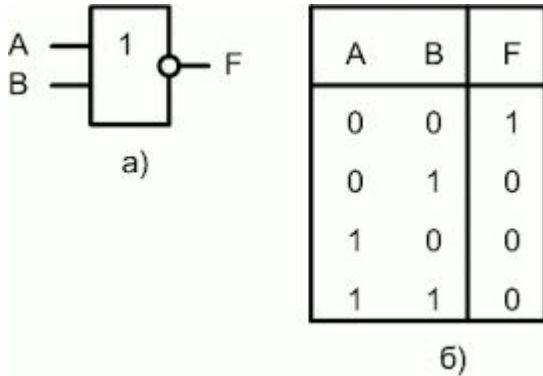


Рис.1

Мультивибратор на логическом элементе



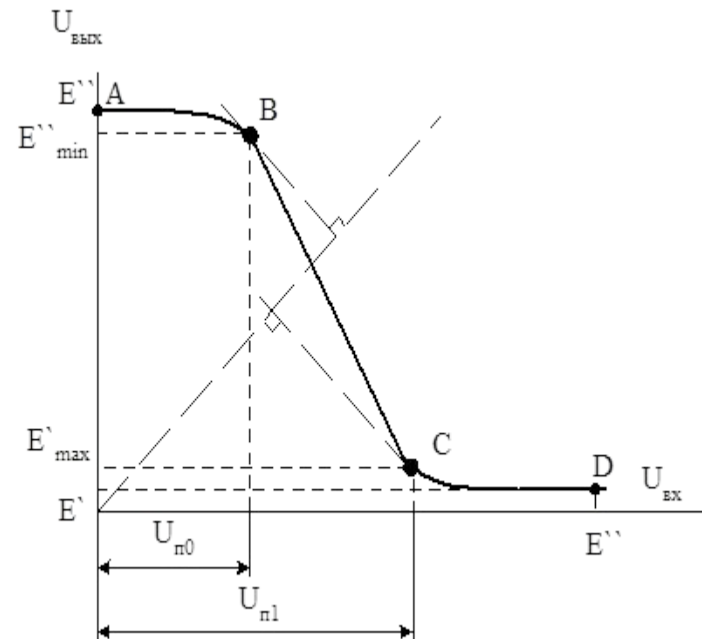
Пример: элемент 2И-НЕ

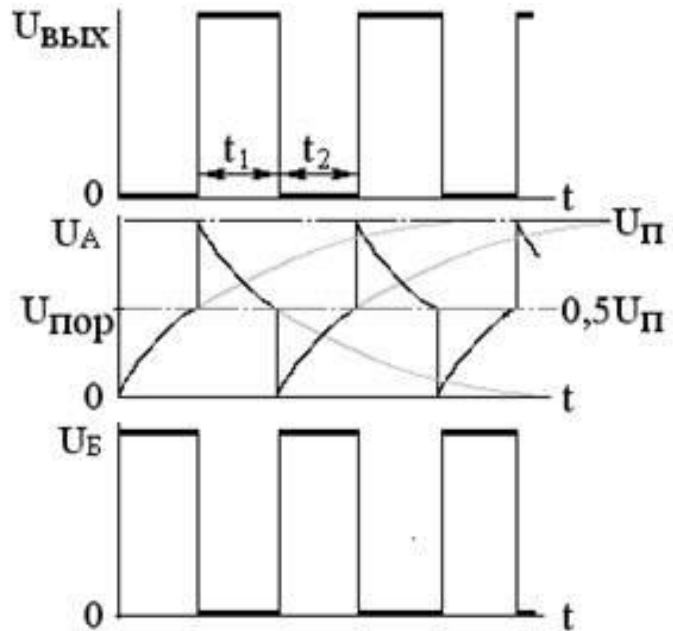
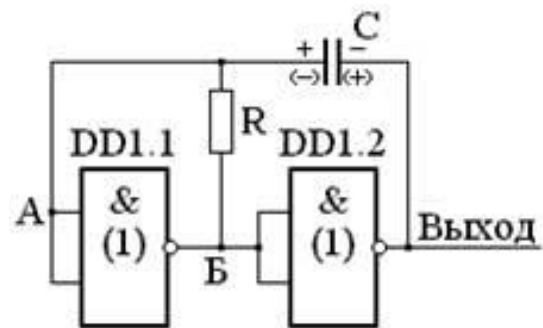
Отличия логического элемента от ОУ: резкая нелинейность амплитудной характеристики, высокая скорость переключения

Логический «0» 0-1В

Логическая «1» 3.5-5 В

Порог срабатывания 0.5-0.7 В

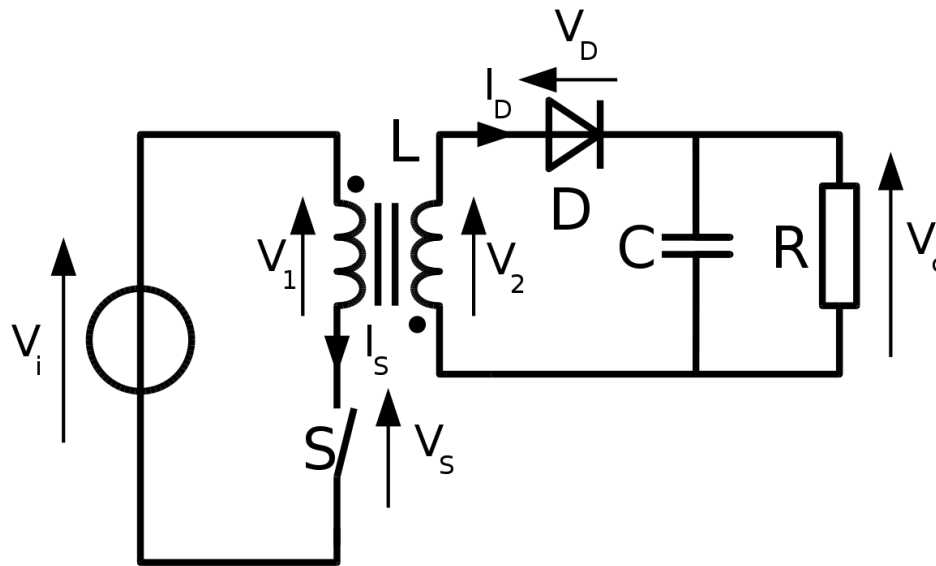




Для получения стабильной частоты вместо C используется кварцевый резонатор

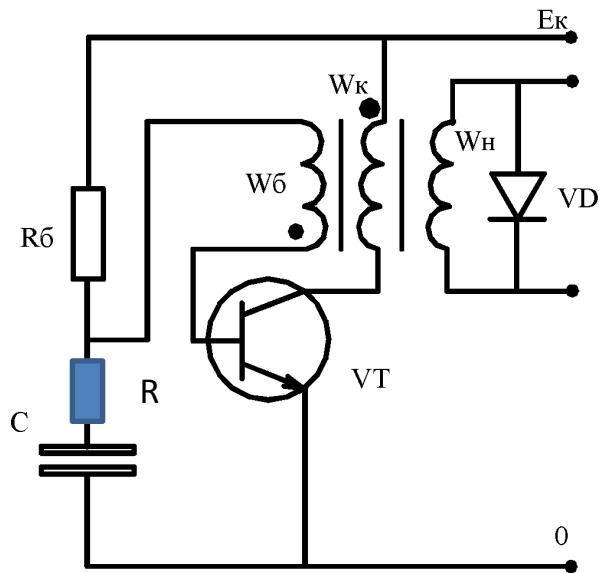
Блокинг-генератор

В основу работы положен принцип накопления энергии в индуктивности с последующим её сбросом в нагрузку «обратноходовой преобразователь»

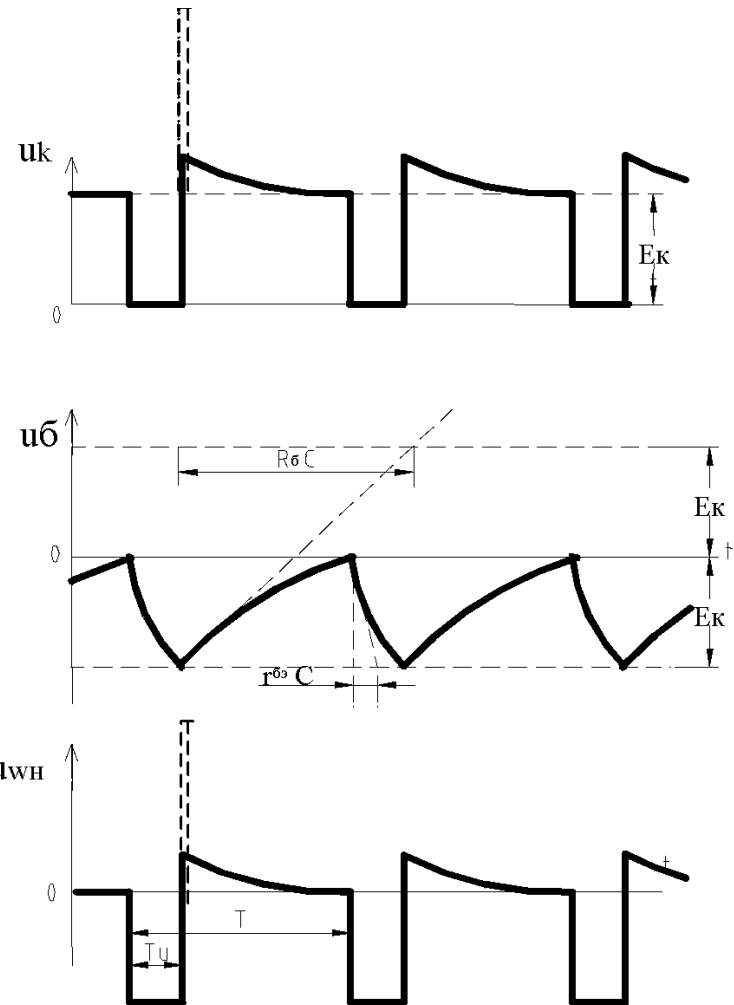


Ключ S замыкается на короткое время, за которое ток в первичной обмотке нарастает. При размыкании ключа накопленная в сердечнике энергия передается в нагрузку

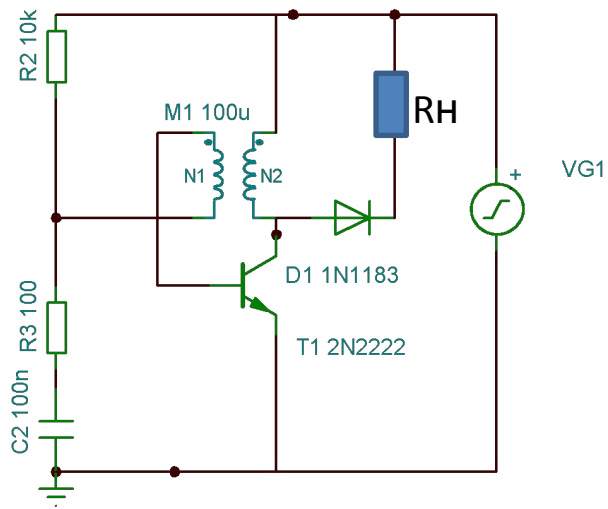
Автоколебательный обратнoходовой преобразователь – блокинг генератор



За формирование длительности импульса отвечает постоянная времени $\tau_{бэ}C$, длительности паузы $-RбC$

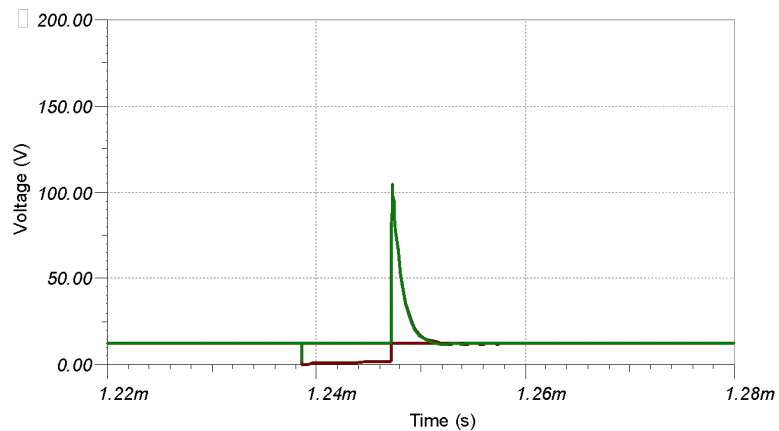
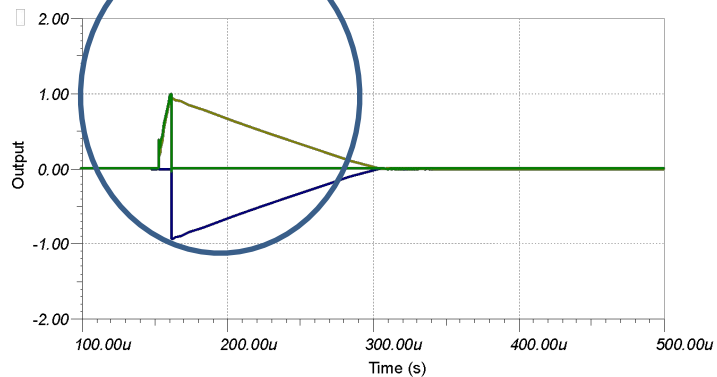
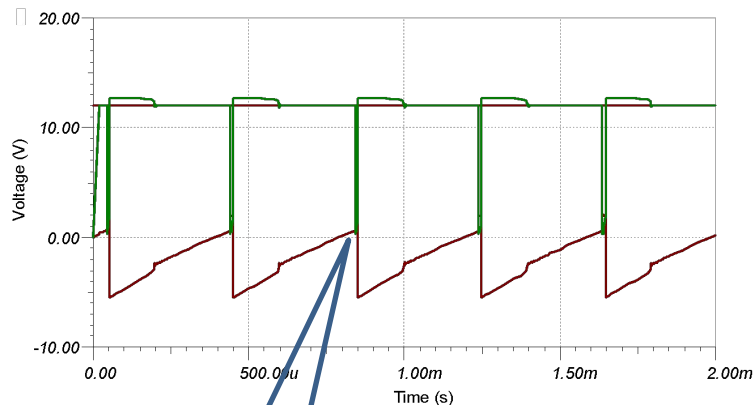


Компьютерная модель блокинг генератора



RH=0

Напряжения на коллекторе и базе



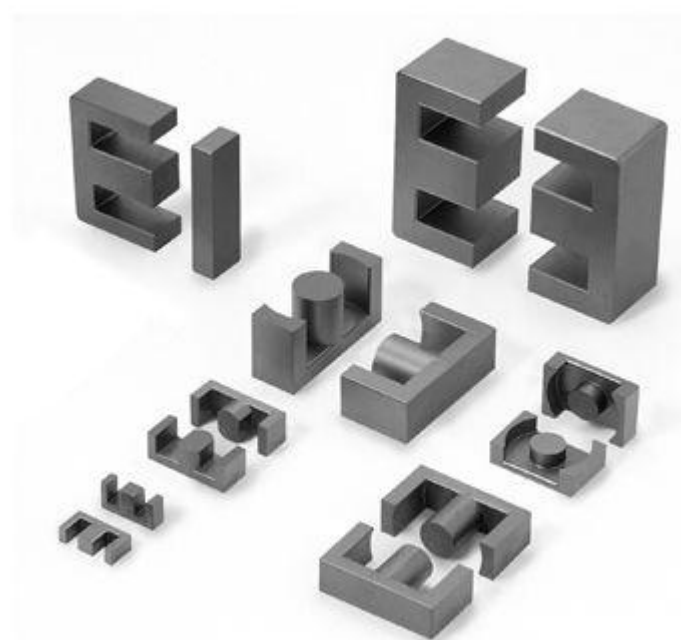
RH=100 Ом

Токи в эмиттере, катушке и диоде

Работа ферромагнитных элементов блокинг-генератора

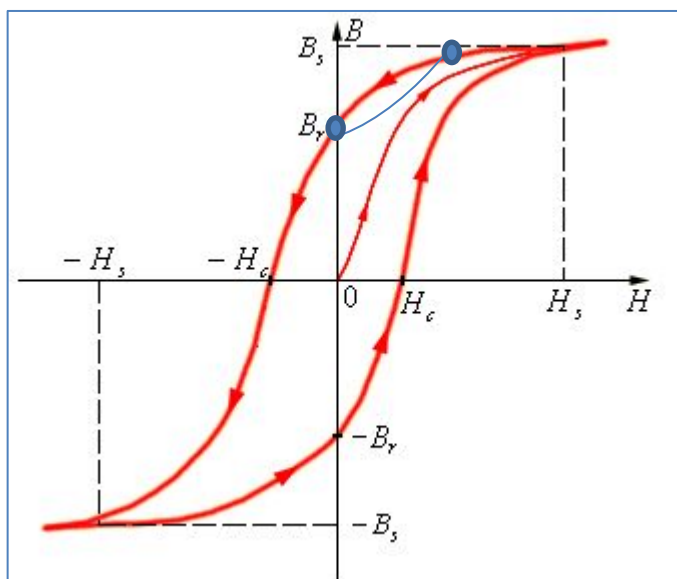


Импульсный трансформатор на тороидальном ферритовом сердечнике

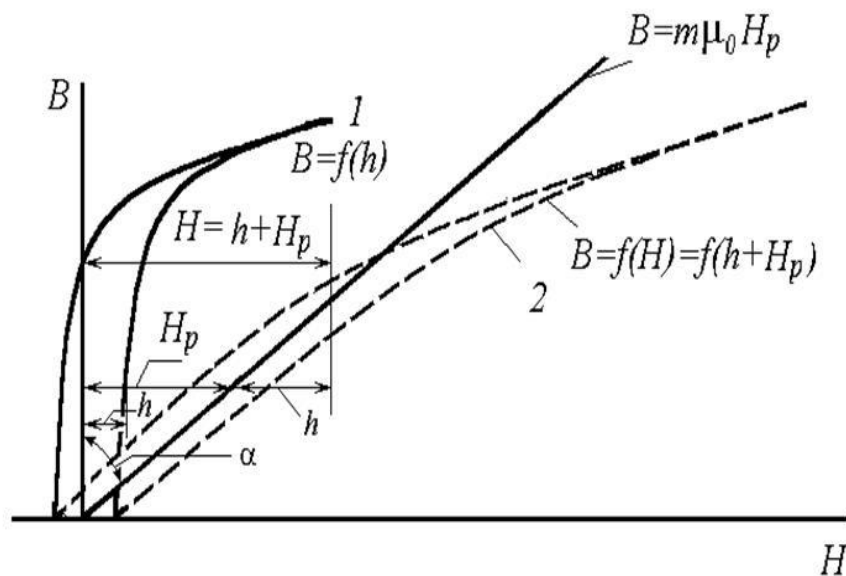


типовые ферритовые сердечники

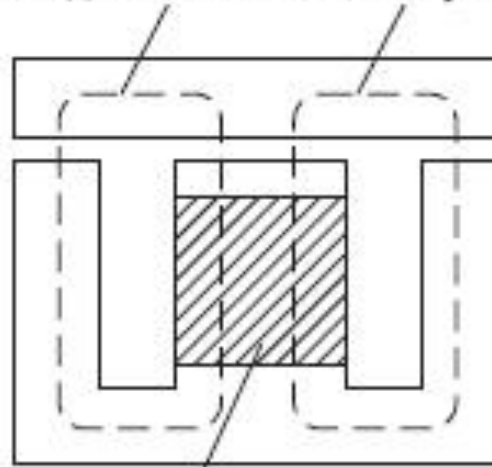
Униполярное намагничивание сердечника без зазора



Влияние зазора на петлю гистерезиса



Средняя длина магнитного пути, см



Зазор, см

Сечение сердечника, см²

$$L = \frac{w^2}{R_{\text{м.ст}} + R_{\delta}} = \frac{w^2}{l_{\text{м}} / (\mu S_{\text{м}}) + 2\delta / (\mu_0 S_{\delta})} \quad L \approx w^2 / R_{\delta} = \mu_0 w^2 S / (2\delta)$$