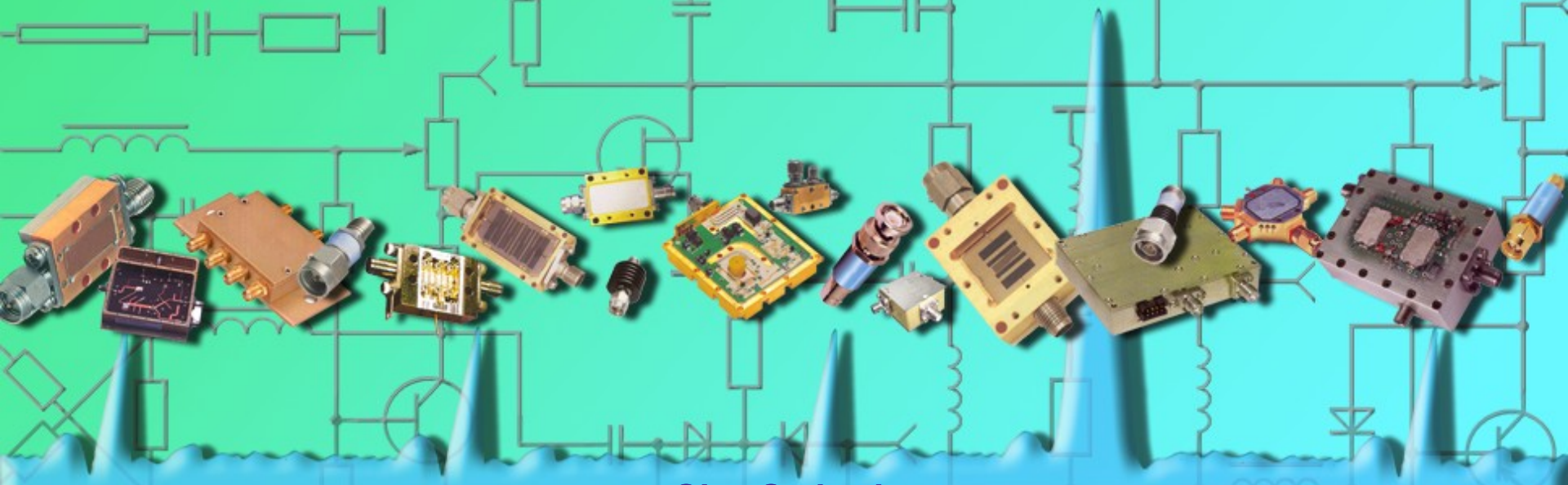
РАДИОЭЛЕКТРОНИКА



Oleg Stukach

TPU, 30 Lenin Avenue, Tomsk, 634050, Russia E-mail: tomsk@ieee.org

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Oleg Stukach
National Research Tomsk Polytechnic University
30 Lenin Avenue, Tomsk, 634050, Russia
E-mail: tomsk@ieee.org
http://ieee.tpu.ru or http://chapters.comsoc.org/tomsk/

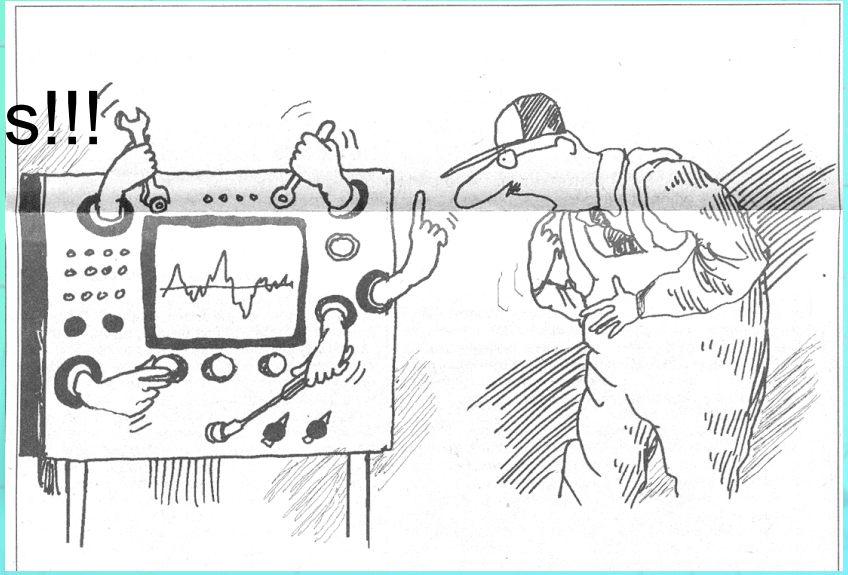
Advantages of electron devices applying for communication and measurement systems

Two Problems of Electronis

Application of electronics in a modern civilization became practically immense.

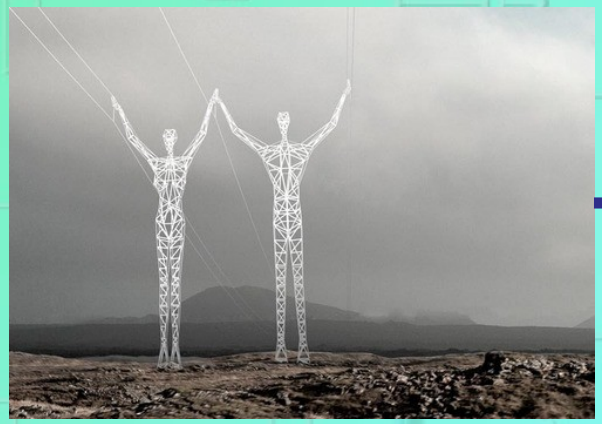
Nevertheless its opportunities can be systematized easily via decided problems

There are only two problems!!!



Two Problems of Electronis

1 – Energy transfer

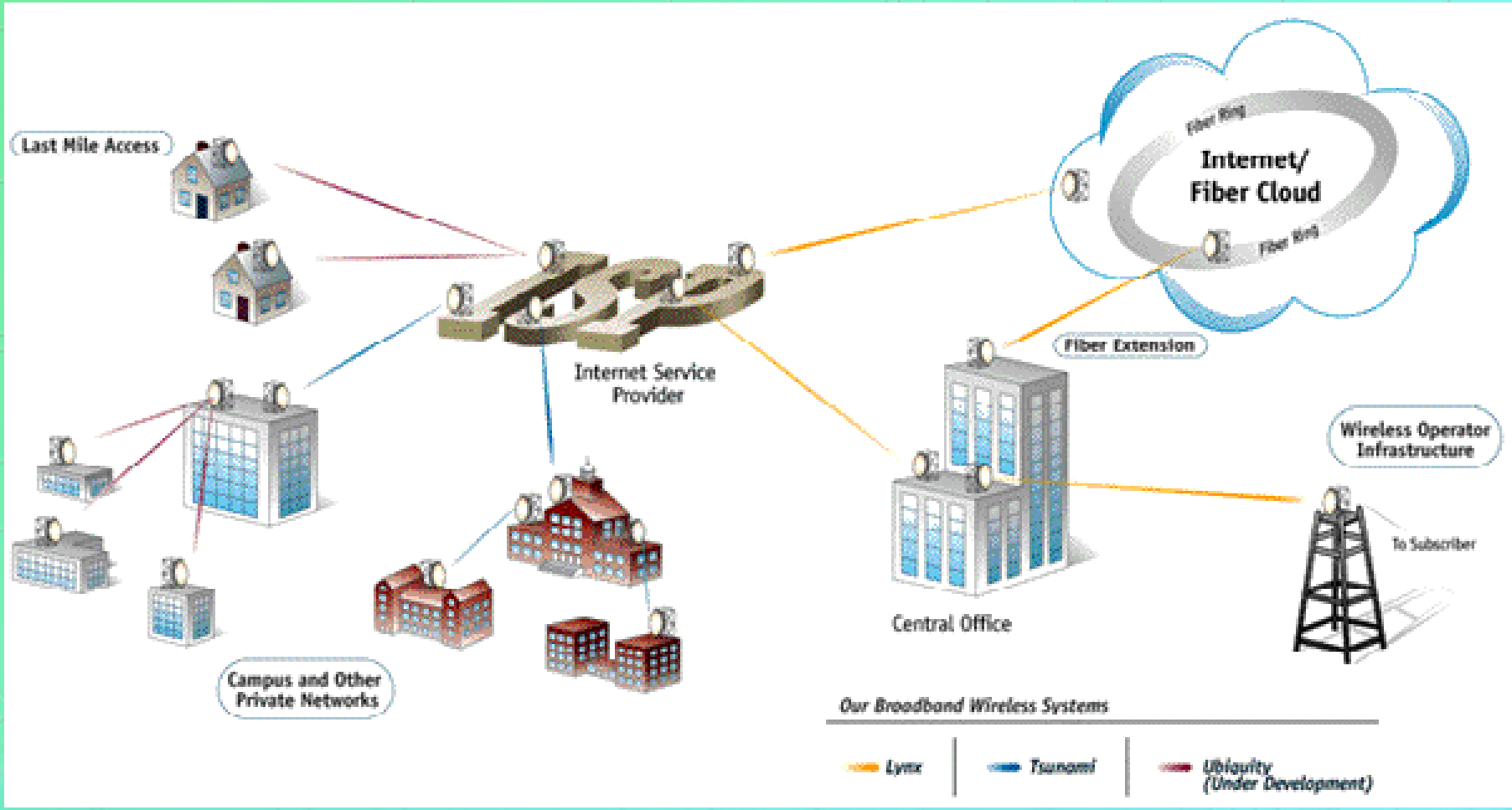


Two Problems of Electronis

2 – Information transfer

Two Problems of Electronis

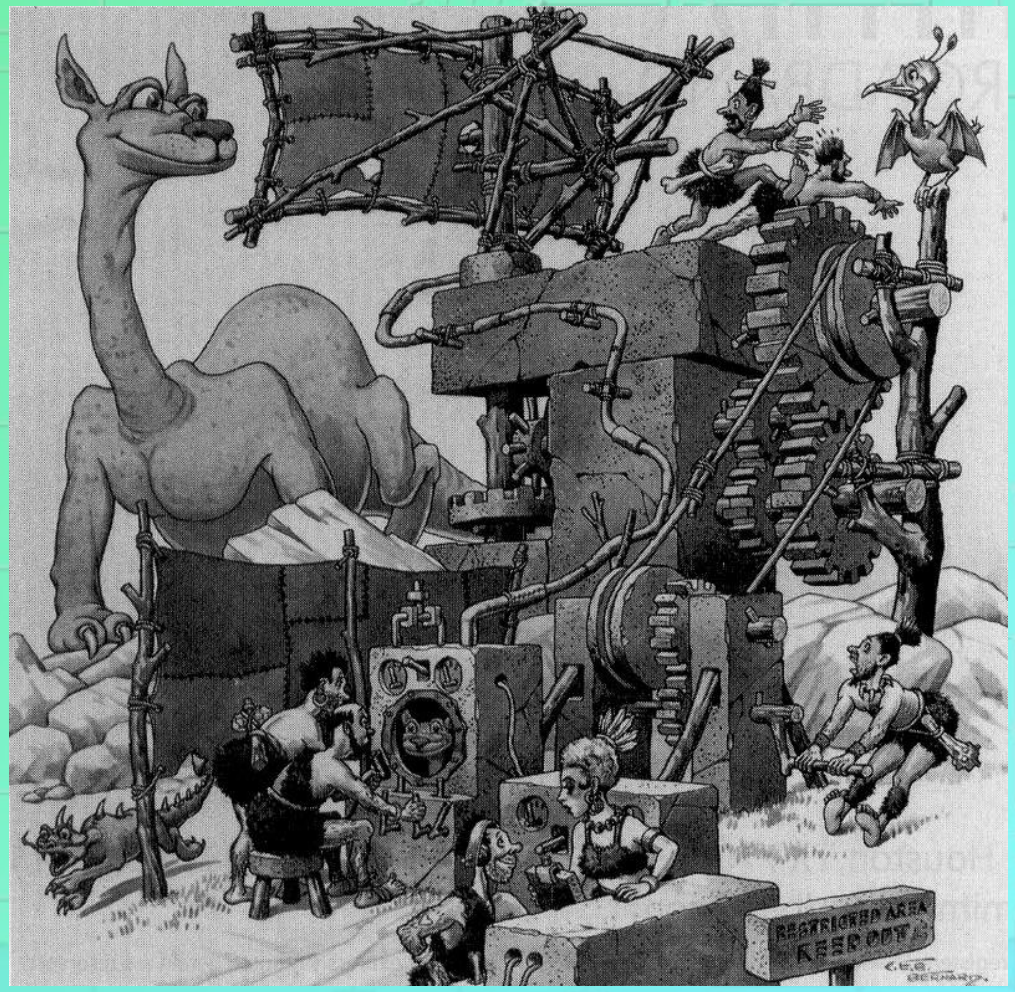
2 – Information transfer



Advantages of electron devices applying for communication and measurement systems

Two Problems of Electronis

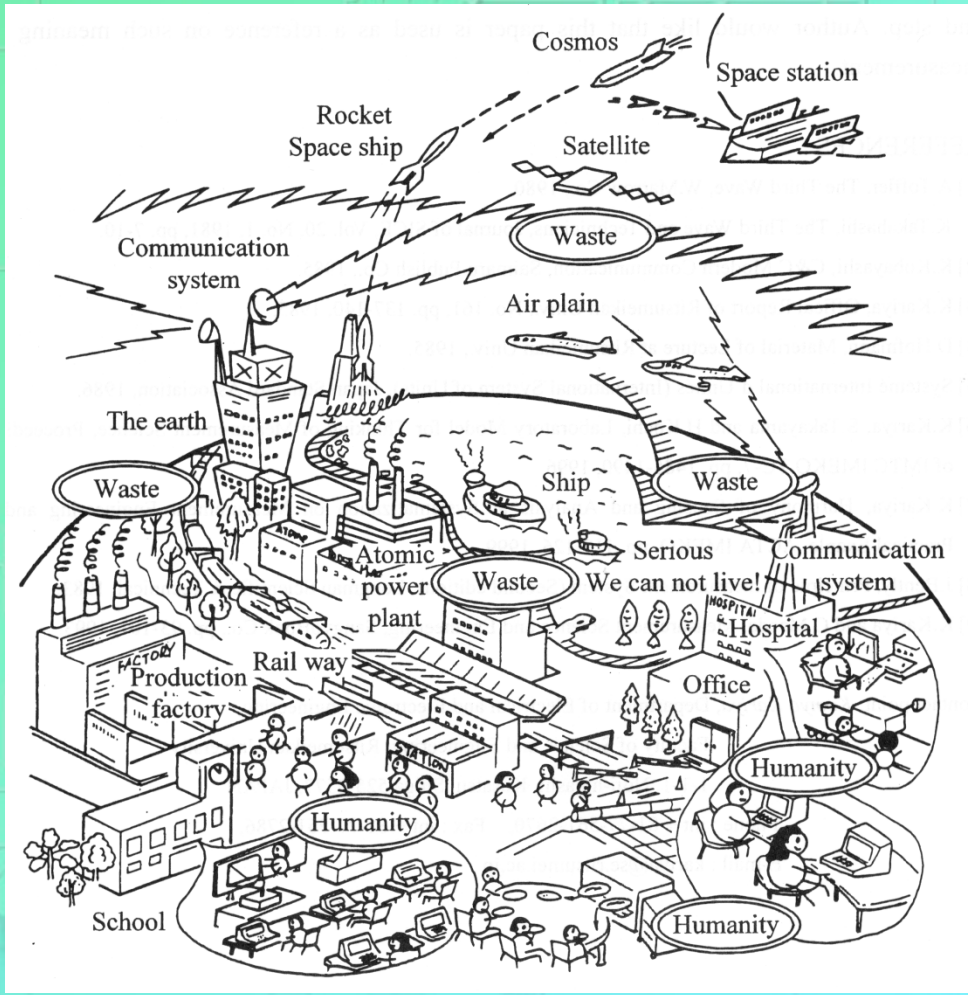
2 – Information transfer



Advantages of electron devices applying for communication and measurement systems

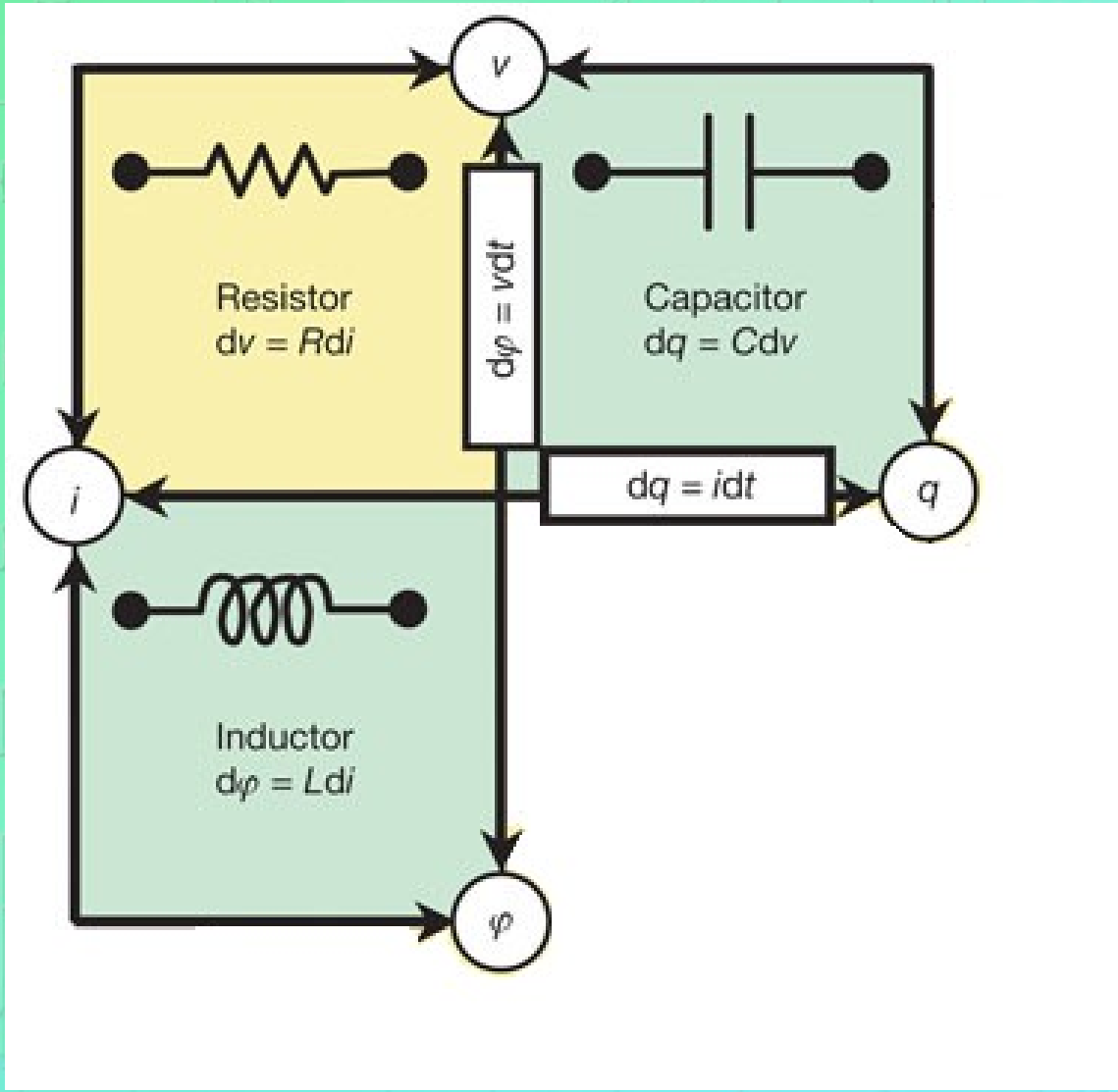
Two Problems of Electronis

1 – Energy transfer
2 – Information transfer



Advantages of electron devices applying for communication and measurement systems

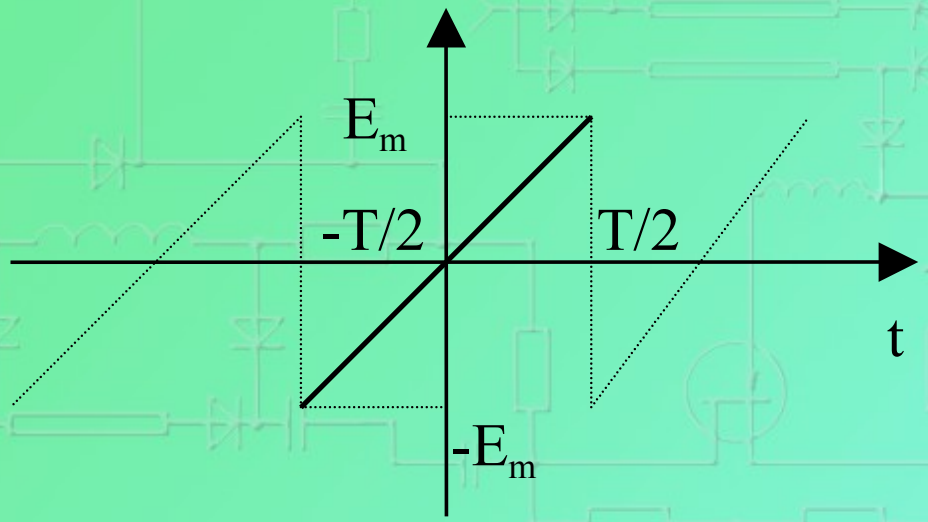
Passive Electron Components



Passive Electron Components

Laws of electron components –

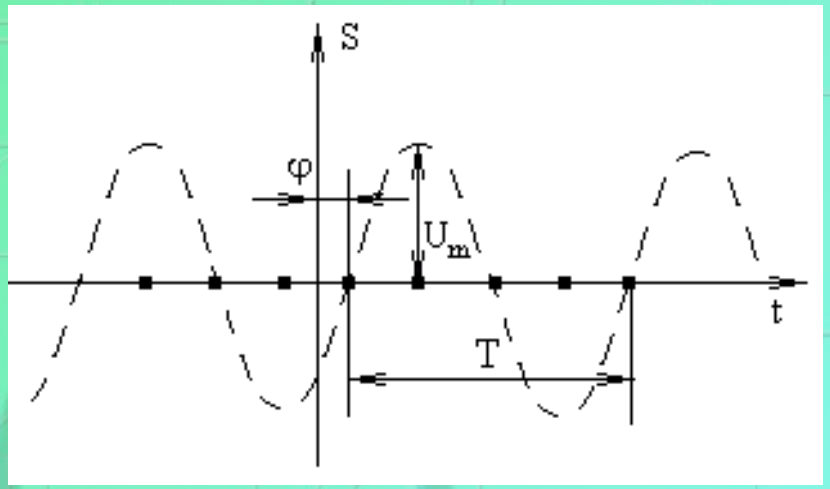
Simple example (RC-circuit)



$S(t+nT) = S(t),\ n=0,1,2,...$

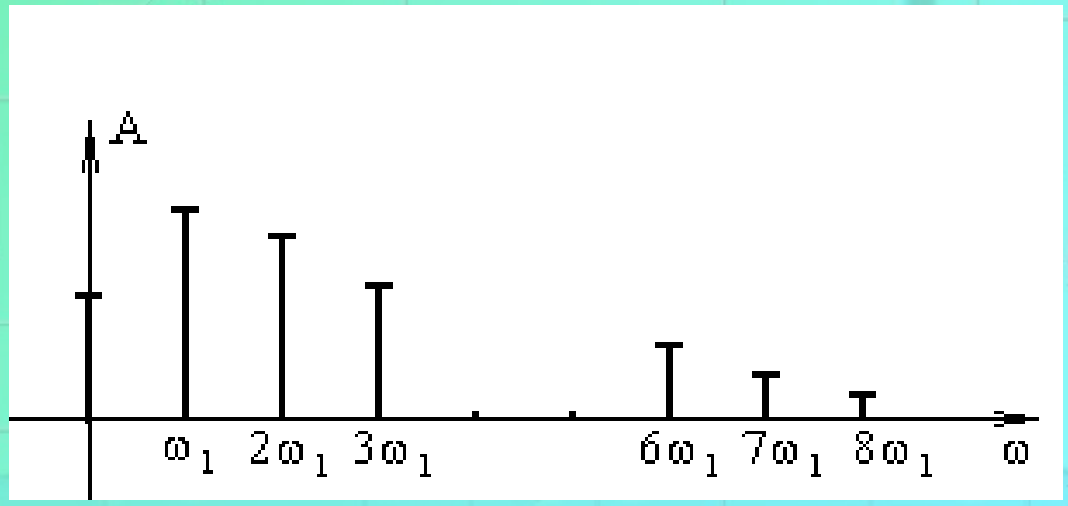
$$S(t+nT) = \frac{2E_m}{T}t$$

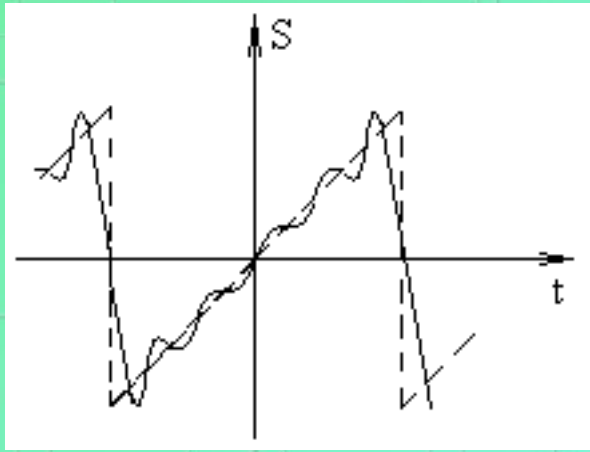
$$S(t+nT) = U_m \sin\left(\frac{2\pi}{T}t - \varphi\right)$$



$$S(t)=\frac{a_0}{2}+\sum_{n=1}^{\infty}\left(a_n\cos\omega_1 nt+b_n\sin\omega_1 nt\right)=\frac{a_0}{2}+\sum_{n=1}^{\infty}A_n\cos\left(n\omega_1 t-\varphi_n\right) \qquad \varpi_i=\frac{2\pi}{T}$$

$$\frac{a_0}{2}=\frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2}S(t)dt, a_n=\frac{2}{T}\int_{-T/2}^{T/2}S(t)\cos\omega_1 ntdt, \qquad b_n=\frac{2}{T}\int_{-T/2}^{T/2}S(t)\sin\varpi_1 ntdt. \qquad A_n=\sqrt{a_n^2+b_n^2}, \quad \varphi_n=arctg\frac{b_n}{a_n}$$





$$S(t) = \frac{2E_m}{\pi}\left(\sin\varpi_1 t - \frac{1}{2}\sin 2\varpi_1 t + \frac{1}{3}\sin 3\varpi_1 t - \frac{1}{4}\sin 4\varpi_1 t + \ldots\right).$$

$$A_n = \frac{2E}{\pi\,\mathrm{n}}\left|\sin\frac{n2\pi\tau}{2T}\right|$$

if $\frac{\tau}{T} \to 0$, $\sin x \to x$

$$\boxed{A_n = \frac{2E}{\pi\mathrm{n}} \cdot \frac{n\pi\tau}{T} = 2E\frac{\tau}{T},}$$

Increase of the spectrum width at increase of speed of signal change is the basic obstacle for increase of the information transfer rate by comms channels

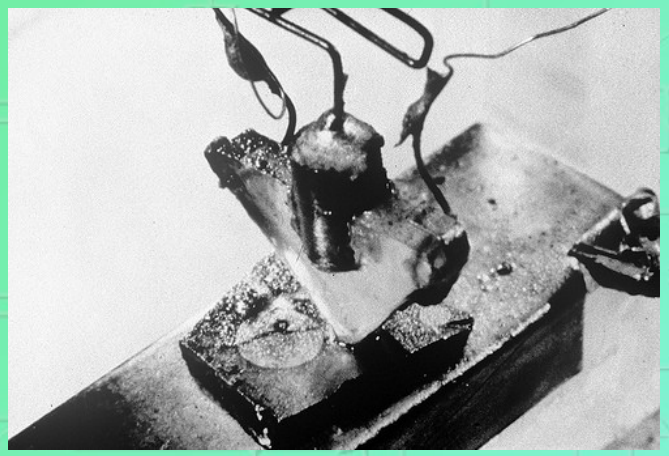
Литература

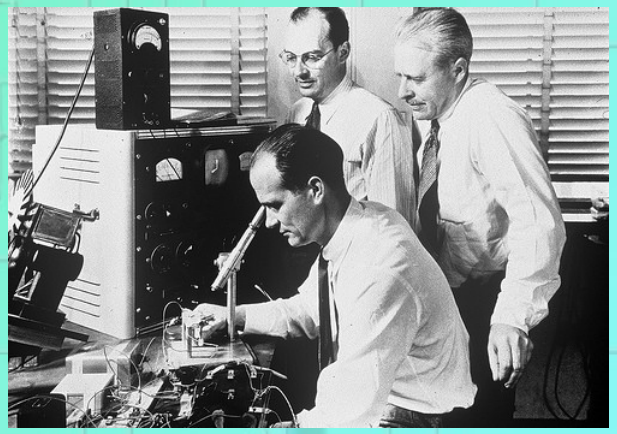
- Бойт К. Цифровая электроника. – М.: Техносфера, 2007. – 472с.
- Цифровые устройства и микропроцессоры: Учеб. пособие для студ. высш. учеб. Заведений /А. К. Нарышкин. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 320 с.
- Бойко В.И. и др. Схемотехника электронных систем. Цифровые устройства/В.И. Бойко и др. – СПб.: БХВ-Петербург, 2004.- 512 с.: ил.
- Бабич Н.П., Жуков И.А. Компьютерная схемотехника. Методы построения и проектирования: Учебное пособие. – К.: «МК-Пресс», 2004. – 576 с., ил.
- Горшков Б.И., Горшков А.Б. Электронная техника. – М.: «Академия», 2005, - 320 с.
- Электротехника и электроника в экспериментах и упражнениях: Практикум на *Electronics Workbench*: В 2 т./ Панфилов Д.И., Чепурин И.Н., Миронов В.Н. и др.; Под общей ред. Д. И. Панфилова – Т. 2: Электроника. – М.: ДОДЭКА, 2000.
- Прянишников В.А. Электроника: Курс лекций. – СПб.: КОРОНА принт, 1998.

Литература

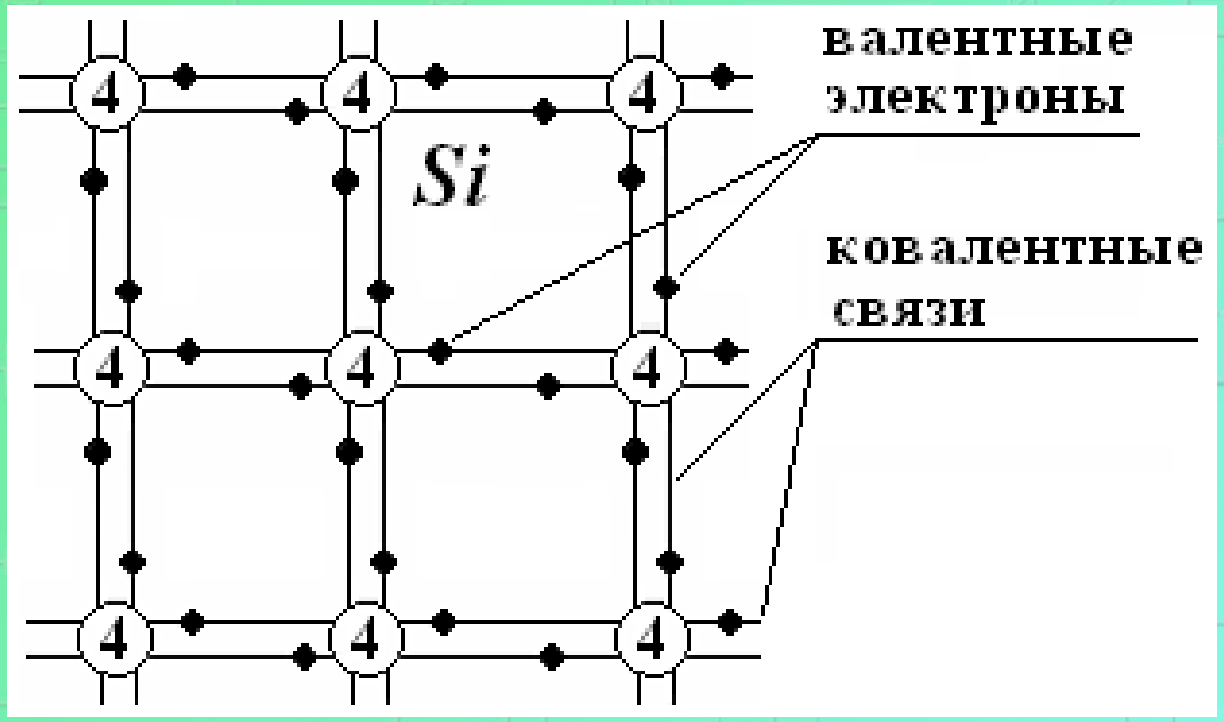
- Горшков Б.И., Горшков А.Б. Электронная техника. – М.: «Академия», 2005, - 320 с.
- Хоровиц П., У. Хилл. Искусство схемотехники. – М.: Мир, 1983.
- Электроника: Энциклопедический словарь / Под ред. В.Г. Колесникова - М.: Сов. энциклопедия, 1991.
- Микроэлектронные устройства автоматики. /Под ред. А.А. Сазонова.- М.; Энергоатомиздт, 1991.
- Полупроводниковые приборы: Диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы. Справочник./Под ред. Горюнова Н. Н. – М.: Энергоатомиздат, 1983.
- Горбачев Г.Н., Чаплыгин Е.Е. Промышленная электроника. : Учеб. для вузов / Под ред. В.А. Лабунцова, - М.: Энергоатомиздат, 1988.
- Полупроводниковые приборы: транзисторы. Справочник / Под ред. Горюнова Н. Н. – М.: Энергоатомиздат, 1985.
- Прокофьев В.Н. Основы электроники. СПб, РГГМУ, 2001.
- Гаев Г.П. и др. Электротехника и электроника. Книга 3. Электрические измерения и основы электроники. – М.: Энергоатомиздат, 1998.

ПОЛУПРОВОДНИКИ – ОСНОВА СОВРЕМЕННОЙ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЫ ЭЛЕКТРОНИКИ





Кристаллическая структура ПП

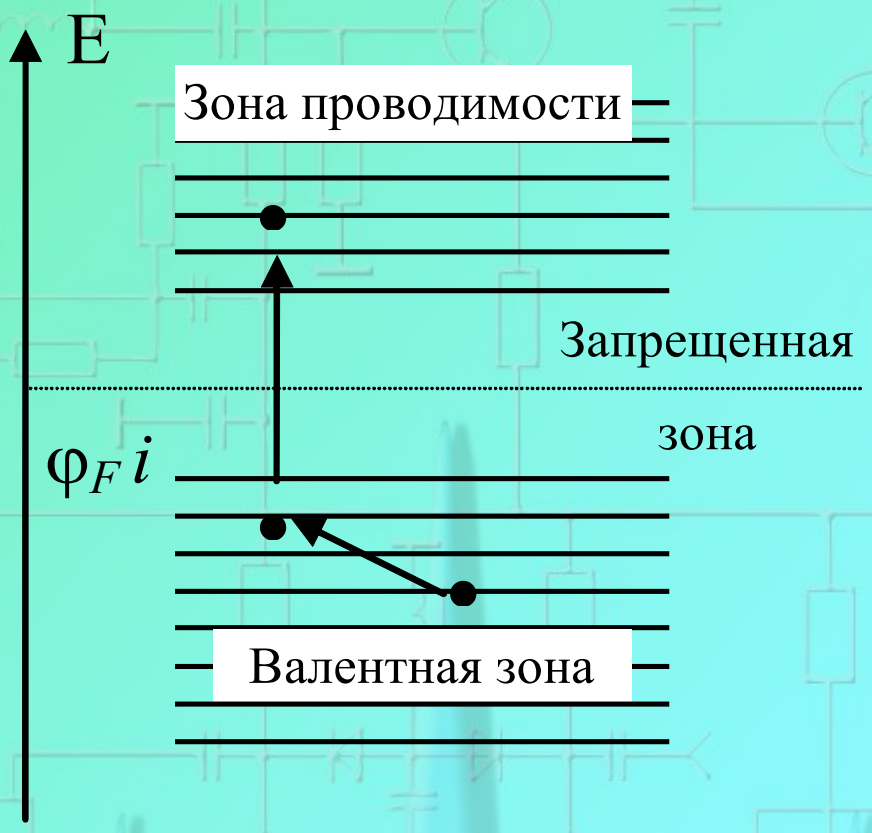


Кристаллическая структура кремния на плоскости

В кристаллической решетке кремния S_i каждый атом взаимодействует с четырьмя ближайшими соседями и вокруг него по замкнутым орбитам вращается восемь валентных электронов

Зонная теория

В твердом теле разрешенные энергетические уровни отдельных электронов образуют разрешенные зоны, состоящие из дискретных уровней отдельных электронов



Электропроводность беспримесного полупроводника

- В беспримесном полупроводнике при абсолютном нуле (T=0°К) все уровни валентной зоны заняты, а зоны проводимости - свободны, свободных носителей нет, электропроводность равна нулю.
- При повышении температуры (T>0°К) отдельные электроны приобретают энергию, достаточную для перехода из валентной зоны в зону проводимости

$$n_i = p_i = A \cdot T^{3/2} e^{-\frac{\varepsilon_з}{kT}} = A \cdot T^{3/2} e^{-\frac{\varphi_з}{2\phi_T}}$$

A - коэффициент, отражающий свойства материала;

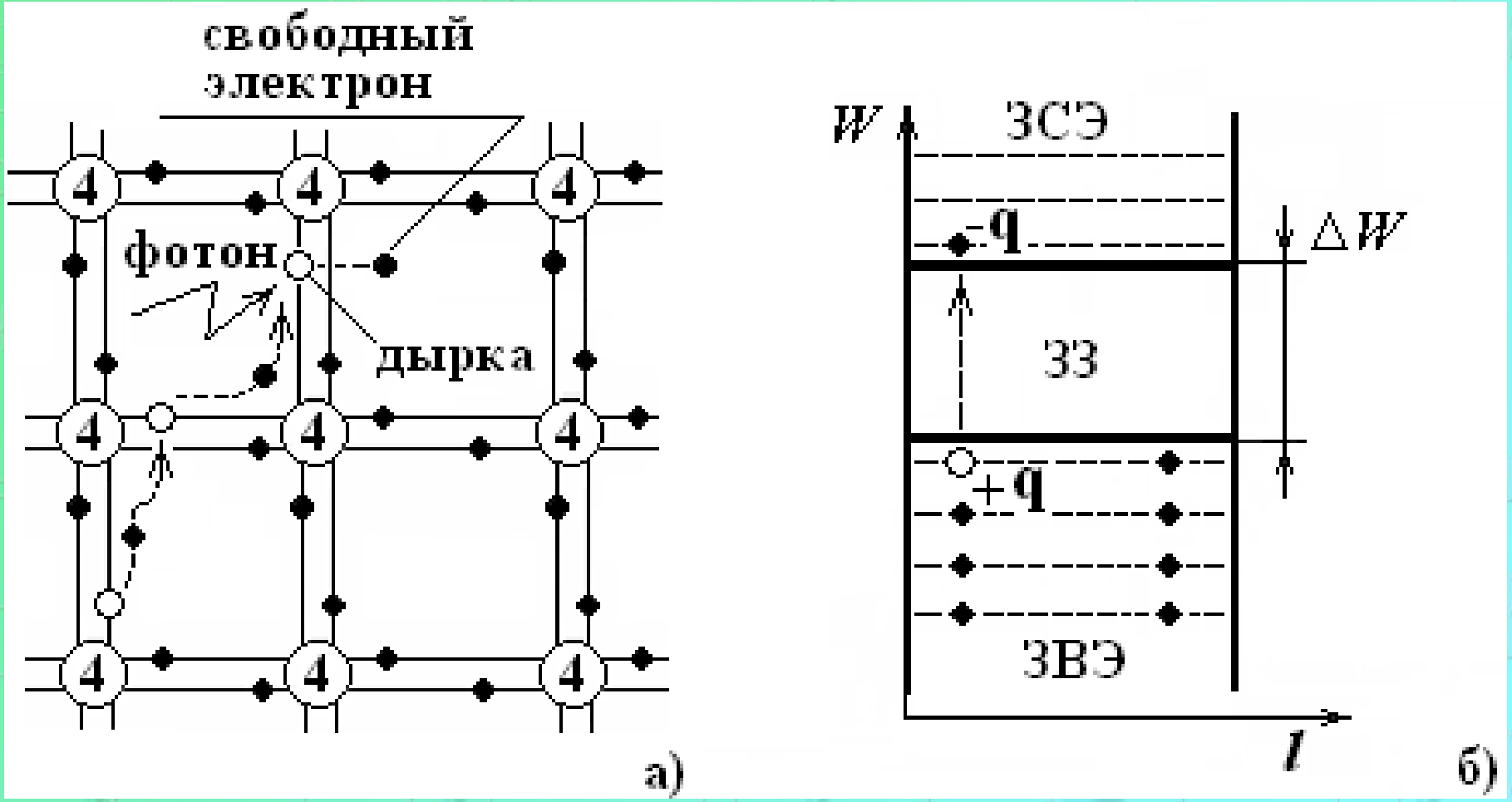
$\varepsilon з$ - ширина запрещенной зоны в электрон-вольтах;

$\varphi з$ - ширина запрещенной зоны в вольтах ($\varepsilon з/q$);

φT - температурный потенциал:

где k-постоянная Больцмана, q - заряд электрона.

Электропроводность полупроводников



Кристаллическая решетка беспримесного полупроводника (а) и его зонная энергетическая диаграмма (б)

Электропроводность полупроводников

- При комнатной температуре $\varphi T \approx$ 0.025 В.

- Для наиболее распространенных полупроводников: германий (εз=0.66 эВ), кремний (εз = 1.12 эВ)

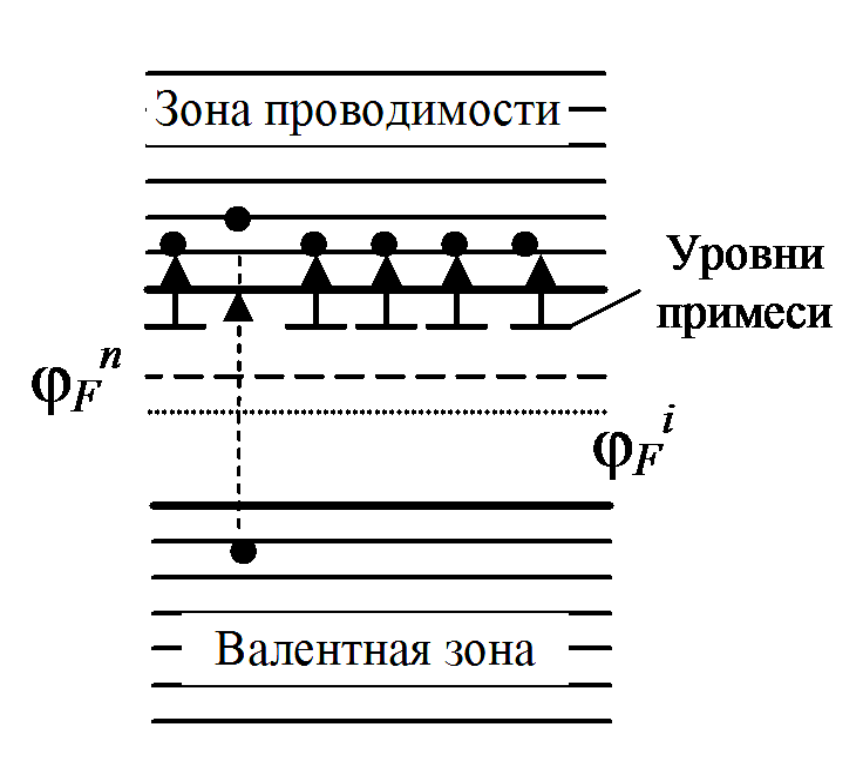
Электропроводность полупроводников

1) электропроводность собственного полупроводника очень резко зависит от ширины запрещенной зоны, так при T=300°К для германия n_i = 2.5·1013, для кремния n_i = 2·1010, то есть электропроводность кремния на 3 порядка меньше электропроводности германия;
2) электропроводность полупроводника очень сильно зависит от температуры
3) инициировать электропроводность собственного полупроводника можно не только при его нагреве, но и за счет других энергетических воздействий: оптического, механического, электрического поля высокой напряженности.

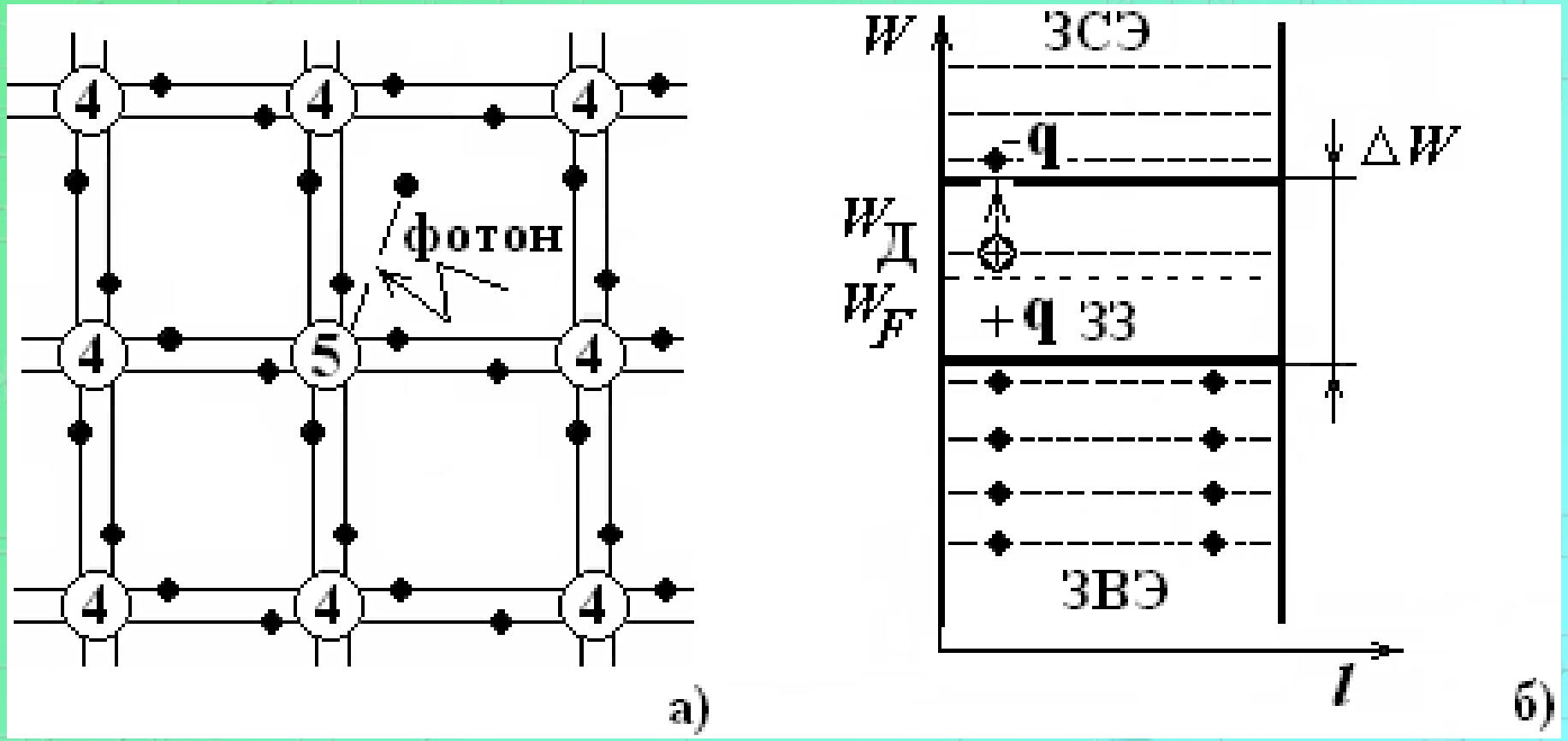
Электропроводность примесных полупроводников

- Донорная примесь

Такой полупроводник называется *электронным*, или n-типа. Электроны называются *основными* носителями, а дырки - *неосновными*, причем имеет место неравенство *nn* >> *pn*.



Полупроводники с электронной проводимостью



Кристаллическая решетка полупроводника с электронной проводимостью (а) и его зонная энергетическая диаграмма (б). Примеси, увеличивающие число свободных электронов, называют **донорными**

Концентрация основных носителей

- В отличие от электронов, уходящих из валентной зоны, электроны примеси, перешедшие в зону проводимости, дырок не образуют, поскольку при малой концентрации примеси расстояние между ее атомами настолько велико, что переход электрона от одного атома примеси на освободившийся уровень у другого атома становится невозможным, поэтому атом примеси, потерявший электрон, становится положительно заряженным ионом, не способным передвигаться в твердом теле.
- Концентрация носителей в примесном полупроводнике подчиняется закону: $n_n \cdot p_n = n_i * n_i$.

Концентрация основных носителей

Поскольку уже при комнатной температуре практически все атомы примеси становятся ионизированными, *число основных носителей от температуры практически не зависит* ($n_n \approx$ const).

$$p_n = \frac{n_i^2}{n_n}$$

Число неосновных носителей очень сильно зависит от температуры

Пример

Количество атомов в 1 грамме вещества (число Авогадро) составляет примерно $N_i = 6 \cdot 1023$. Число свободных носителей в собственном полупроводнике равно $n_i \approx 2 \cdot 1010$ (кремний). Допустим, что введена донорная примесь, число атомов которой составляет 10-3 % от общего числа атомов исходного полупроводника, то есть $Nq = 6 \cdot 1023 \cdot 10$ -5=$6 \cdot 1018$. Все эти атомы будут ионизированы, что приведет к образованию свободных электронов $n_n = 6 \cdot 1018$. Таким образом, введение одной тысячной процента примеси приведет к увеличению электропроводности в раз!

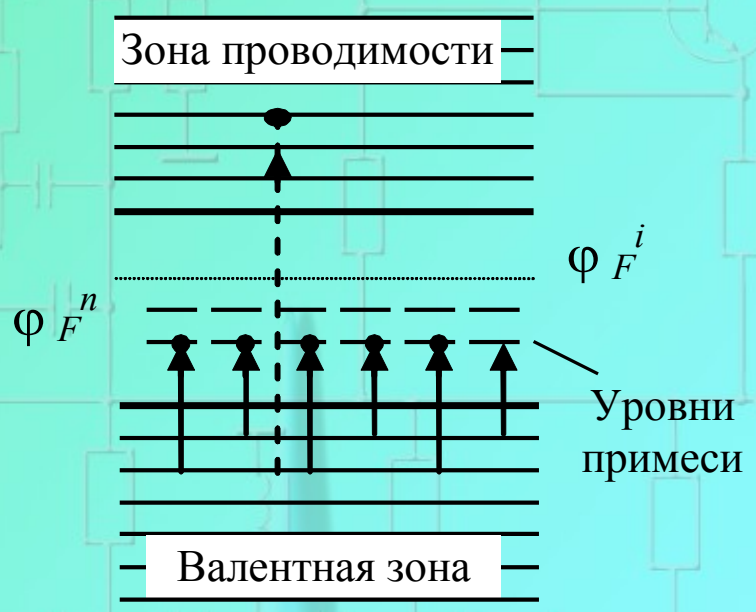
$$\frac{6 \cdot 10^{18}}{2 \cdot 10^{10}} \approx 3 \cdot 10^{8}$$

Повышение температуры

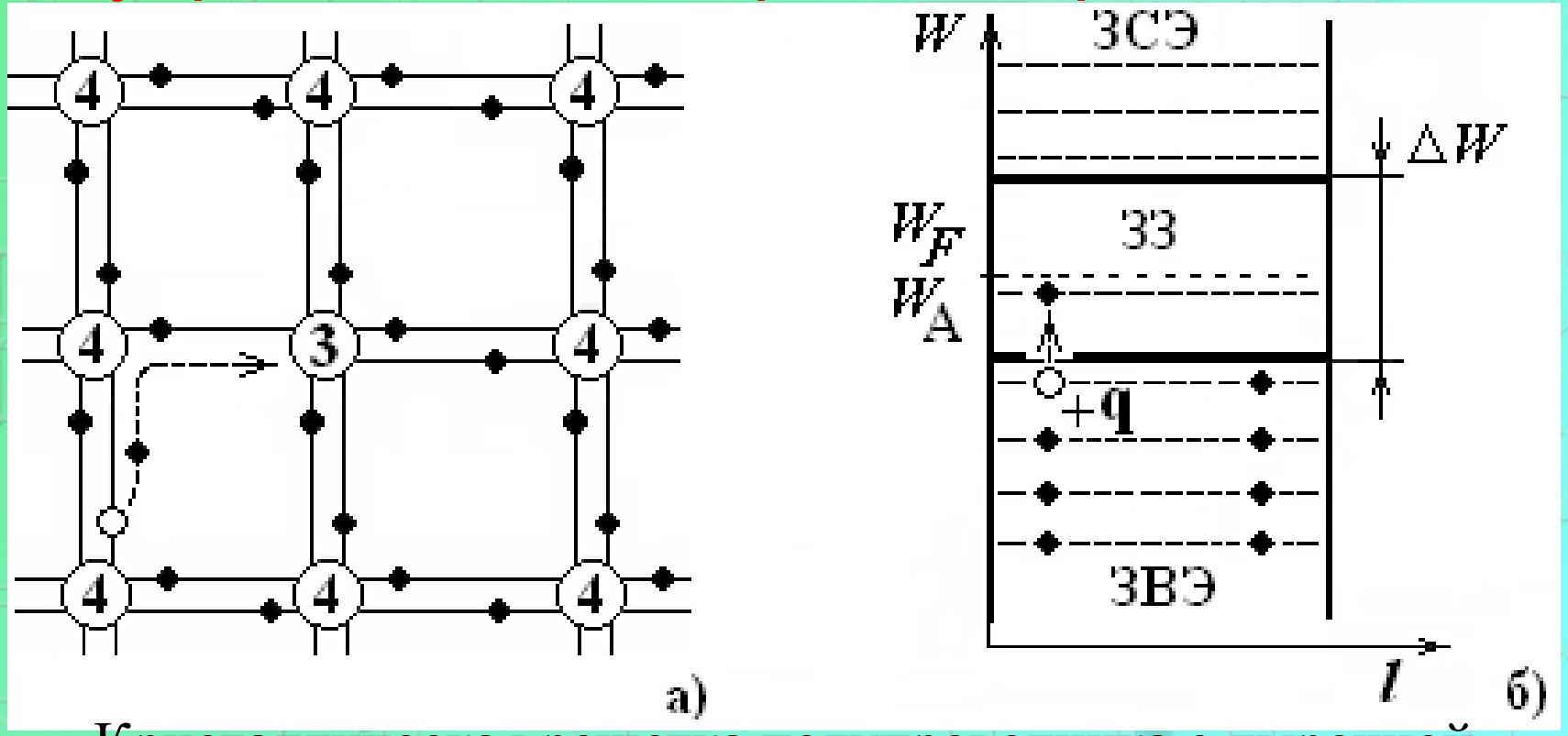
- При повышении температуры *примесный характер проводимости практически исчезает*. Такой полупроводник называется *вырожденным*.
- Критическая температура германия ≈80°С, кремния более 150°С, а арсенид галлия более 200°С.

Акцепторная примесь

- Электроны валентной зоны ионизируют атомы примеси, создавая свободные носители - дырки, которые превалируют над электронами и являются основными носителями: $p_P >> n_p$.
- Такой полупроводник называется дырочным, или p-типа.



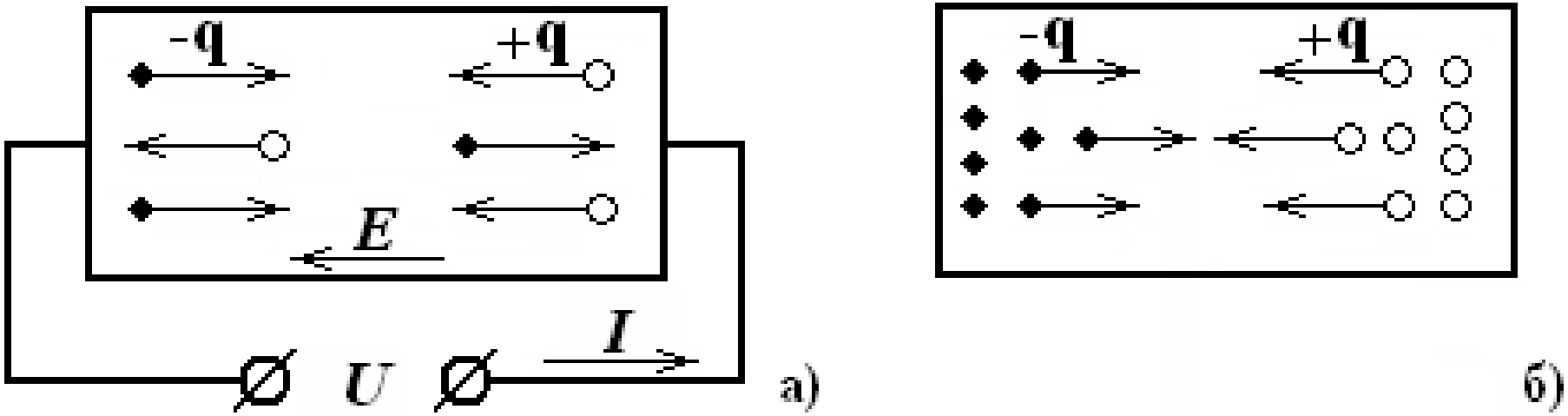
Полупроводники с дырочной проводимостью



Кристаллическая решетка полупроводника с дырочной проводимостью (а) и его зонная энергетическая диаграмма (б). Основная проблема при производстве полупроводниковых приборов - очистка исходного материала от примесей (дорого и сложно). Добавка дополнительных примесей позволяет получить требуемые характеристики полупроводника.

Примеси, увеличивающие число свободных дырок, называют **акцепторными**.

Виды электрического тока



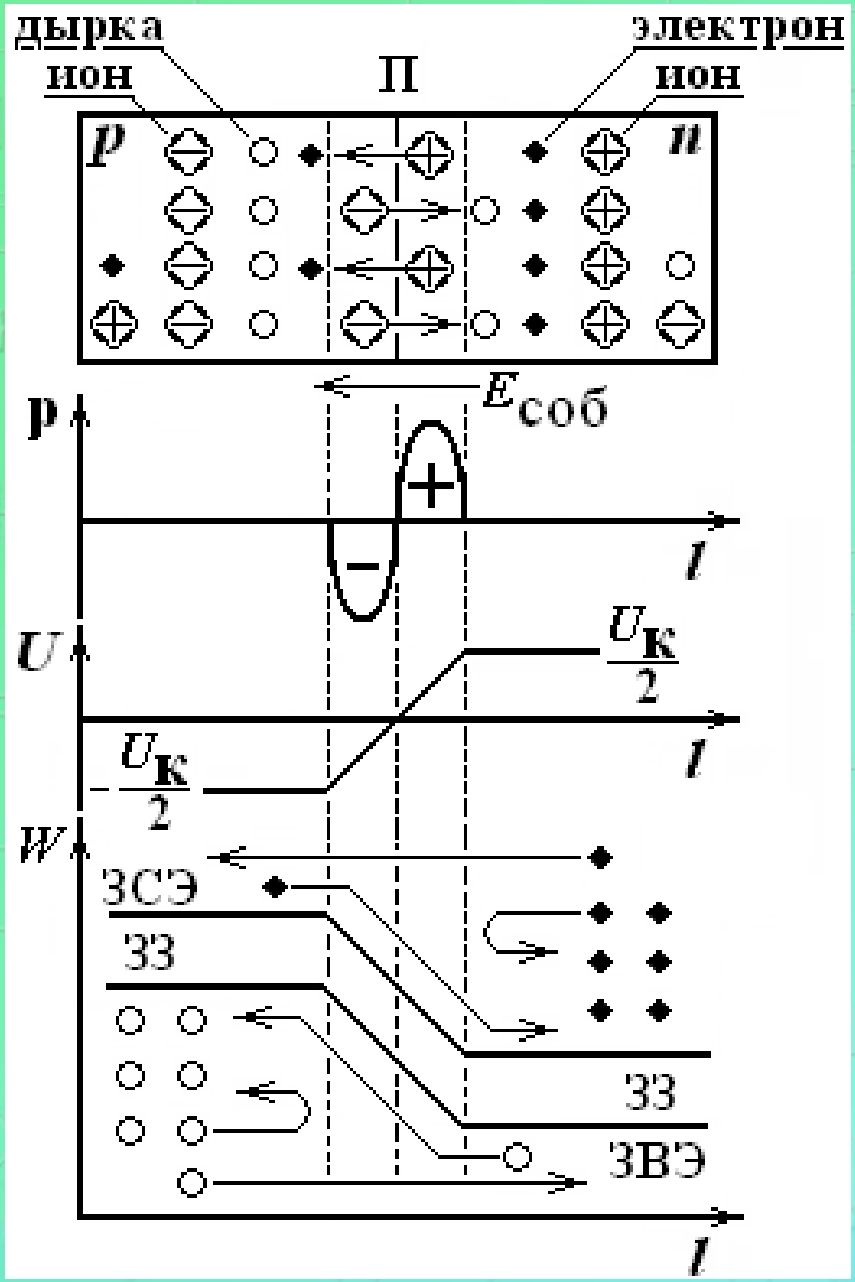
В полупроводниках различают виды электрического тока:

- дрейфовый ток – направленное движение зарядов в электрическом поле (а);
- диффузионный ток – диффузия носителей зарядов в сторону их меньшей концентрации (б).

P-N - переход

P-n-переход - это область технологического контакта между слоями полупроводников n- и p-типа. Главной особенностью этого контакта является его ярко выраженная нелинейность - проводимость при одной полярности внешнего напряжения (прямое смещение) намного больше, чем при другой полярности (обратное смещение)

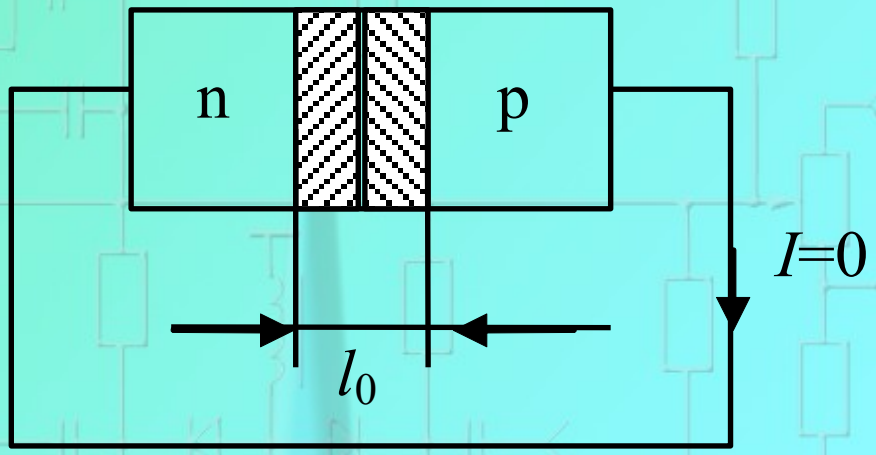
Энергетическая диаграмма p-n-перехода



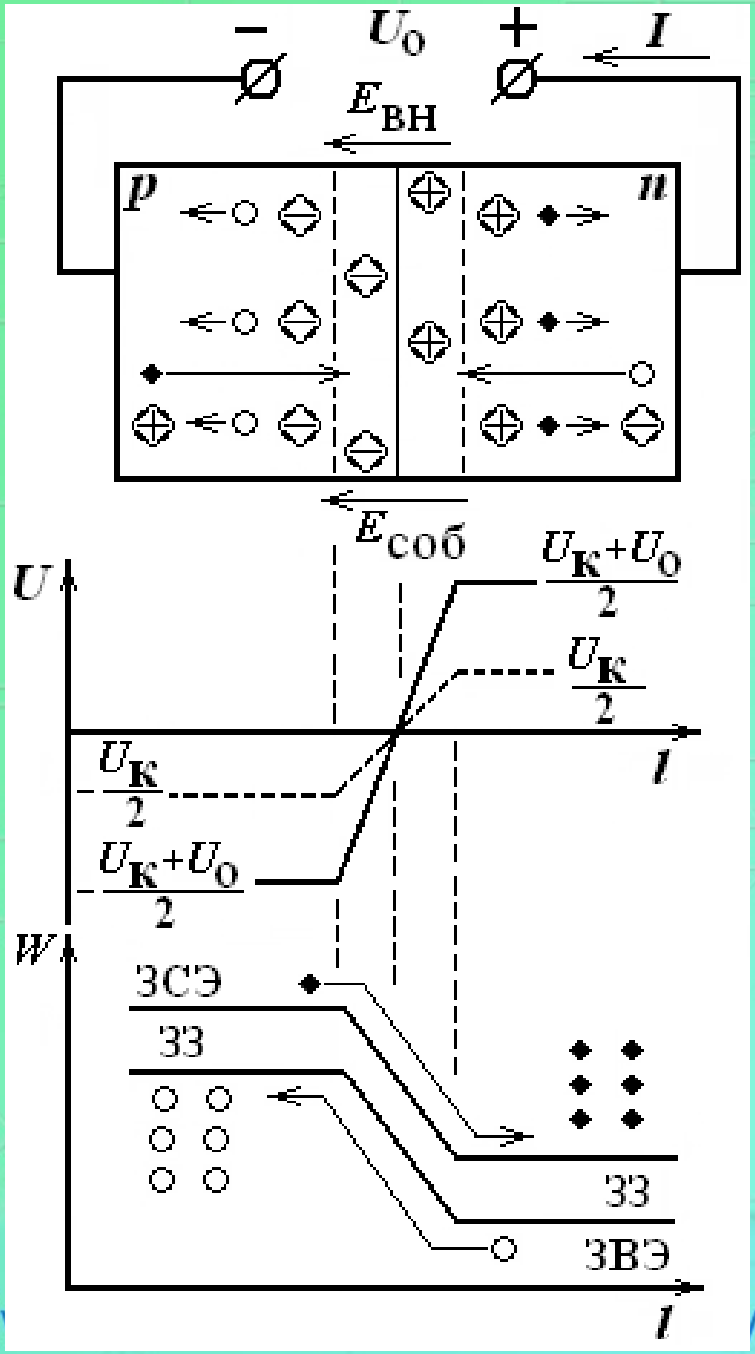
Потенциальный барьер в *p – n* переходе

Равновесное состояние

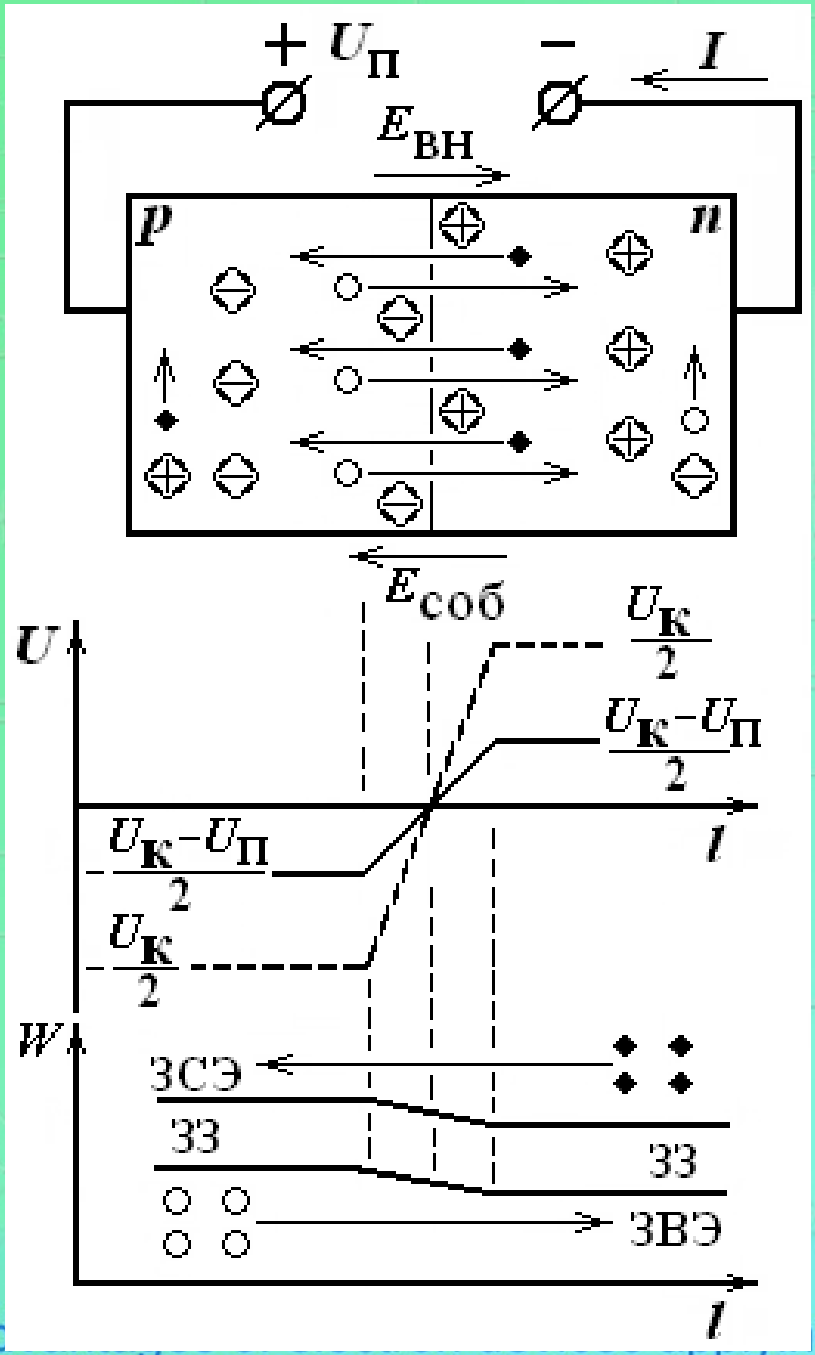
малое число основных носителей, обладающих энергией, достаточной для преодоления потенциального барьера, уравновешивается встречным движением малого же числа неосновных носителей, свободно дрейфующим в поле перехода. В результате ток через переход равен нулю



Обратное смещение *p – n* перехода



Прямое смещение *p – n* перехода



Ток p-n перехода

$$I = I_S\left(e^{\frac{U}{m\varphi_T}} - 1\right),$$

где *m* - коэффициент, зависящий от материала полупроводника (для кремния *m*=2),

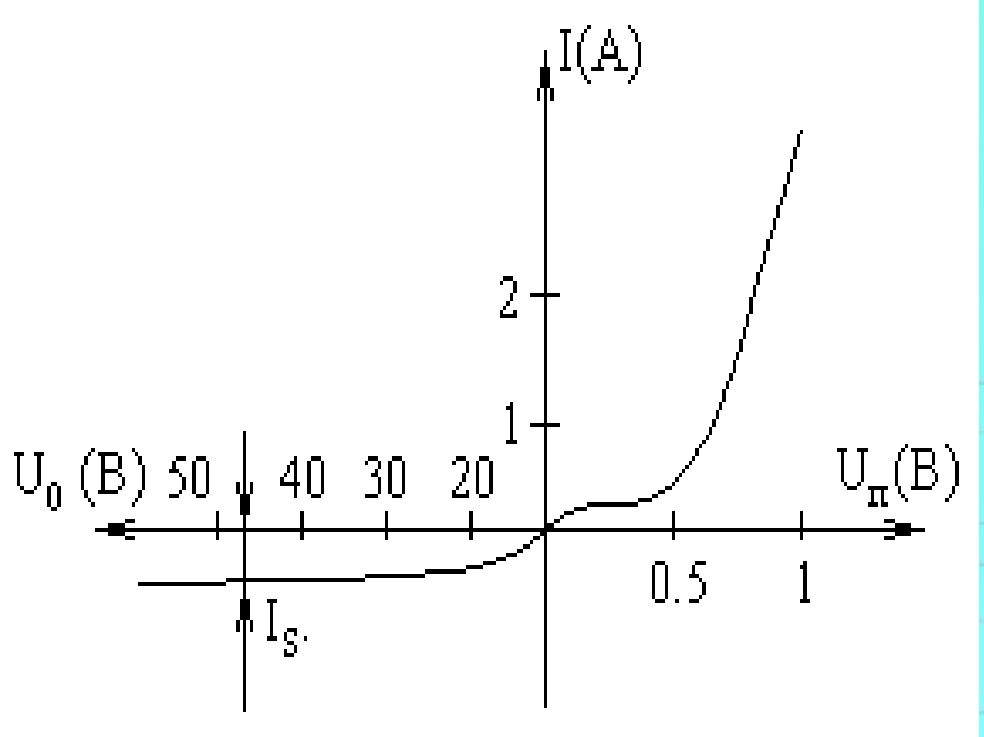
I_S - обратный ток насыщения.

Диод

Конструктивно оформленный p-n-переход (герметичный корпус, внешние выводы) называется *диодом*

Вольтамперная характеристика диода (ВАХ)

Резкое нарастание прямого тока у кремниевых p-n-переходов наступает в районе 0.6÷0.8В. Обратный ток при $|U_0| >> m\varphi_T$ становится независимым от напряжения и равным I_S

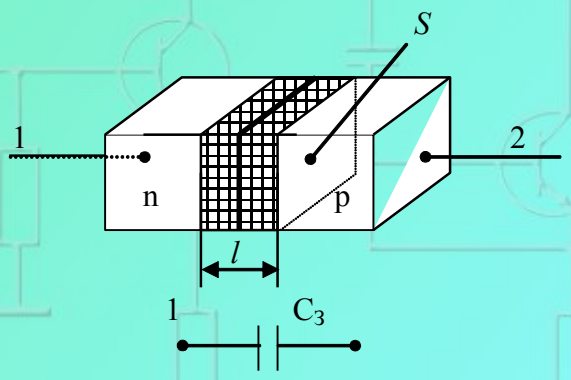


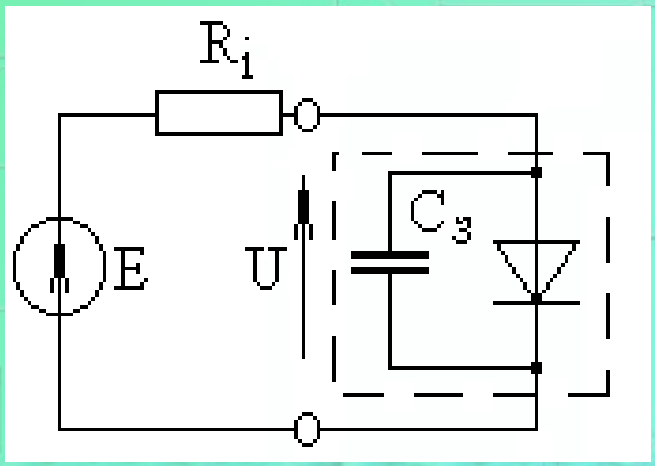
Инерционность p-n-перехода

- Под инерционностью понимается запаздывание реакции p-n-перехода на электрическое воздействие.
- *Основным последствием инерционности p-n-перехода является потеря свойства преимущественно односторонней проводимости при быстрых изменениях во времени (высокой частоте) входного воздействия.*

Зарядная емкость p-n-перехода

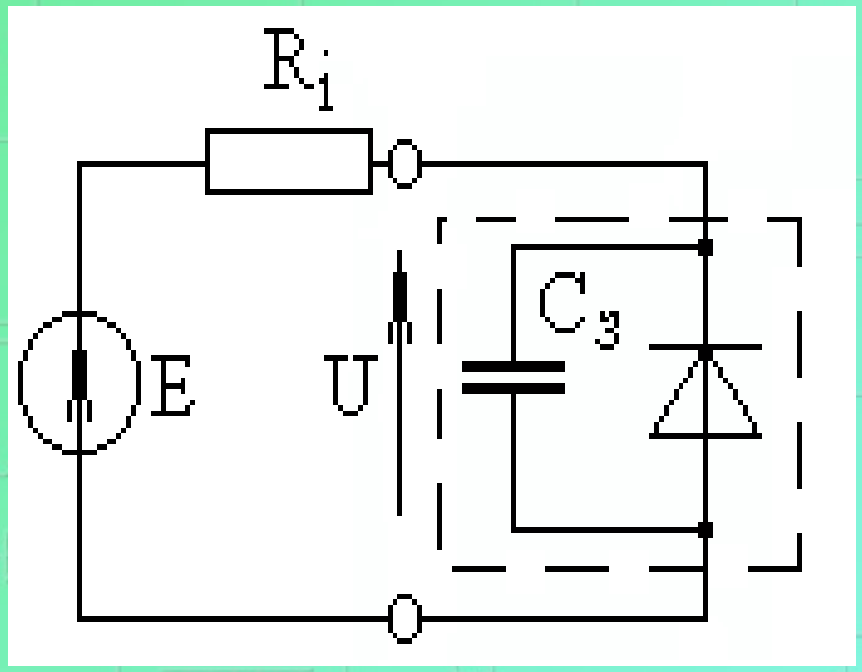
S - площадь p-n-перехода; *l* - длина p-n-перехода; ε - диэлектрическая проницаемость

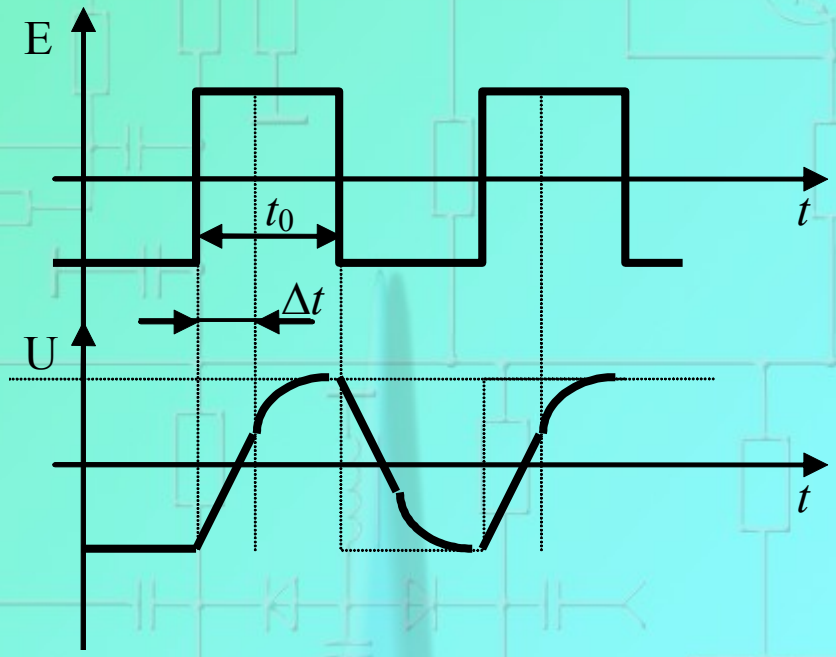




$$C_з = \frac{\varepsilon \cdot S}{l}$$

Влияние Сз на скорость переключения p-n-перехода из проводящего состояния в запертое





Зарядная ёмкость

зарядная емкость является *нелинейной* емкостью. Эта особенность находит практическое применение в специальных двухполюсных элементах - *варикапах - электрически управляемых емкостях*, которые можно использовать, например, для дистанционного переключения программ телевидения, когда изменяемая емкость варикапа, подключаемая параллельно резонансному контуру телевизионного приемника, меняет частоту настройки

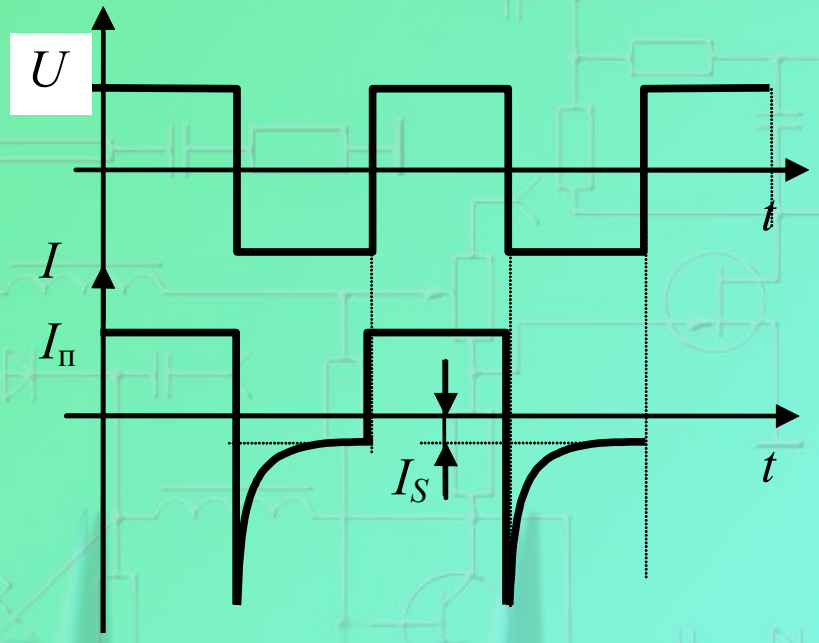
Диффузионная ёмкость

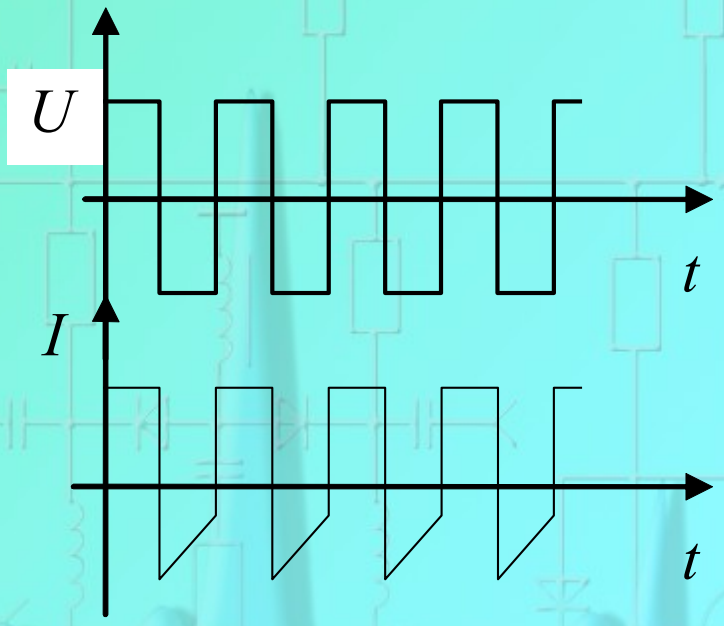
Диффузионная ёмкость - это виртуальная емкость, с помощью которой моделируют эффект конечного времени “рассасывания” неравновесного заряда неосновных носителей в высокоомной части p-n-перехода

Физически это означает, что в течение некоторого времени после смены напряжения с прямого на обратное через p-n-переход будет протекать обратный ток намного больше равновесного значения I_s

Проявление диффузионной ёмкости p-n-перехода

- а - при низкой скорости изменения сигнала;
- б - при высокой скорости изменения сигнала





Пробой p-n-перехода

Тепловой пробой

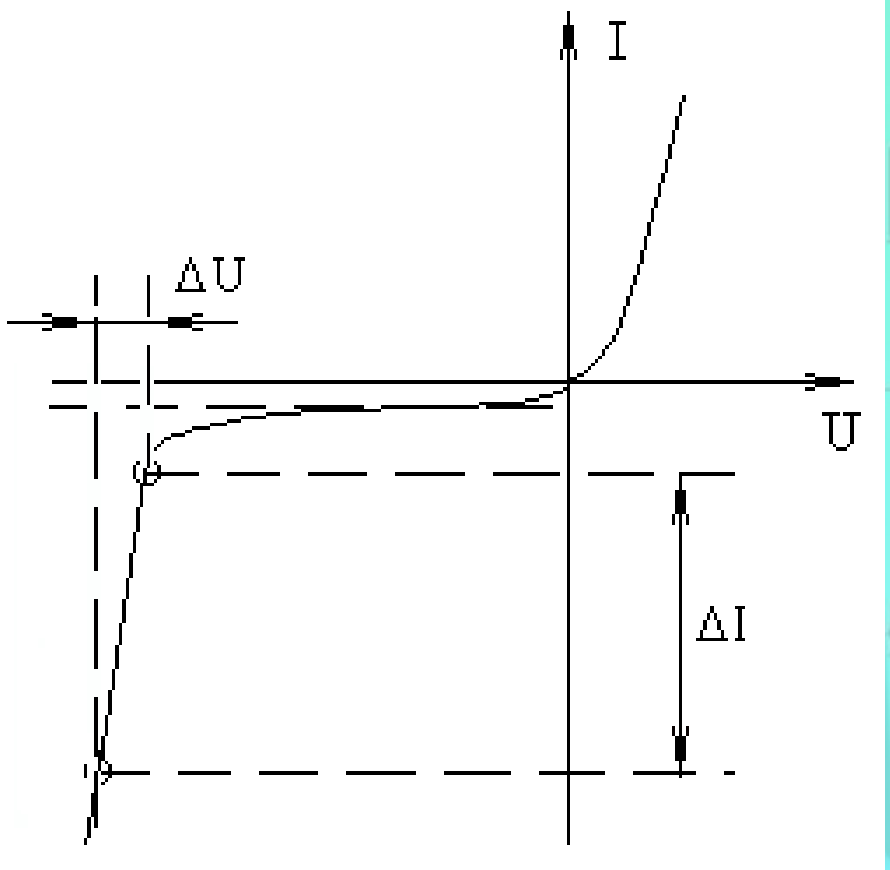
При протекании обратного тока на p-n-переходе выделяется мощность

$P = U_0 * I_0$.

Приводит к тепловому разрушению p-n-перехода

Пробой p-n-перехода

Электрический пробой

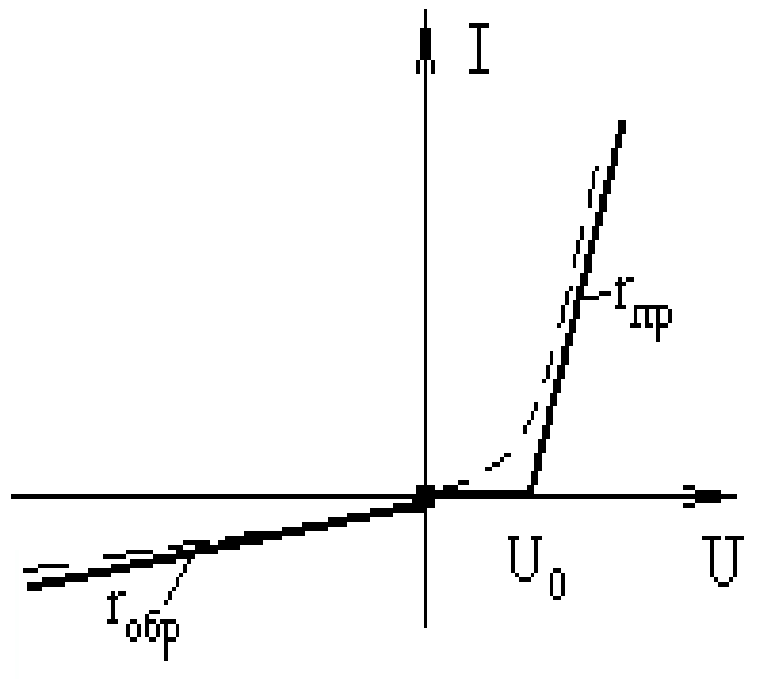


Математическая модель p-n-перехода

$$dI = \frac{1}{m\varphi_T} I_S e^{\frac{U}{m\varphi_T}} dU = \frac{I + I_S}{m\varphi_T} dU.$$

$$r = \left.\frac{dU}{dI}\right|_{\substack{U=U^0 \\ I=I^0}} = \frac{m\varphi_T}{I^0 + I_S}.$$

$$r_{\text{пр}} \approx \frac{m\varphi_T}{I^0}. \qquad r_{\text{обр}} = \frac{m\varphi_T}{I_S - I_0}$$

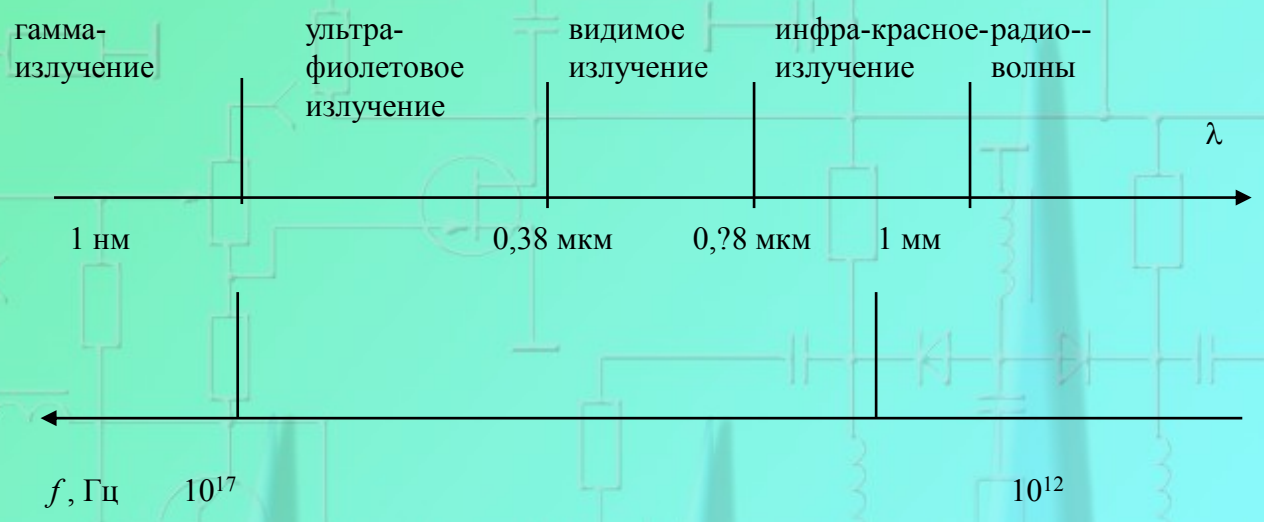


Основные элементы опто-электроники

- *управляемые источники излучения* и приборы на их основе – индикаторы для визуального отображения информации, устройства связи и передачи информации;
- *приемники излучения* – предназначены для преобразования оптического излучения в другие виды энергии.

Элементы оптоэлектроники

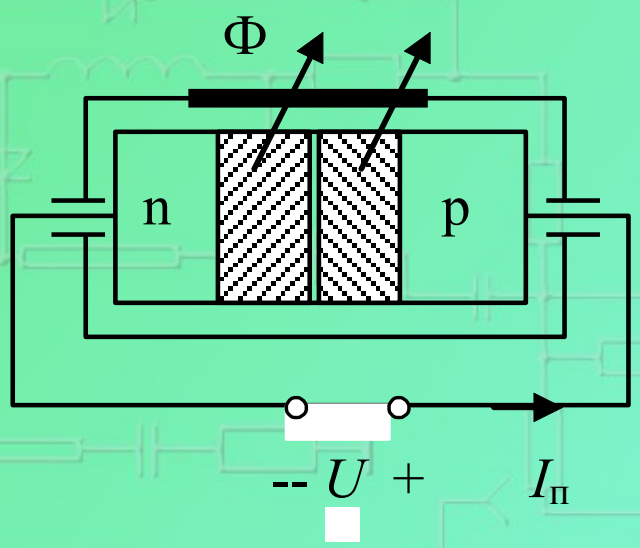
Оптоэлектронные приборы – это приборы, чувствительные к электромагнитному излучению в видимой, инфракрасной или ультрафиолетовой области спектра

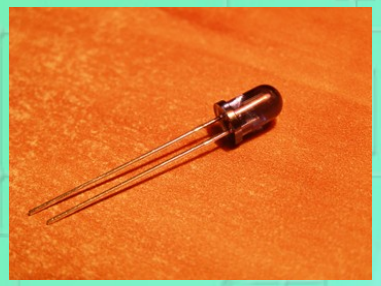


P-n-переход

- P-n-переход под воздействием оптического излучения может менять свое сопротивление при обратном включении, что позволяет использовать его в качестве оптически управляемого элемента - фотодиода.
- С другой стороны, при протекании через p-n-переход прямого тока при рекомбинации носителей возможно преобразование выделяющейся при этом энергии в световой поток. Такие элементы называются светодиодами.
- На разомкнутых концах фотодиода при его освещении появляется разность потенциалов - фотоЭДС, и такой фотодиод можно использовать как источник электрической энергии

Светодиоды





Физически рекомбинация означает исчезновение пары свободных носителей: электрон из зоны проводимости “падает” в валентную зону, теряя при этом полученную ранее энергию

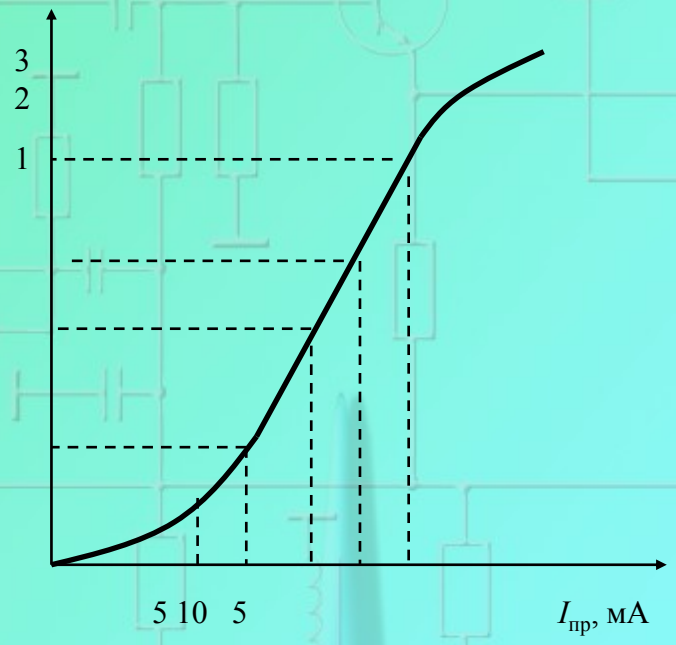
Длина волны

для получения излучения видимого спектра (0,38 ÷ 0,78) мкм, полупроводник должен иметь ширину запрещенной зоны ΔW > 1,7 эВ

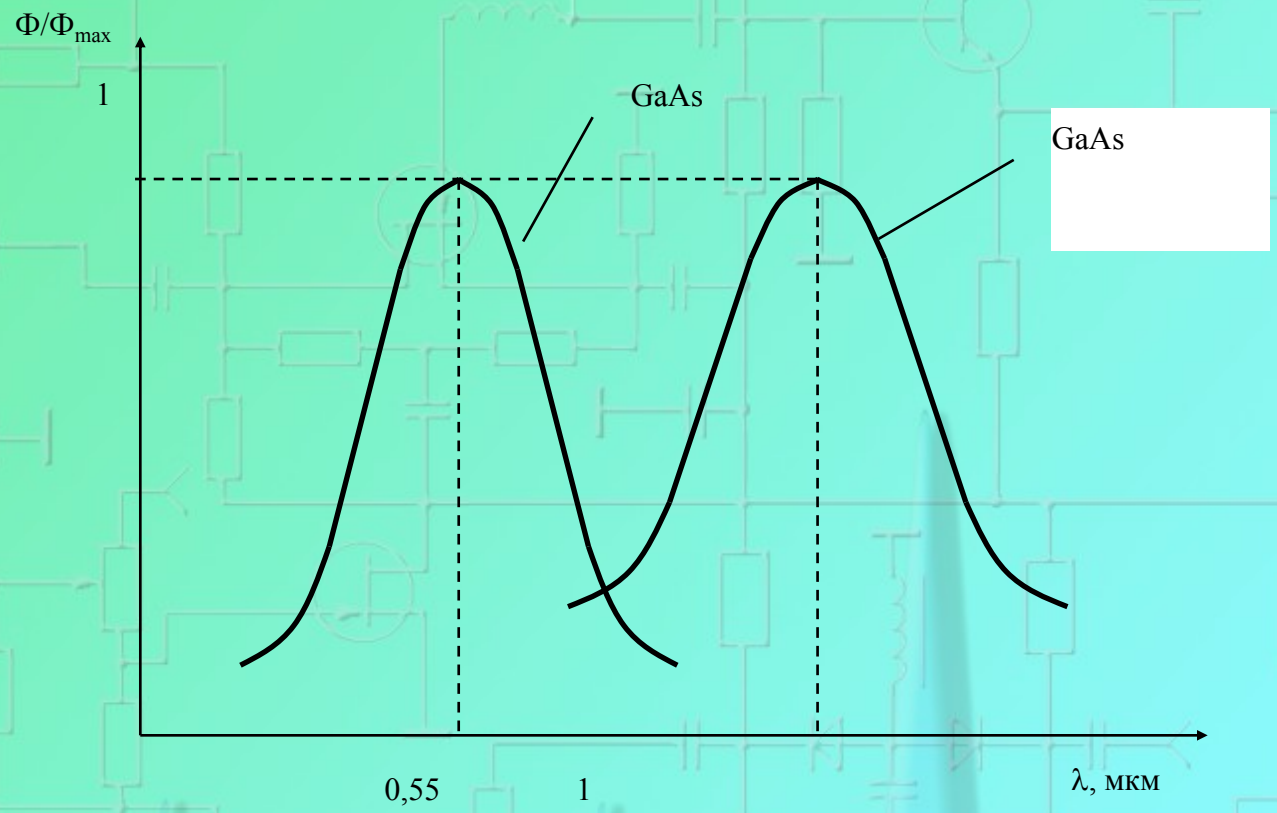
$$\lambda = \frac{1,23}{\Delta W}$$

Световые характеристики

Характеристикой светодиода, как источника света, является зависимость яркости от прямого тока, т.е. (яркостная характеристика) или зависимость силы света от прямого тока, т. е. (световая характеристика)



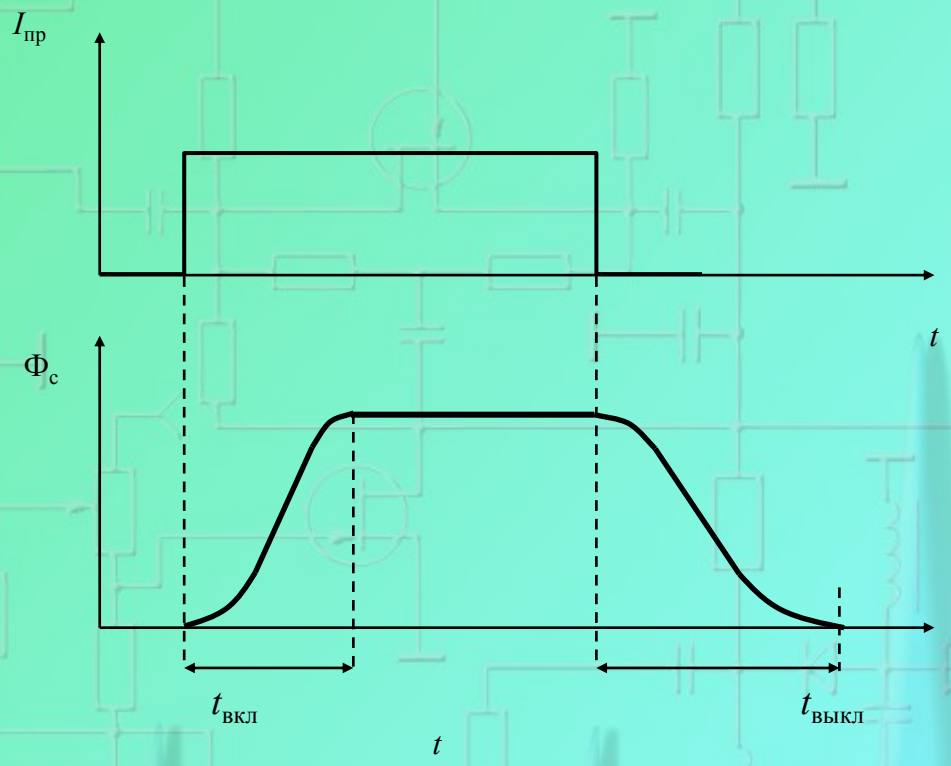
Спектральная характеристика



ВАХ

- Вольтамперная характеристика светодиода аналогична характеристике обычного выпрямительного диода, но так как для его изготовления используются материалы с большой шириной защищенной зоны, нижний предел рабочего напряжения (1,0 ÷ 3,5) В. Допустимые обратные напряжения значительно ниже, чем у выпрямительных диодов (4 ÷ 12) В

Переходные характеристики светодиода



Фотоприемники

- Предназначены для преобразования оптического излучения в электрическое.
- Фотоприемники строятся с использованием внутреннего и внешнего фотоэффекта

Фоторезисторы

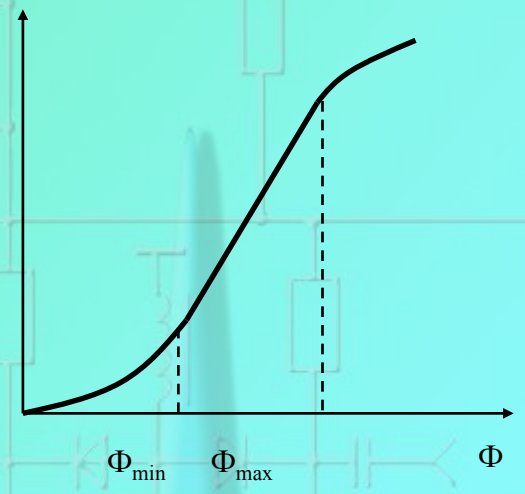
- В фоторезисторах используется эффект изменения концентрации свободных носителей под воздействием светового потока.
- энергия фотона $\varepsilon_Ф$ больше ширины запрещенной зоны $\varepsilon_З$

$$\lambda_{пад} = \frac{1,23}{\varepsilon_З}$$

Люкс-амперная характеристика фоторезистора

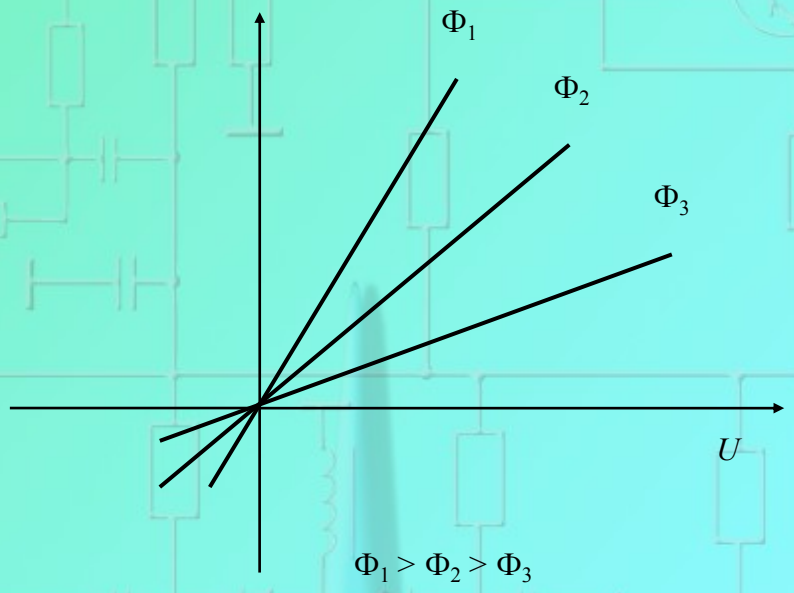
- Зависимость фототока от светового потока нелинейная

$$S = \left.\frac{I_{\Phi}}{\Phi}\right|_{U=1B}$$



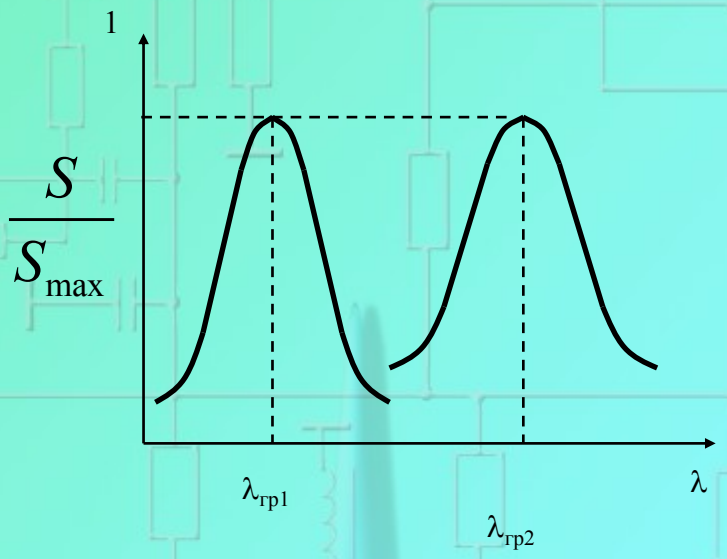
Вольт-амперная характеристика фоторезистора

Фоторезисторы имеют практически линейную вольтамперную характеристику при одном и том же световом потоке



Спектральная характеристика фоторезистора

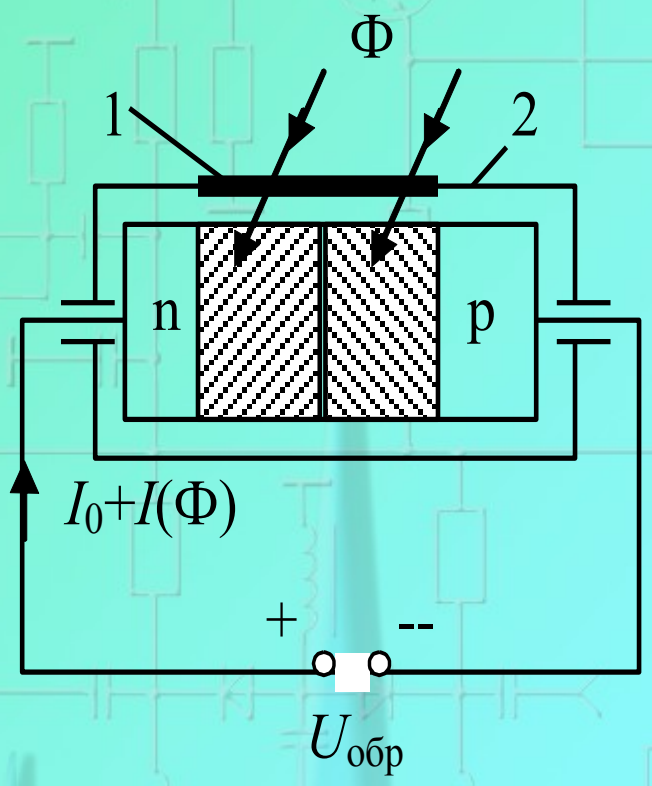
Спектральная характеристика определяет зависимость чувствительности от длины волны падающего света и имеет избирательный характер



Спектральная характеристика фоторезистора

Фотодиоды

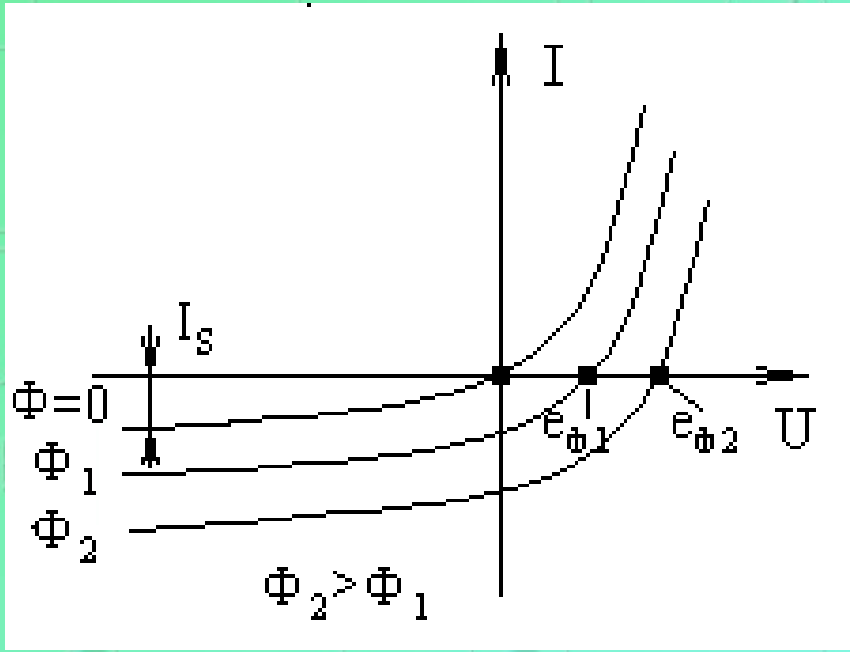
Если обеспечить доступ оптического излучения Ф на область p-n-перехода, то за счет энергии квантов света (значение которой зависит от длины волны воздействующего светового потока в области p-n-перехода возникнут дополнительные пары свободные носителей заряда (электрон-дырки)



Воздействие оптического излучения на p-n-переход

- В результате обратный ток p-n-перехода возрастает на величину фототока $I_ф=F(Ф)$.
- Появление дополнительных зарядов на границе раздела (дырок - в p-области, электронов - в n-области) приведет к понижению потенциального барьера и соответственно к увеличению диффузионной составляющей тока.

Вольт-амперная характеристика p-n-перехода при оптическом воздействии



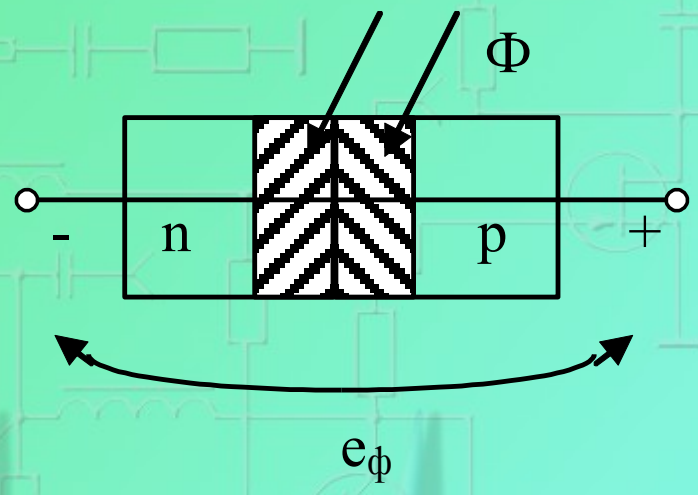
$$I = I_S\left(e^{\frac{U}{m\varphi_T}} - 1\right) - I_\phi(\Phi).$$

Включение

при обратном смещении такой p-n-переход может выполнять *функцию оптически управляемого элемента*: $I_ф = F(Ф, U_{обр})$

Генерация разности потенциалов под воздействием оптического излучения

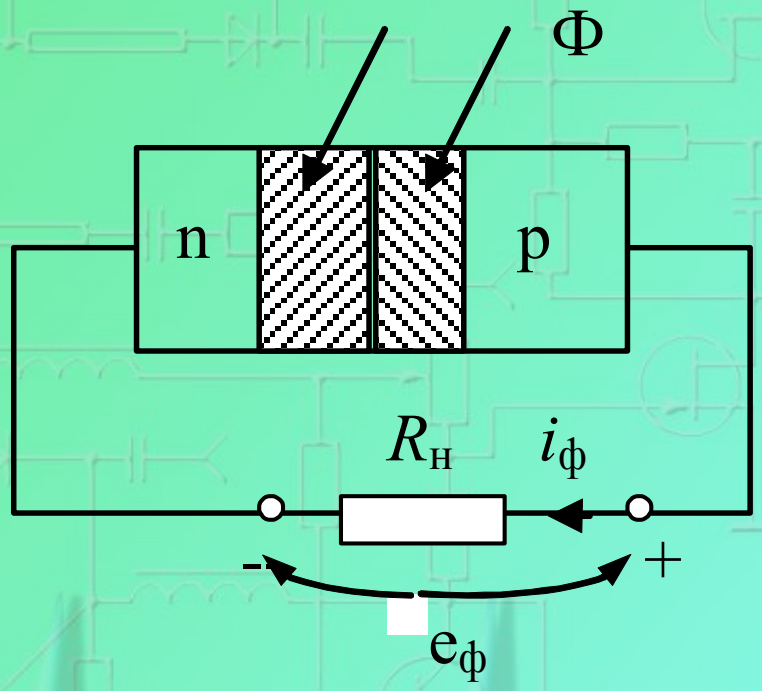
преобразователь энергии светового потока в электрическую энергию

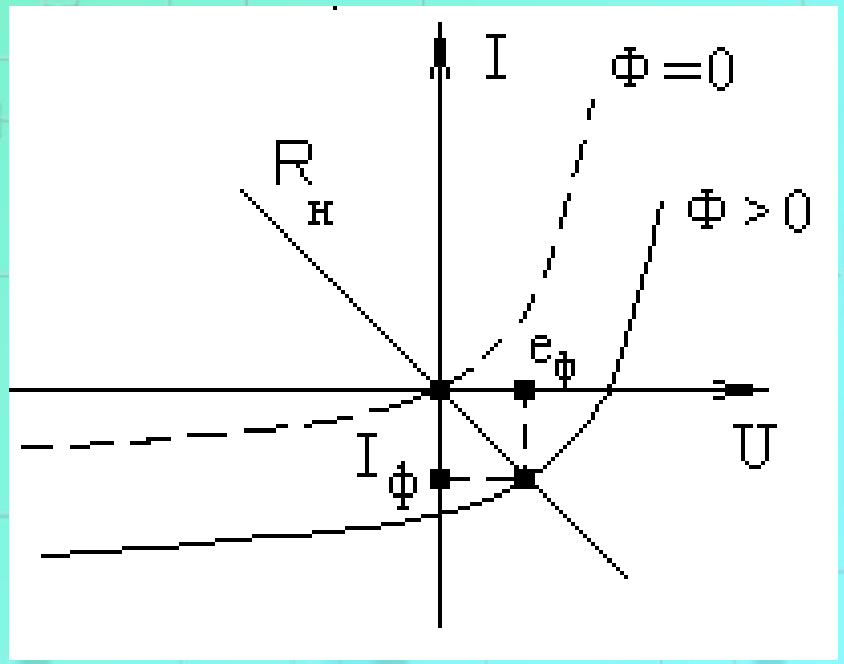


$$e_{\phi} = m\varphi_T \ln\left(\frac{I_{\phi}}{I_S} + 1\right).$$

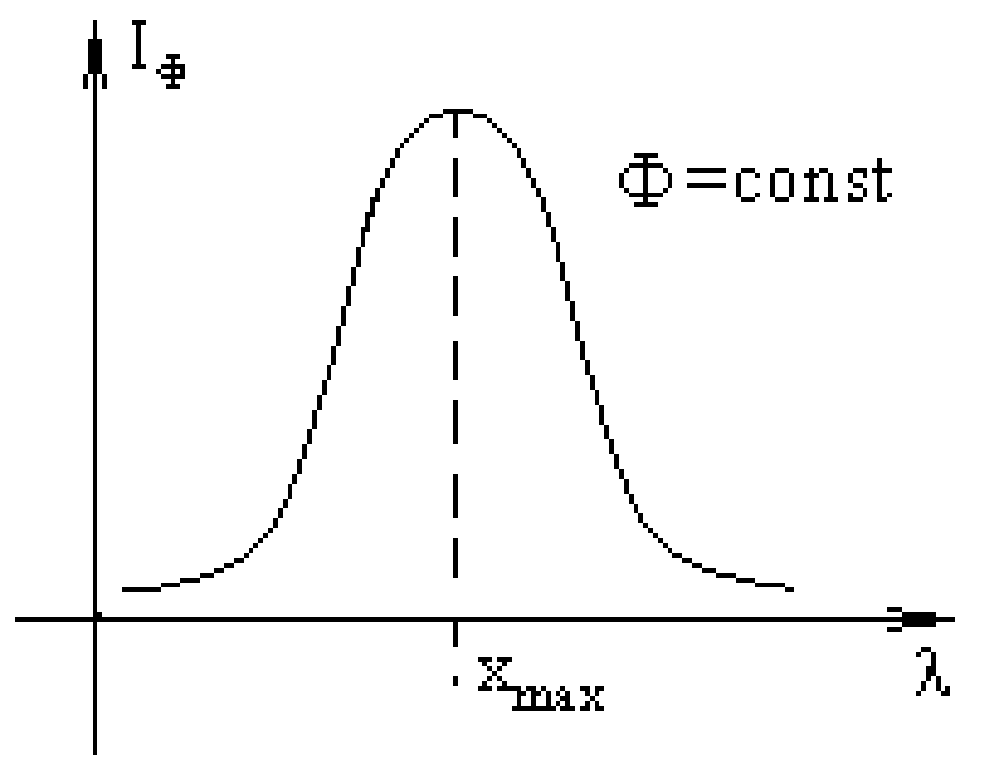
ФотоЭДС

элементы солнечных батарей

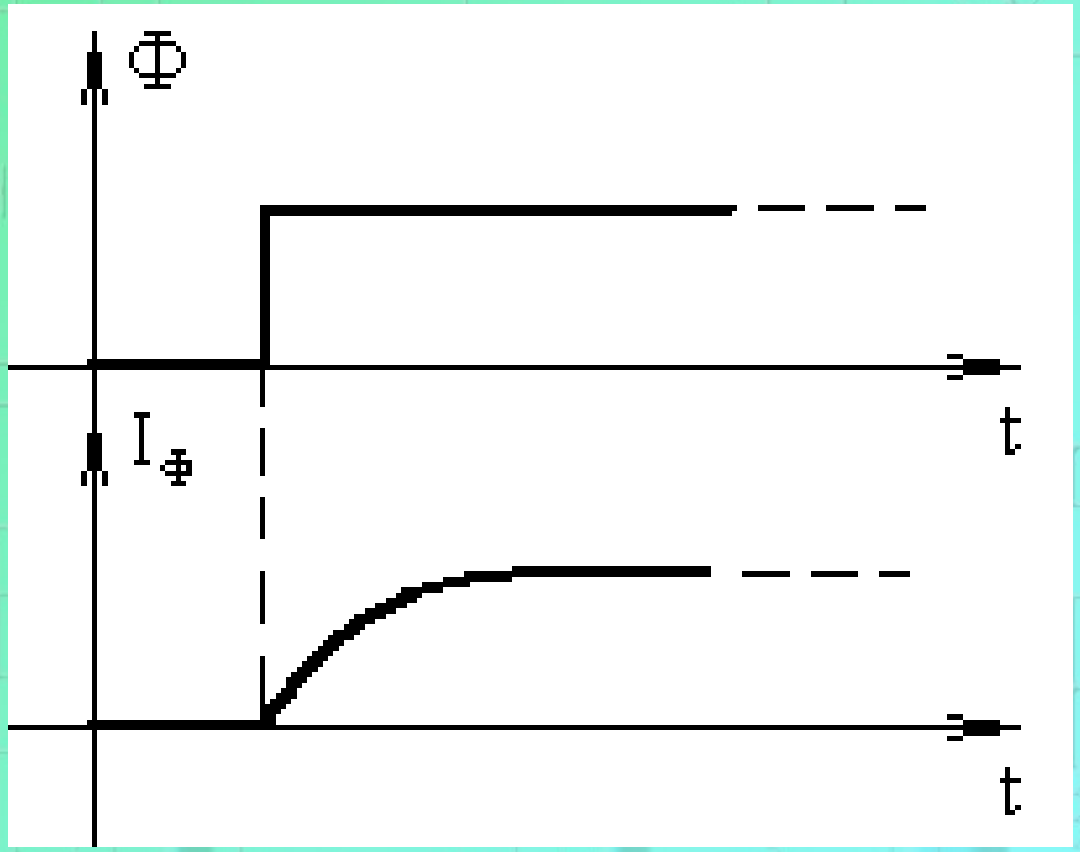




Спектральная характеристика светочувствительного p-n-перехода



Инерционный p-n-переход при оптическом воздействии

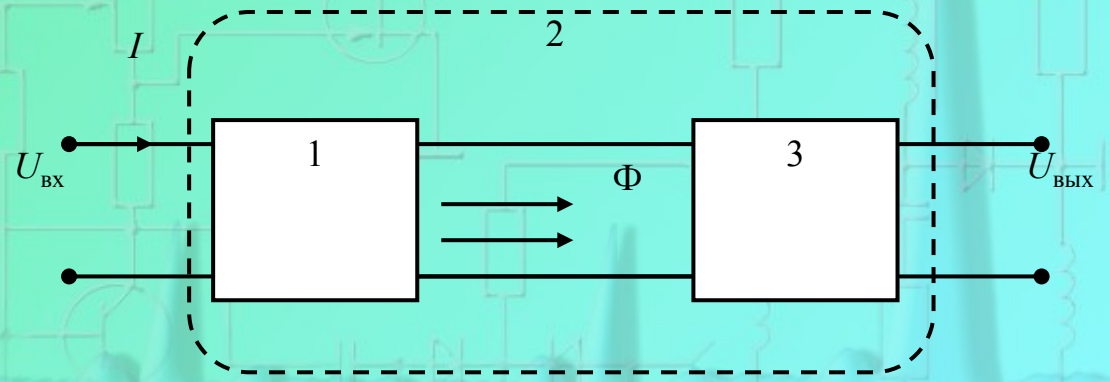


Оптроны

Сочетание фотоизлучателя и фоториемника получило название оптоэлектронной пары, а в последствии оптрон

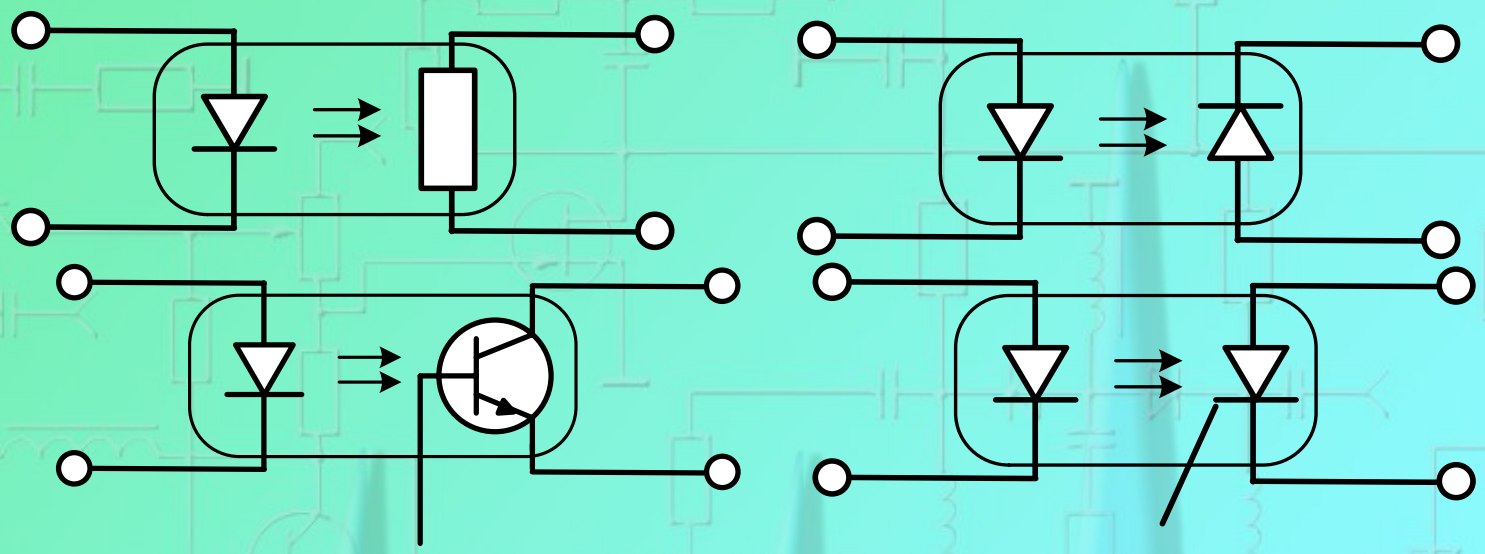
Структурная схема оптрона

Важным преимуществом оптронов является то, что в них входная и выходная цепь оптически связаны, а электрически изолированы между собой, имеют однонаправленную передачу информации, высокую помехоустойчивость канала передачи сигналов



Типы оптронов

Оптроны выпускаются в интегральном исполнении в виде отдельных микросхем: ОЭП – резисторные оптопары, АОД – диодные, АОТ – транзисторные

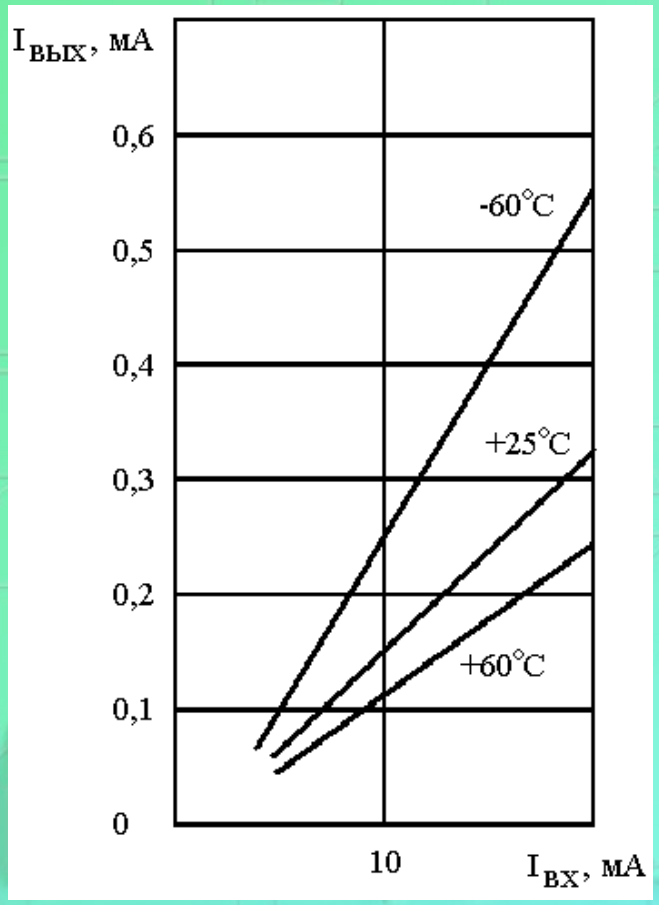


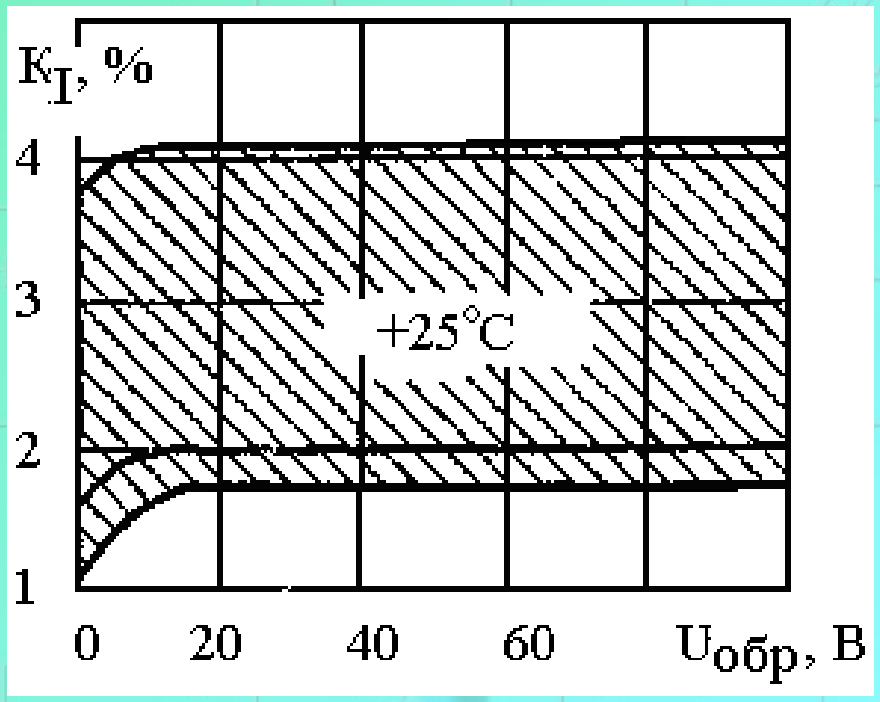
Статический коэффициент передачи

*I*вых – выходной ток фотодиода, *I*вх – входной ток светодиода

$$K_I \approx \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}} \cdot 100[\%]$$

Статические характеристики диодного оптрона





Характеристики

$$I_{\text{вых}} = h_{21Э} \cdot I_{БФ}$$

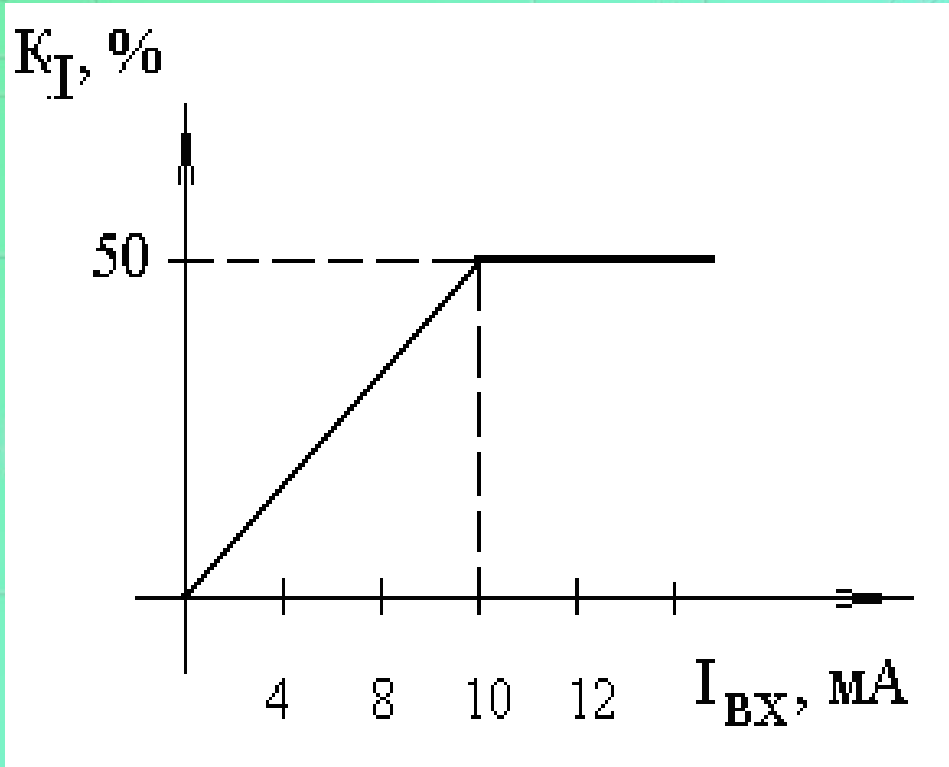
h21Э – коэффициент передачи тока базы транзистора, *I*БФ - генерируемый излучением фототок в базе транзистора.

Усредненная статическая передаточная характеристика транзисторного оптрона :

$$K_I = \frac{I_{\text{вых}} - I_{\text{вых}\,T}}{I_{\text{вх}}} \cdot 100$$

где *I*вых Т – темновой ток на выходе.

Передаточная характеристика



Биполярный транзистор

Oleg Stukach

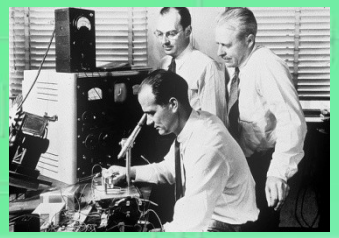
TPU, 30 Lenin Avenue, Tomsk, 634050, Russia E-mail: tomsk@ieee.org

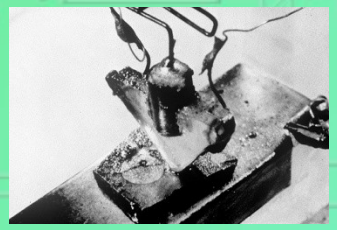
МНОГОПЕРЕХОДНЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Взаимодействие нескольких p-n-переходов позволяет выполнить электрически управляемые (усилительные) элементы, являющиеся основными компонентами современной электроники

Полупроводниковые триоды

- Полупроводниковый триод -три вывода
- Биполярный - в электропроводности участвуют два типа носителей: основные и неосновные
- Транзистор -электрически управляемый резистор, элемент электрически управляемые и способные работать как в непрерывном (линейном) режиме управления, так и в ключевом





Advantages of electron devices applying for communication and measurement systems

Биполярные транзисторы (БТ)

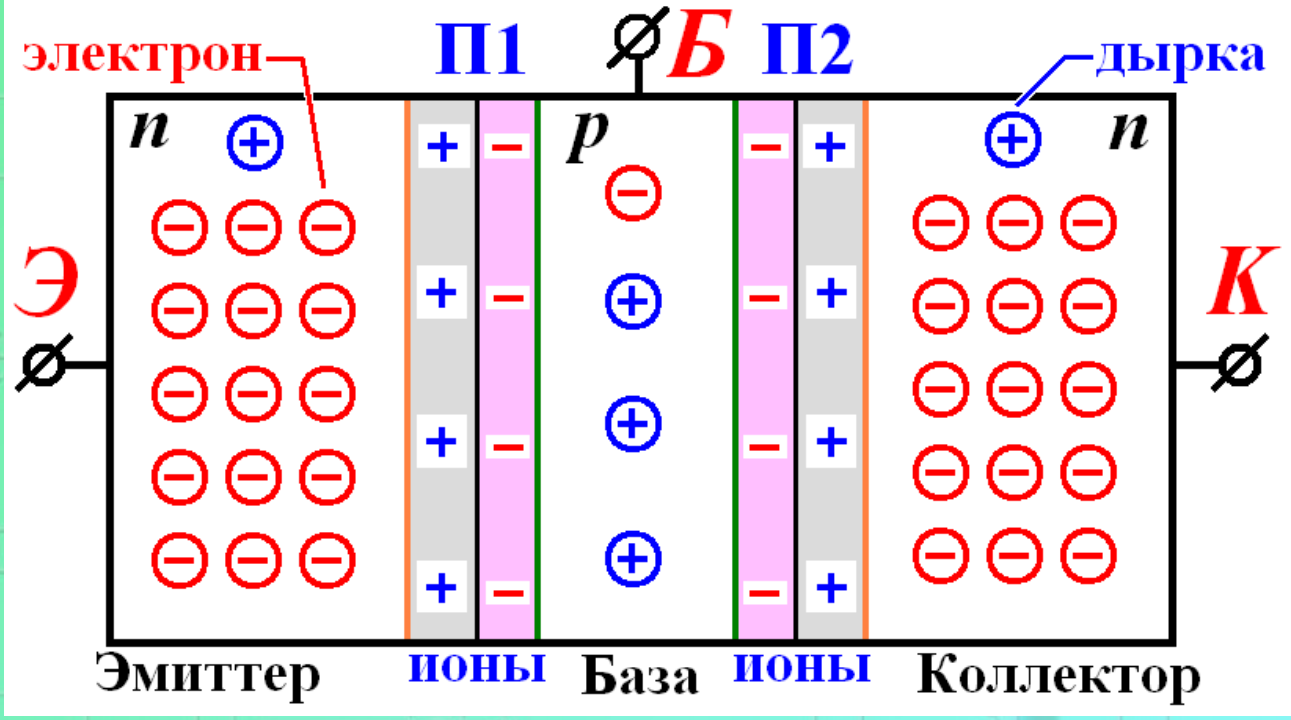
Тип транзистора с тремя слоями полупроводника, различают ***n-p-n*** и ***p-n-p*** транзисторы, где ***n*** (*negative*) – электронный тип примесной проводимости, ***p*** (*positive*) – дырочный. Основные носители заряда: электроны и дырки («би» – два); электроды эмиттер, база, коллектор.

Особенности транзистора:

- площадь ***p-n*** перехода коллектора больше, чем эмиттера;
- в базе мало носителей заряда, ее толщина невелика.

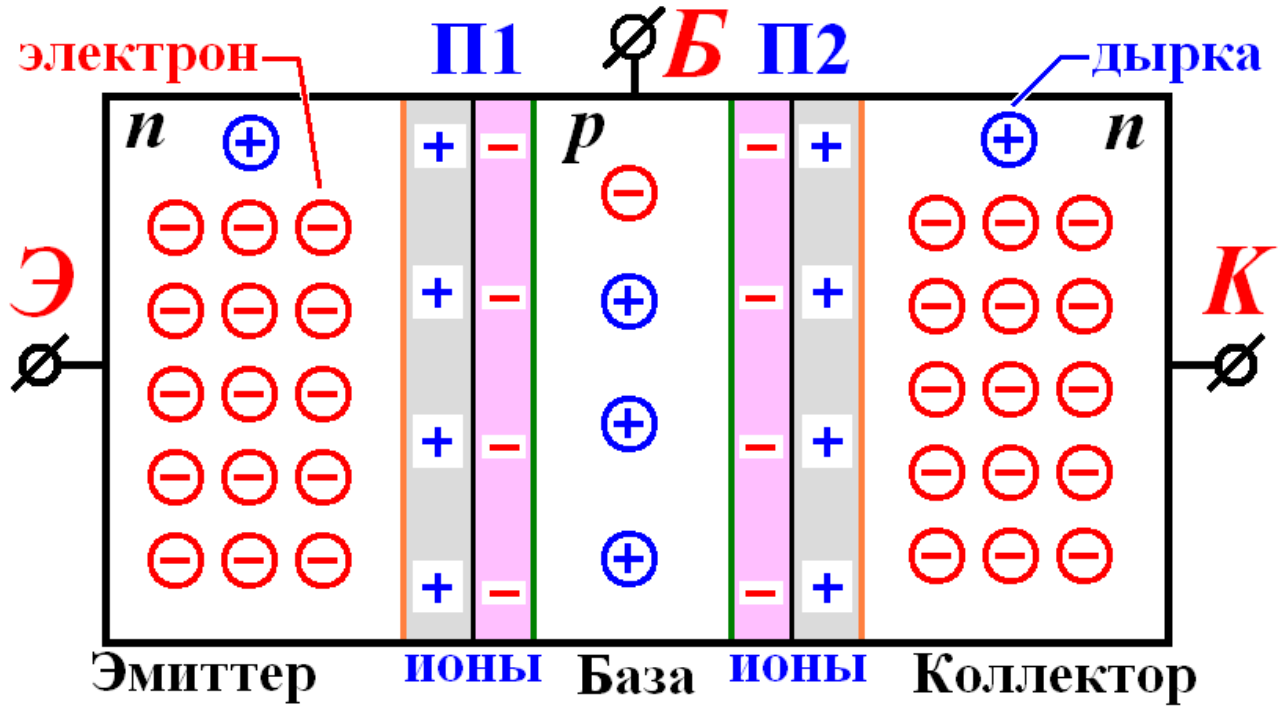
Биполярный транзистор основной элемент усилителей и интегральных микросхем (операционные усилители, транзисторно-транзисторная, диодно-транзисторная логика и т.д.).

Включение транзистора



Биполярный транзистор имеет три вывода: эмиттер (от “эмиссия”), коллектор (“собирать”), база (основание). Управляющим является переход база-эмиттер, а нагрузочная цепь включается или в цепь коллектор-база (схема с общей базой - ОБ), или в цепь коллектор-эмиттер (схема с общим эмиттером - ОЭ)

Включение транзистора

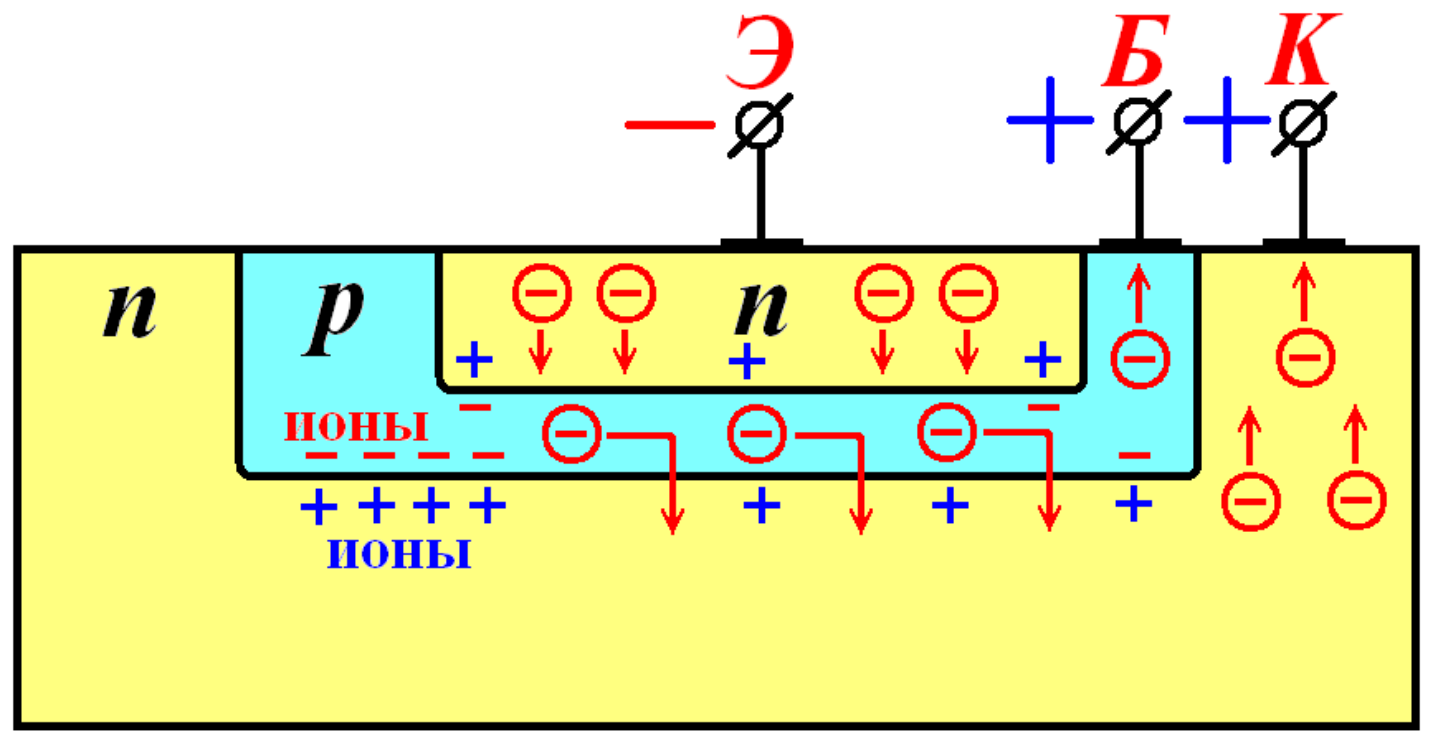


Эмиттер (Э), Коллектор (К): основные заряды электроны, не основные дырки;

База (Б): основные заряды дырки, не основные электроны; ***p-n*** переходы **П1**, **П2** образованы ионами полупроводника.

Advanced Electronic Devices Applying for communication and measurement systems

n-p-n



База вызывает электроны из эмиттера, но переход эмиттер – коллектор для них открыт (здесь они не основные заряды) и большая часть уходит в коллектор, совсем немного доходит до базы. За счет этого происходит усиление базового тока (ток коллектора).

Антисимметричность

Площадь перехода коллектор-база делается большей, чем эмиттер-база. В результате, если поменять коллектор и эмиттер местами (инверсное включение биполярного транзистора), то управляющие свойства сохраняются, но значительно ухудшатся

Активный режим работы *n*-*p*-*n* транзистора

Эмиттерный переход смещён в прямом направлении (открыт), коллекторный переход – в обратном направлении (закрыт). Электроны (основные заряды в эмиттере) проходят открытый переход эмиттер-база в базу. Часть электронов рекомбинирует с основными зарядами в базе (дырками). На электроны не действует потенциал коллектора, т.к. этот переход закрыт.

Двигаясь хаотически по узкой базе они случайным образом попадают в коллектор, поскольку в базе электроны не основные заряды и коллекторный переход для них открыт. Базу делают очень тонкой с малым количеством примесей, поэтому большая часть электронов из эмиттера попадает в коллектор.

Ток коллектора, почти равен току эмиттера, исключая небольшую потерю на рекомбинацию в базе (ток базы):

$$I_Э = I_К + I_Б - I_{КБ0}; \quad I_{КБ0} \approx 0.$$

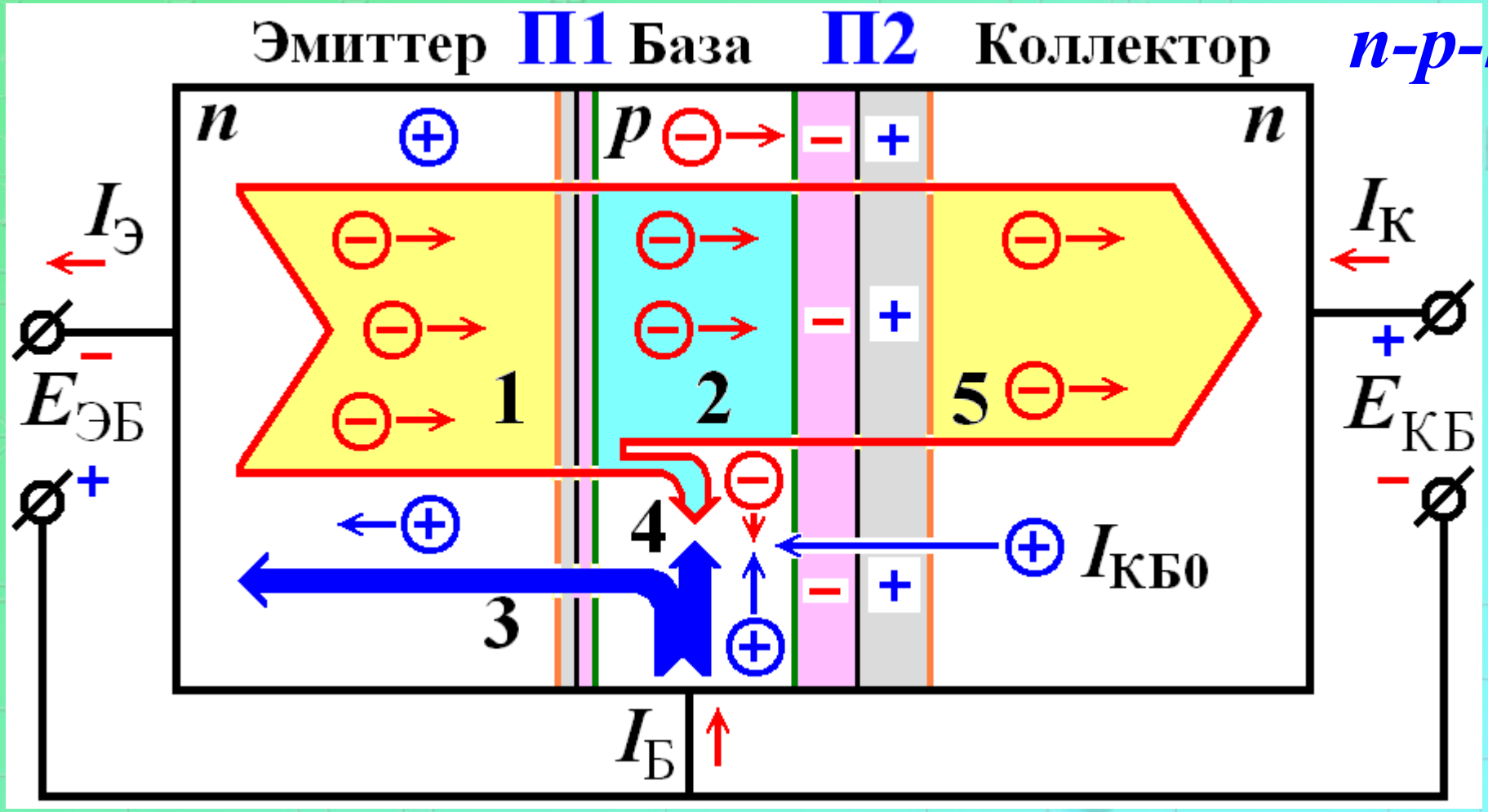
Обратный ток коллектора $\boldsymbol{I_{КБ0}}$ (не основные заряды) невелик. Коэффициент передачи тока эмиттера:

$$\alpha = \frac{I_К}{I_Э} = 0{,}9 \ldots 0{,}999;$$

α мало зависит от напряжения коллектор-база и база-эмиттер. Коэффициент усиления тока базы:

$$\beta = \frac{I_К}{I_Б} = \frac{\alpha}{1-\alpha} = 10 \ldots 1000.$$

Изменяя небольшой ток базы, можно управлять значительно большим током коллектора.



активный режим:

смещение эмиттерного перехода в прямом направлении, а коллекторного перехода – в обратном направлении.

Advanced electronic devices for communication and measurement systems

Обозначения на рисунке:

1 – инжекция электронов из источника питания $E_{ЭБ}$;

2 – диффузия электронов в базе;

3 – инжекция дырок в эмиттер, ***p-n*** переход открывается;

4 – рекомбинация электронов и дырок, ток базы;

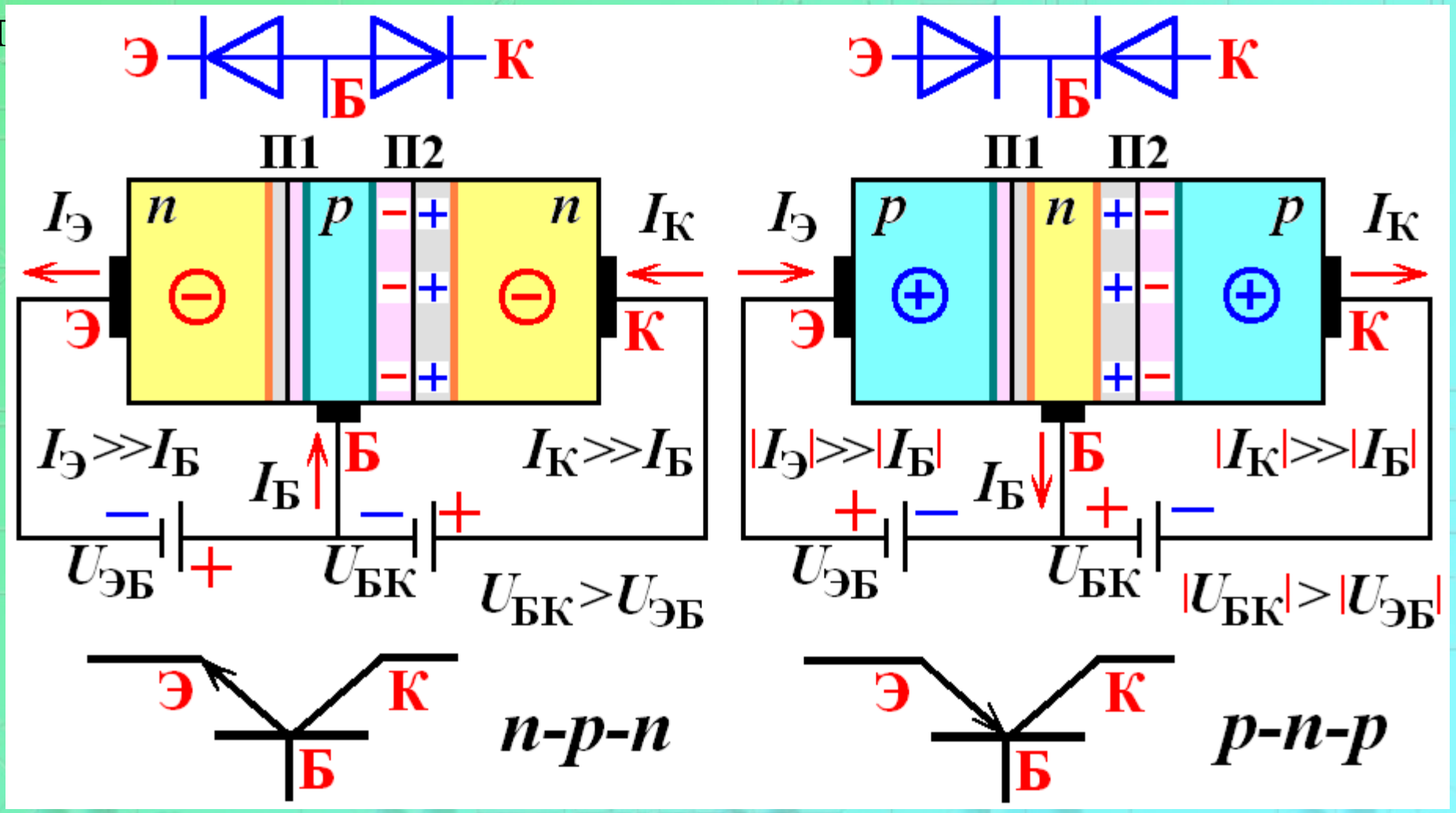
5 – экстракция (втягивание электронов) в коллектор под действием источника питания $E_{КБ}$, ток коллектора.

$E_{ЭБ}$ – источник питания своим потенциалом открывающий ***p-n*** переход **П1**;

$E_{КБ}$ – источник питания, закрывающий ***p-n*** переход **П2** для основных зарядов. Величина напряжения выбирается для усиления напряжения и мощности в нагрузке цепи коллектора.

Биполярные транзисторы *n-p-n* и *p-n-p* типа

Применение: усиление электрических сигналов

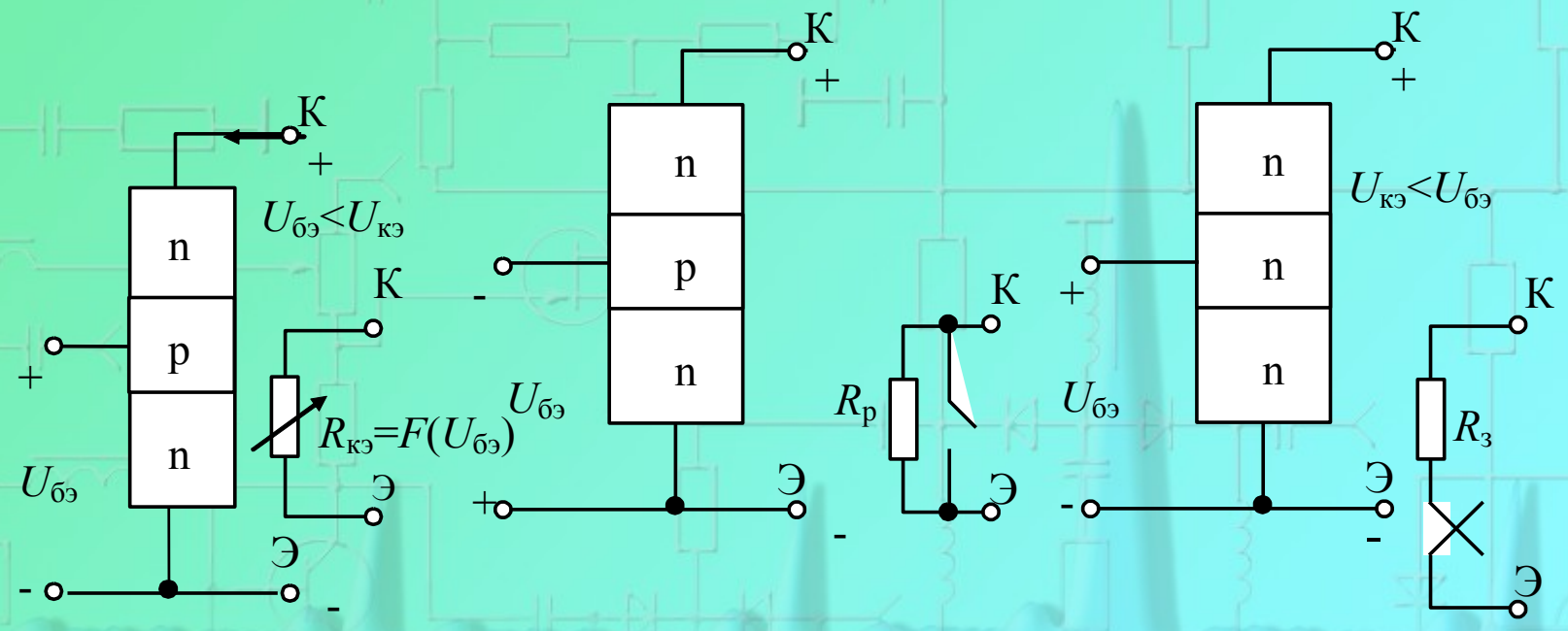


Режимы транзистора

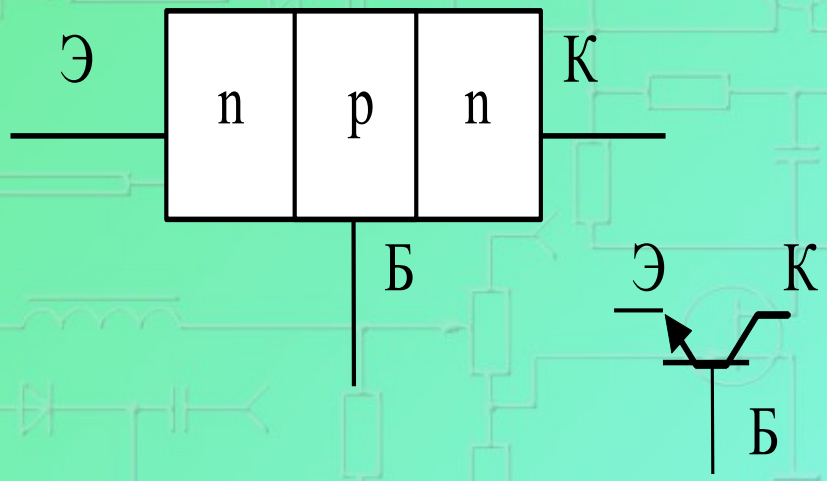
активный (линейный) режим - коллекторный переход заперт, эмиттерный - открыт;

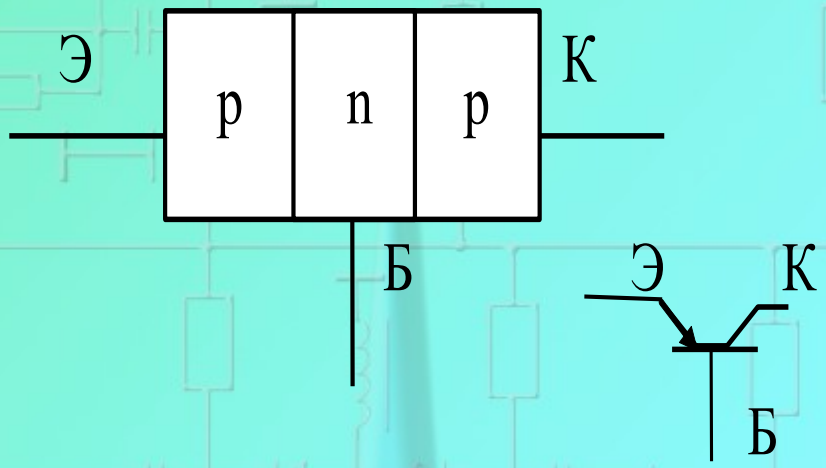
режим отсечки (разомкнутый ключ) - оба перехода заперты;

режим насыщения (замкнутый ключ) - оба перехода открыты



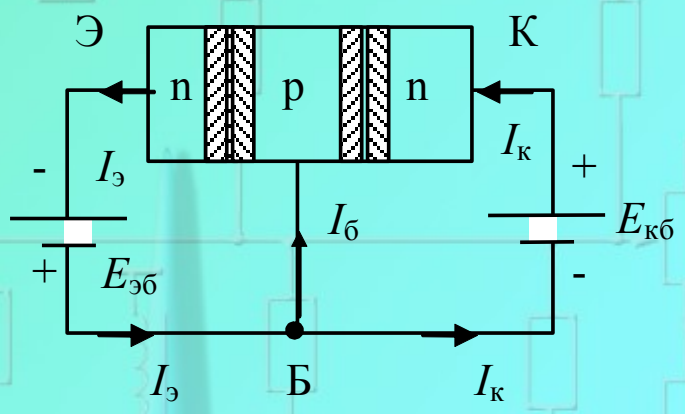
Схематическое изображение и условные обозначения





Активный режим работы биполярного транзистора

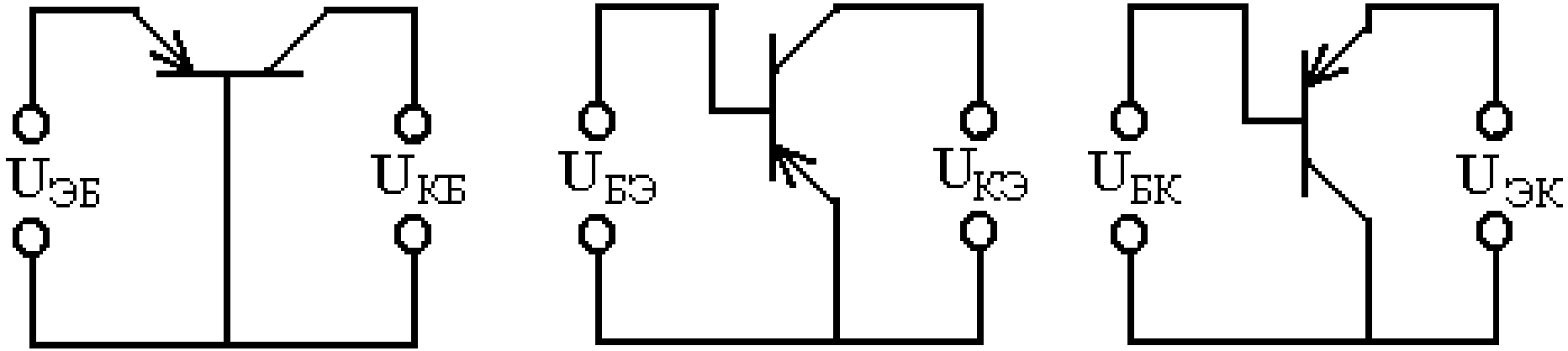
- *активном режиме*, как: *I*к=*C**(*I*э+ *I*ко), *I*э=*F*(*E*эб).
- С - часть электронов эмиттера, избежавших в слое базы рекомбинации и попавших в слой коллектора



биполярный транзистор является электрически управляемым элементом *I*к= *F*(*I*э) = *F*(*E*эб).

Схемы включения БТ:

с общей базой (ОБ),
общим эмиттером (ОЭ),
общим коллектором (ОК) .



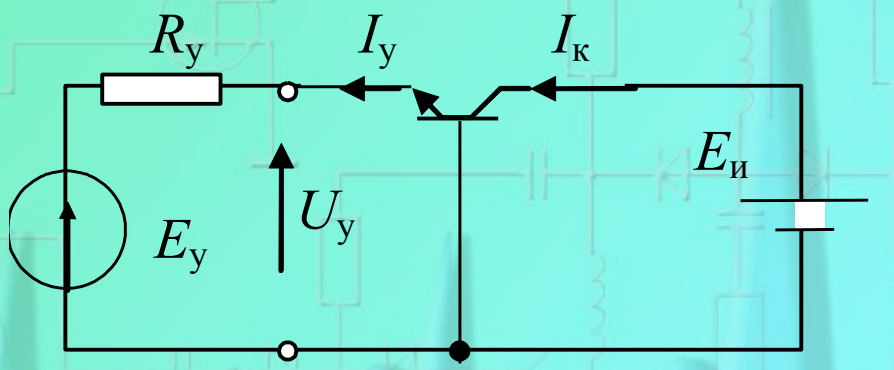
ОБ **ОЭ** **ОК**

Усиление

- Учитывая малость обратного тока (Iко→0) и близость к единице коэффициента С , можно считать: Iк ≈ Iэ.
- Так как напряжение источника Eкб (запирающего) может быть выбрано много больше, чем напряжение Eэб на открытом переходе (для кремния это около 0.7В), на основании (4.2) можно записать (P и = IкEкб) >> (P у =IэEэб),

Работа биполярного транзистора

Iк= *S***Eэб* + *Iко*, где S - коэффициент, называемый крутизной биполярного транзистора, имеющий размерность проводимости



Недостатки схемы с ОБ

Схема с ОБ, из-за которого эта схема в чистом виде практически не используется, является большая величина тока

$I_э = I_б + I_к$

$I_б << I_э$, $I_б << I_к$.

Схема с ОЭ

- Мощность, потребляемая от управляющего источника, *Р*у=*Е*бэ*I*б много меньше, чем в схеме с ОБ, благодаря чему схема с ОЭ является основной схемой, используемой на практике.

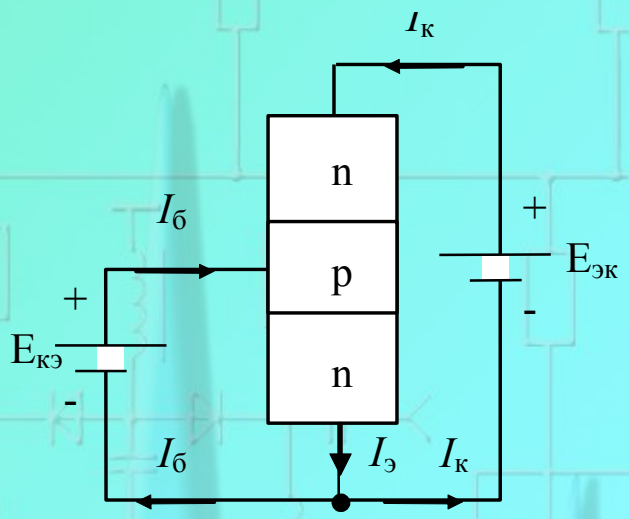


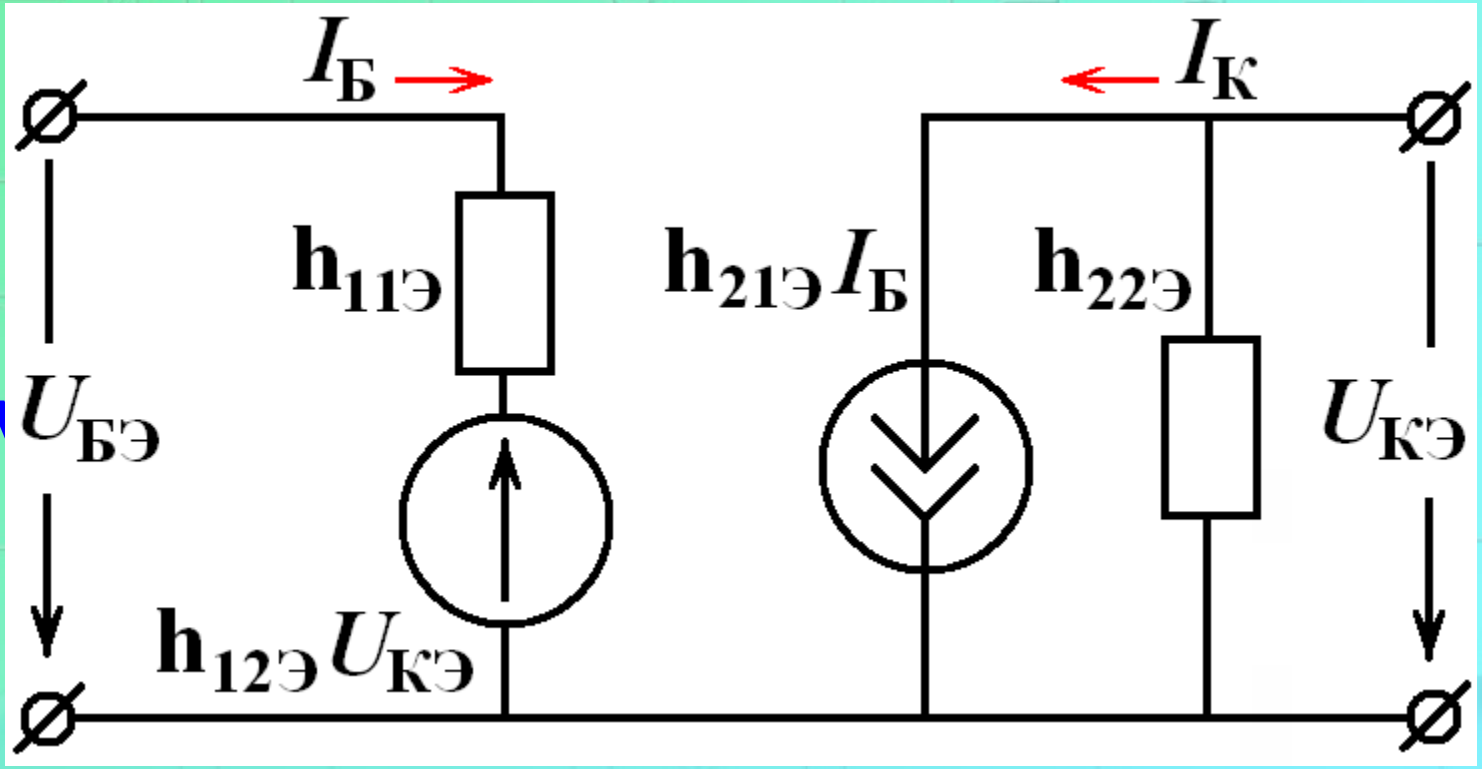
Схема с общим эмиттером

Схема применяется для усиления напряжения, тока, мощности

Эквивалентная схема БТ, система h-параметров

$$dU_{БЭ} = h_{11Э}\, dI_Б + h_{12Э}\, dU_{КЭ}$$
$$dI_К = h_{21Э}\, dI_Б + h_{22Э}\, dU_{КЭ}$$

Схем



h параметры схемы с общим эмиттером

$h_{11Э} = U_{БЭ}/I_Б$, при $U_{КЭ} = const$:
входное сопротивление транзистора переменному току при отсутствии выходного переменного напряжения.

$h_{12Э} = U_{БЭ}/U_{КЭ}$, при $I_Б = const$:
коэффициент обратной связи по напряжению – доля выходного переменного напряжения передаваемая на вход транзистора вследствие обратной связи в нем.

$h_{21Э} = I_К/I_Б$, при $U_{КЭ} = const$:
коэффициент усилия по току – усиление переменного тока транзистором при работе без нагрузки.

$h_{22Э} = I_К/U_{КЭ}$, при $I_Б = const$:
выходная проводимость переменного тока между коллектором и эмиттером.
Выходное сопротивление $R_{вых} = 1/h_{22Э}$.

Статические характеристики биполярного транзистора для активного режима

Статический режим работы транзистора – при отсутствии нагрузки в выходной цепи.

Статические характеристики связывают постоянные токи электродов с постоянными напряжениями на них,
это графически выраженные зависимости напряжения и тока входной цепи и выходной цепи (вольтамперные характеристики ВАХ).
Их вид зависит от способа включения транзистора.

Статический коэффициент передачи тока базы:

$$\beta = \frac{I_К}{I_Б};$$

$$I_Э = I_К + I_Б;$$

$$I_Б << I_Э, I_К.$$

статический коэффициент передачи $I_Э$:

$$\alpha = I_К / I_Э = I_К / I_К + I_Б = \frac{I_К / I_Б}{I_К / I_Б + 1} = \frac{\beta}{\beta + 1};$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}.$$

Примечание

Характеристики транзистора

$h_{11}=\Delta U_1/\Delta I_1$ – входное сопротивление транзистора при неизменном $U_{вых}$ ($\Delta U_2=0$);

$h_{21}=\Delta I_2/\Delta I_1$ – коэффициент передачи тока при неизменном $U_{вых}$ ($\Delta U_2=0$);

$h_{12}=\Delta U_1/\Delta U_2$ – коэффициент обратной связи по напряжению при неизменном $I_{вх}$ ($\Delta I_1=0$);

$h_{22}=\Delta I_2/\Delta U_2$ – выходная проводимость транзистора при неизменном $I_{вх}$ ($\Delta I_1=0$).

$$d\,U_1 = h_{11}\,d\,I_1 + h_{12}\,dU_2;$$

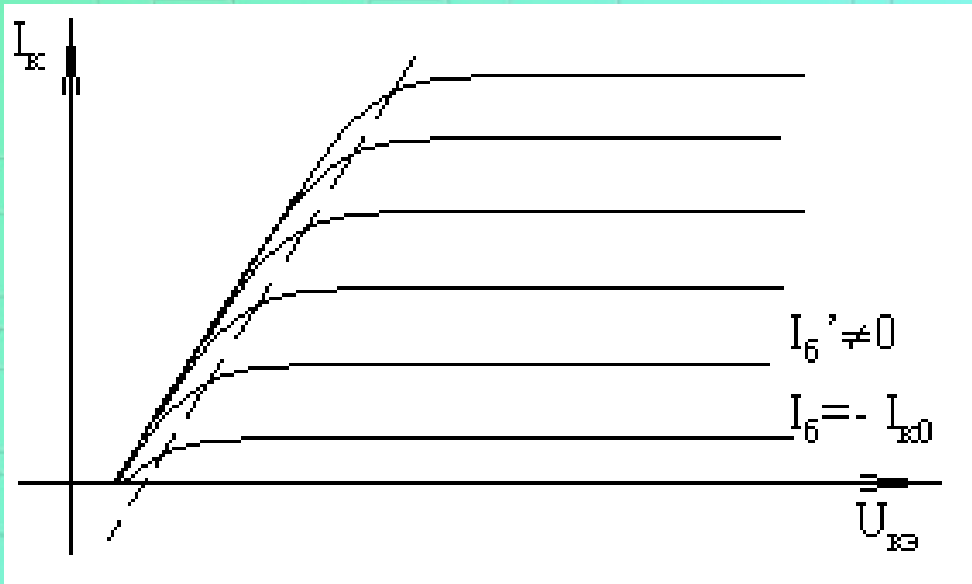
$$d\,I_2 = h_{21}\,d\,I_1 + h_{22}\,dU_2$$

Статический коэффициент передачи

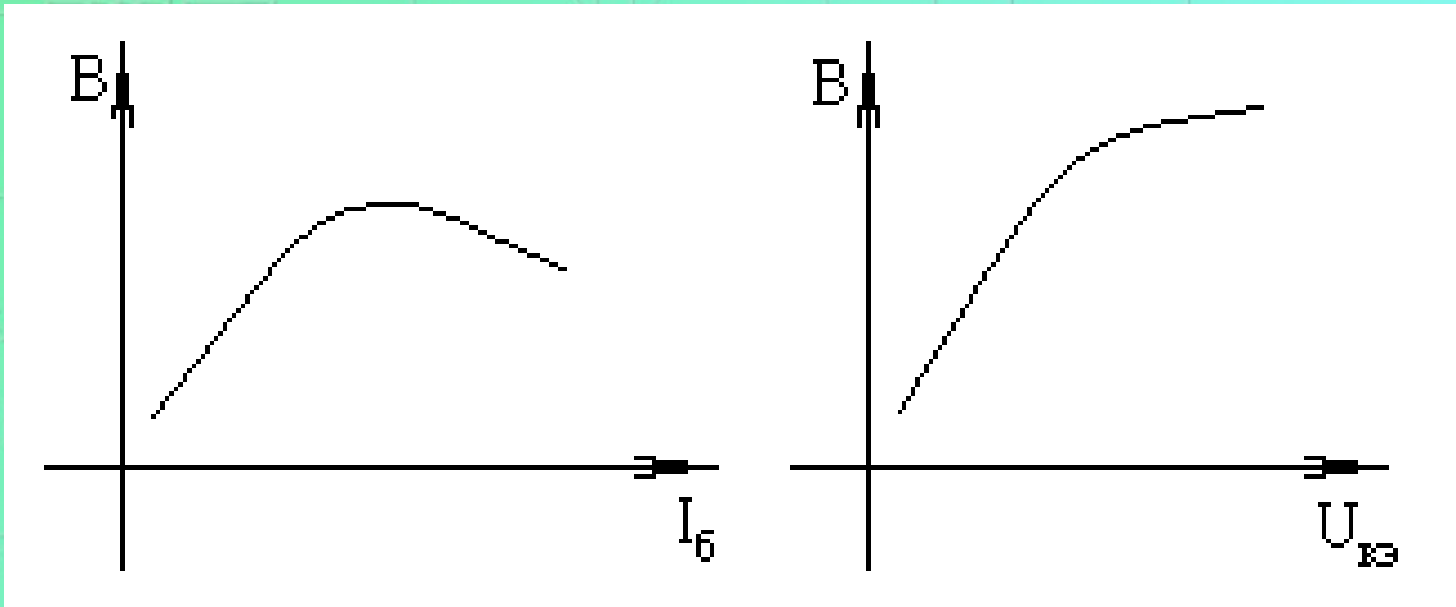
При *U*кб = 0, *I*ко = 0 получаем значения статических коэффициентов передачи соответственно токов эмиттера и базы

$$\bar{\lambda} = \left.\frac{I_к}{I_э}\right|_{U_{кб}=0}, \quad B = \left.\frac{I_к}{I_б}\right|_{U_{кэ}=U_{бэ}=0}$$

Типичный вид ВАХ биполярного транзистора с ОЭ

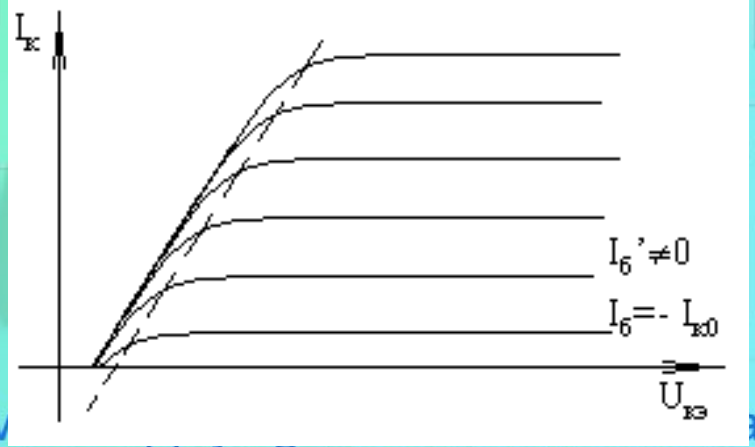


Типичные зависимости статического коэффициента тока базы от режима покоя



Режимы работы

- Пунктиром изображено геометрическое место точек, соответствующих равенству: *Uкэ*=*U*бэ (*U*кб=0).
- Левее этой кривой находится область насыщенного режима. Активный режим начинается при *I*б>0.
- При *I*б ≤ 0 имеет место режим отсечки. Минимально возможный ток коллекторов в режиме отсечки достигается при *I*б = -*I*ко, когда согласно *I*к=*I*ко.

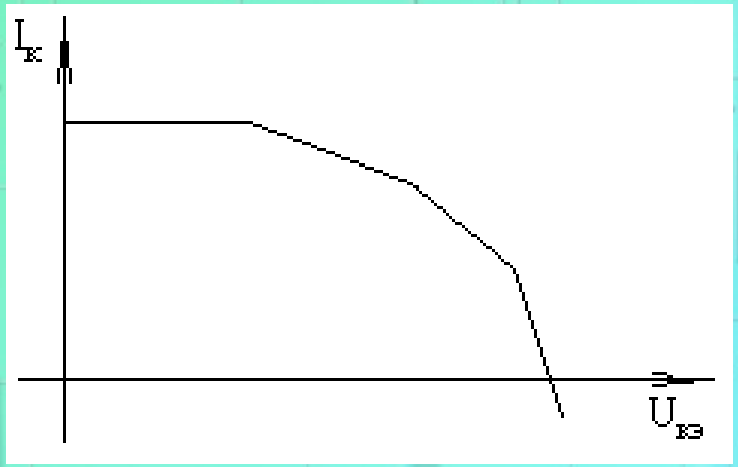


Инерционность биполярного транзистора

- Инерционность биполярного транзистора, как любого управляемого элемента, приводит к потере управляемости при быстрых изменениях тока управления.
- Причиной инерционности биполярного транзистора являются конечное время переноса зарядов от эмиттерного перехода к коллекторному и паразитные емкости указанных переходов. В активном режиме коллекторный переход заперт и в нем учитывается зарядная емкость. В открытом эмиттерном переходе превалирующее значение имеет диффузионная емкость.

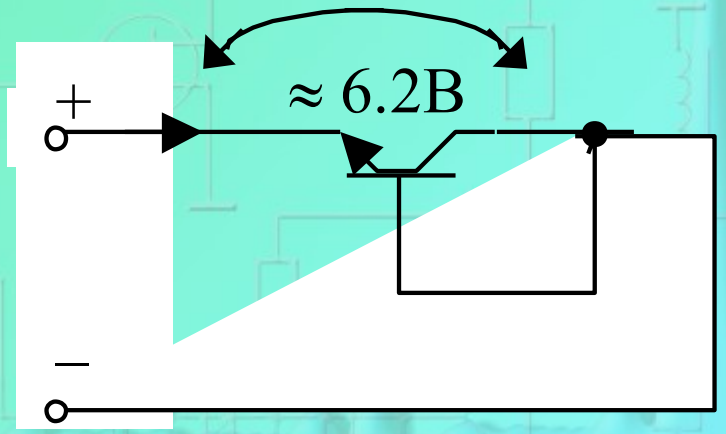
Пробой коллекторного перехода

- Типичный вид ОБР - область безопасной работы

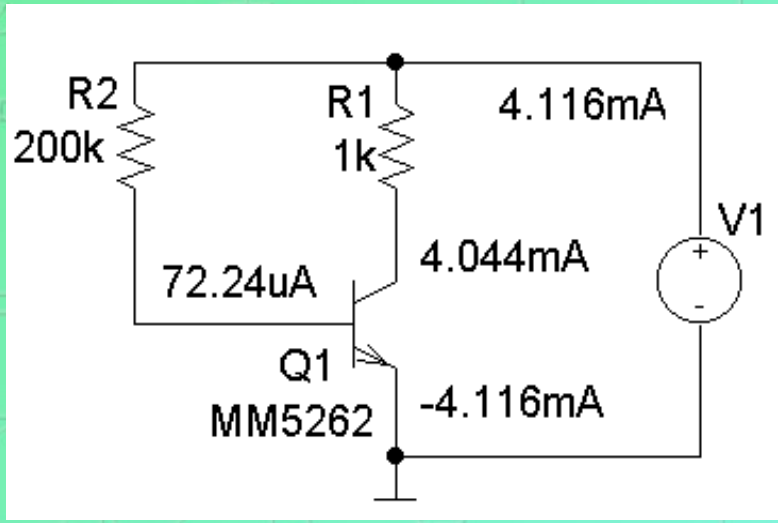


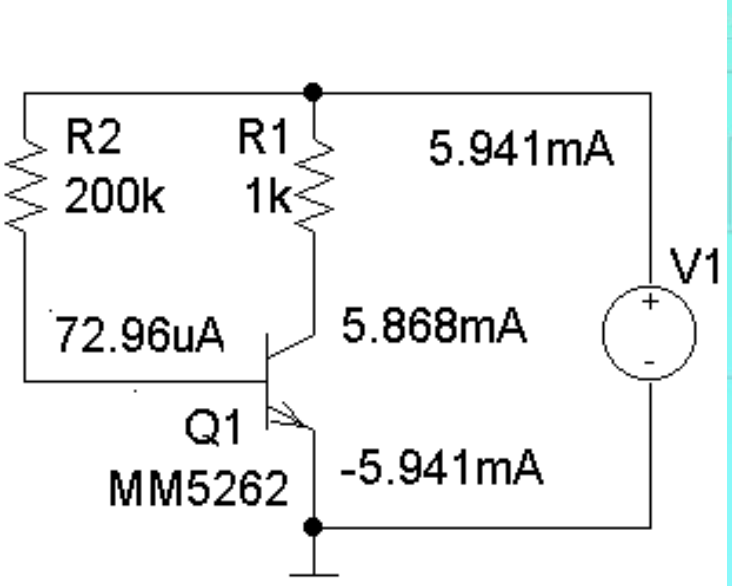
Пробой эмиттерного перехода

- Эмиттерный переход выдерживает обратные напряжения, не превышающие порядка 5 В. При больших значениях обратных напряжений наблюдается пробой с характеристикой, идентичной стабилитрону, с напряжением стабилизации порядка 6.5 В.



Нелинейная модель биполярного транзистора





Линеаризованная модель биполярного транзистора

*I*к= *F*(*I*б, *U*кэ), *U*бэ= *F*(*I*б, *U*кэ)

Разлагая в ряд Тейлора относительно некоторого режима покоя *I*б0, *I*к0, *U*кэ0, *U*бэ0 получаем линеаризованное уравнение

$$dI_{\text{к}} = \frac{\partial I_{\text{к}}}{\partial I_{\text{б}}} dI_{\text{б}} + \frac{\partial I_{\text{к}}}{\partial U_{\text{кэ}}} dU_{\text{кэ}}$$

$$dU_{\text{бэ}} = \frac{\partial U_{\text{бэ}}}{\partial I_{\text{б}}} dI_{\text{б}} + \frac{\partial U_{\text{бэ}}}{\partial U_{\text{кэ}}} dU_{\text{кэ}}$$

Линеаризованная модель биполярного транзистора

$$dI_{к} = \beta dI_{б} + \frac{1}{r_{кэ}} dU_{кэ}$$

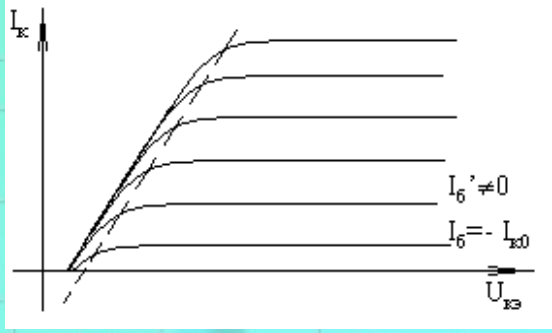
$$dU_{бэ} = r_{эб} dI_{б} + \gamma dU_{кэ}$$

$$\frac{\partial I_{к}}{\partial I_{б}} = \beta \qquad \frac{\partial I_{к}}{\partial U_{кэ}} = \frac{1}{r_{кэ}} \qquad \frac{\partial U_{бэ}}{\partial I_{б}} = r_{эб} \qquad \frac{\partial U_{бэ}}{\partial U_{кэ}} = \gamma$$

Физический смысл коэффициентов

- дифференциальный коэффициент усиления тока базы

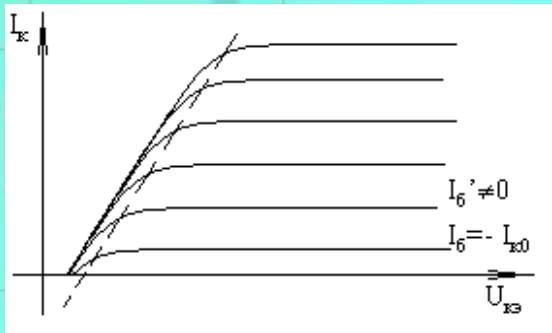
$$\beta = \left.\frac{dI_k}{dI_б}\right|_{\substack{dU_{кэ}=0 \\ (U_{кэ}=U^0_{кэ})}}$$



Физический смысл коэффициентов

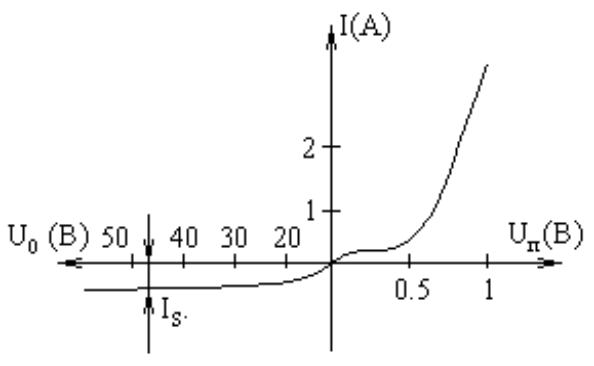
- дифференциальное выходное (внутреннее) сопротивление

$$r_{кэ} = \left.\frac{dU_{кэ}}{dI_k}\right|_{\substack{dI_б=0 \\ (I_б=I_б^0)}}$$



Физический смысл коэффициентов

$$r_{эб} = \left.\frac{dU_{бэ}}{dI_б}\right|_{dU_{кэ}=0}$$



Физический смысл коэффициентов

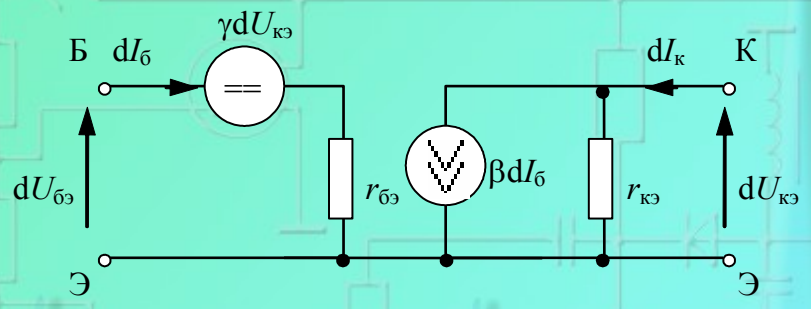
- коэффициент обратной связи по напряжению

$$\gamma = \left.\frac{dU_{бэ}}{dU_{кэ}}\right|_{dI_б = 0}$$

Линеаризованная электрическая модель

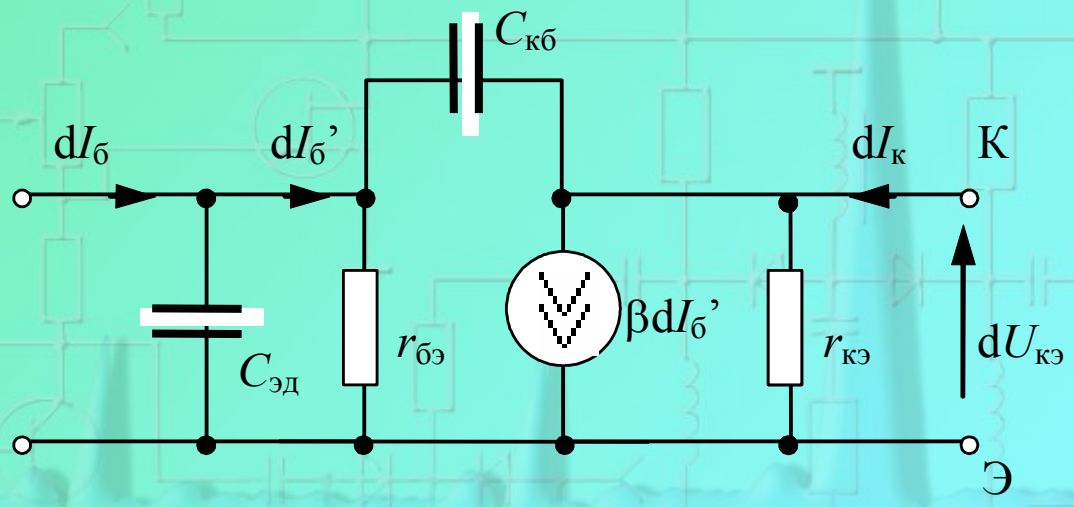
$$dI_{\text{к}} = h_{21} dI_{\text{б}} + h_{22} dU_{\text{кэ}}$$

$$dU_{\text{бэ}} = h_{11} dI_{\text{б}} + h_{12} dU_{\text{кэ}}$$



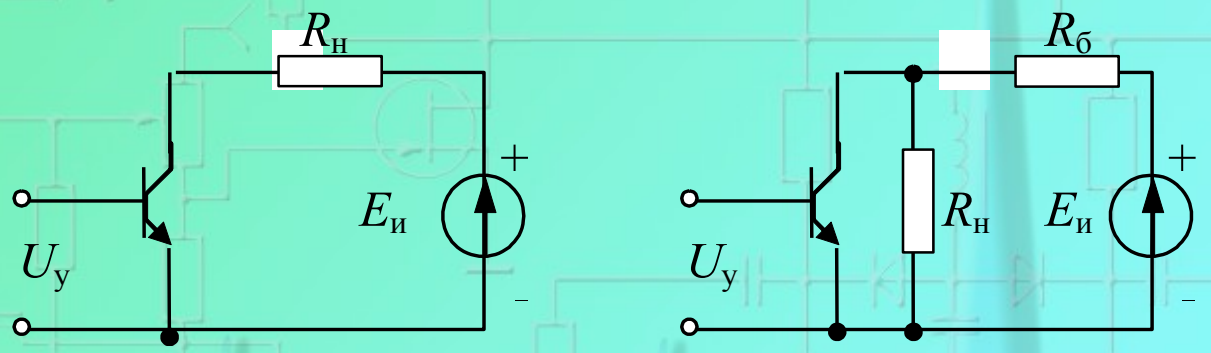
Инерционность биполярного транзистора в активном режиме

- диффузионной емкости открытого эмиттерного перехода Сэд и зарядной емкости коллекторного перехода Скз

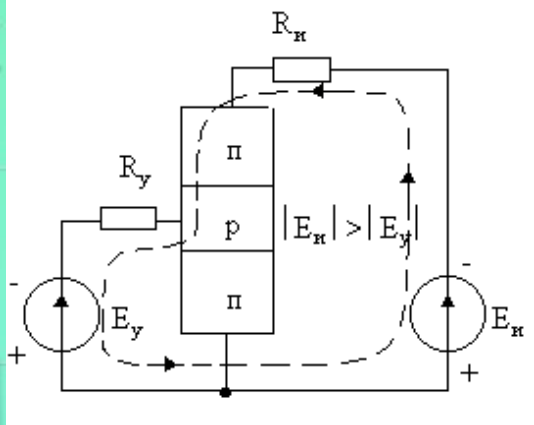


Ключевой режим биполярного транзистора

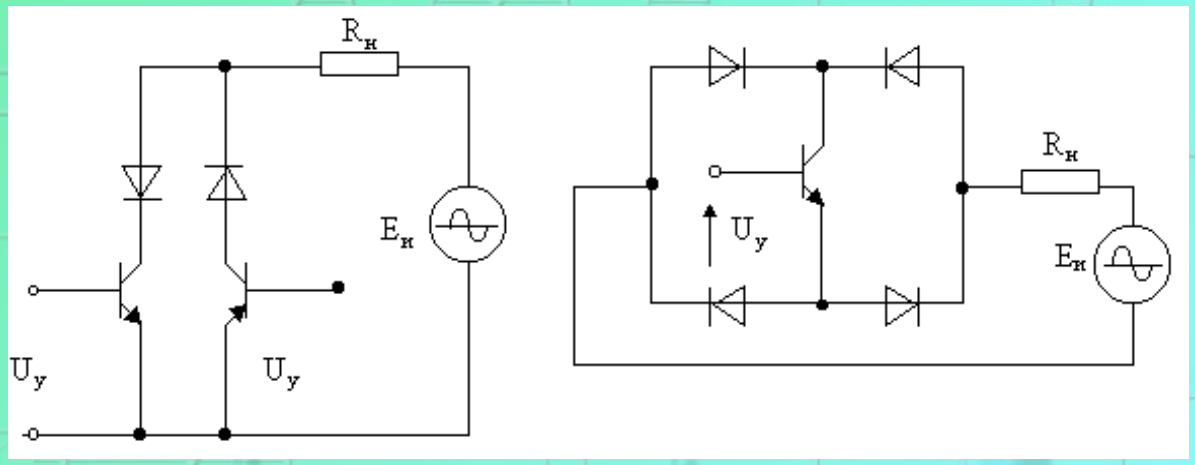
- Схема последовательного (а) и параллельного (б) ключа



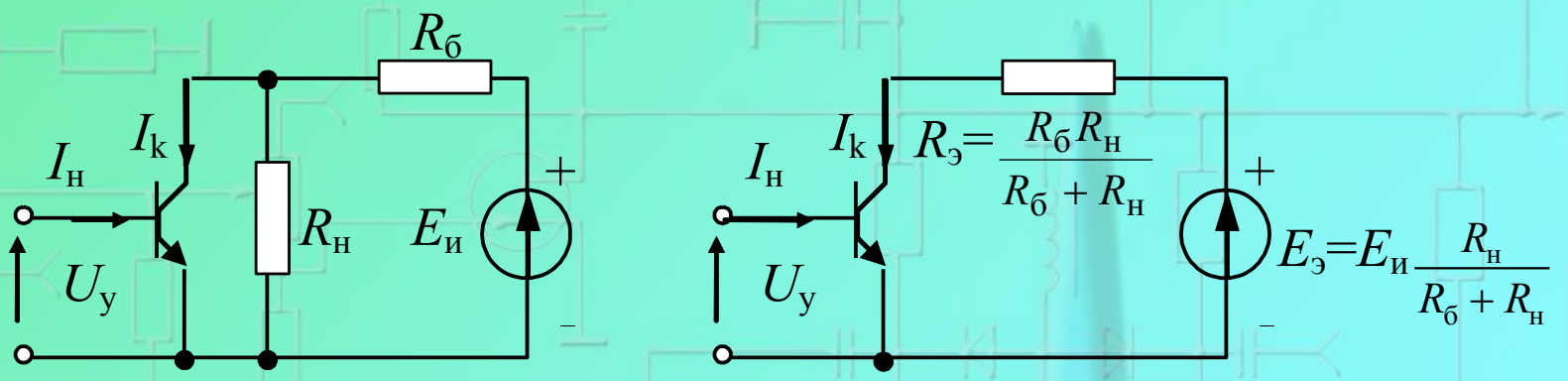
Потеря управляемости ключа на биполярном транзисторе



Варианты ключей знакопеременного сигнала



Замена параллельного ключа (а) эквивалентным последовательным (б)



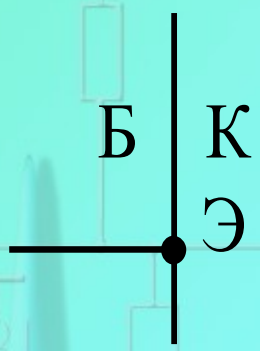
Режим насыщения

- Полагая, что сопротивление насыщенного транзистора много меньше эквивалентного сопротивления нагрузки *r*н << *R*э, можно считать, что в режиме насыщения ток коллектора, достигающий своего максимального значения.
- В активном режиме имело бы место соотношение *B*I*б* ≈ *I*кн.

$$I_{\text{кн}} = \frac{E_{\text{э}}}{R_{\text{э}}}$$

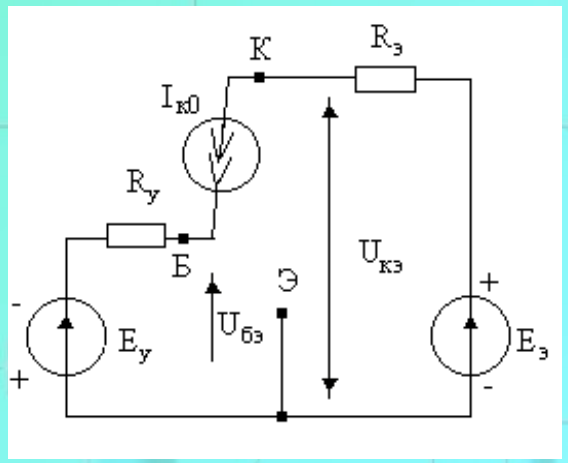
Режим насыщения

Переход в режим насыщения наступает при условии *В*Iб>Iкн.



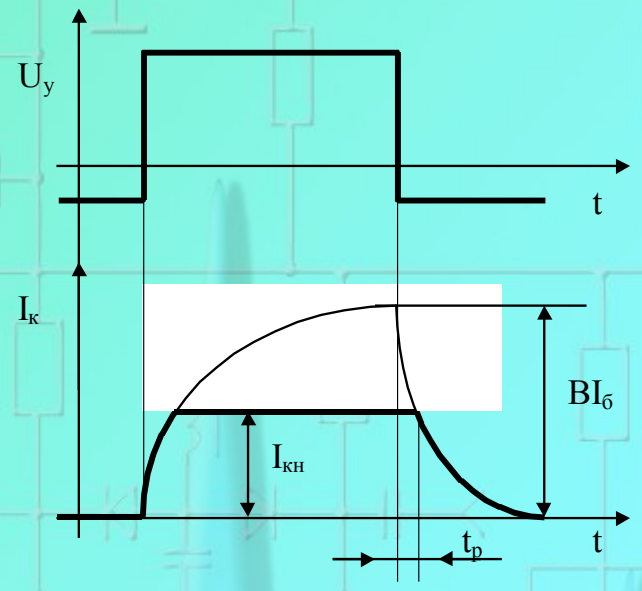
Режим отсечки

- $I_{эо} << I_{ко}$
- Напряжение коллектор-эмиттер запертого транзистора из-за малой величины $I_{ко}$ равно
- $U = E_э - R_э I_{к0} \approx E_э$
- $|E_у| > I_{ко} R_у$

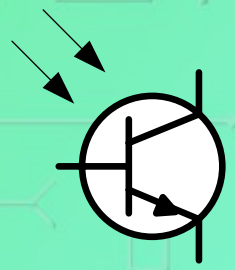


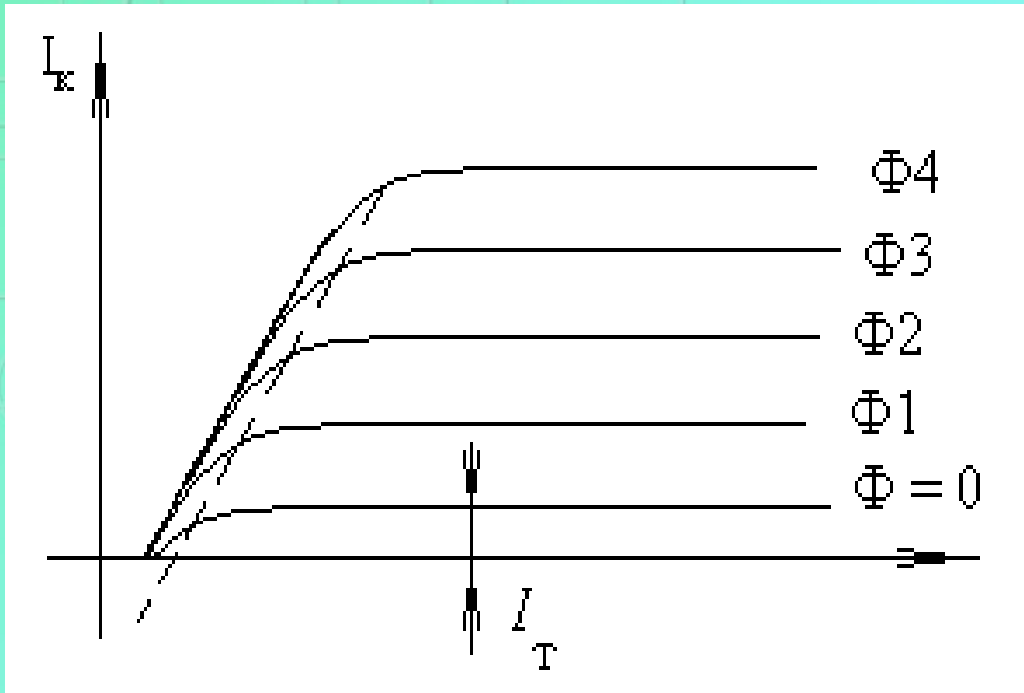
Быстродействие ключа

- Задержка выключения транзи-стора на время рассасывания избыточных носителей в базе *tp*



Фототранзисторы





Полевые транзисторы

- Полевые транзисторы - это управляемые элементы, особенностью которых является практически нулевая мощность управления в статическом состоянии. Это означает, что в отличие от биполярных транзисторов ток управления полевых транзисторов мал, и можно считать, что они управляются напряжением (электрическим полем) - отсюда название “полевые”.

Достоинства полевых транзисторов

- На полевых транзисторах выполняются цифровые устройства, не потребляющие энергии в статическом состоянии, то есть с малым потреблением.
- На полевых транзисторах, в силу их особенностей, удобно строить ключи переменного тока, в том числе и прецизионные аналоговые коммутаторы.
- Мощные полевые транзисторы обладают значительно меньшим сопротивлением в открытом состоянии при работе в ключевом режиме, что обеспечивает более высокие значения КПД преобразователей энергии.
- В полевых транзисторах отсутствует эффект диффузионной емкости и связанные с ним ограничения быстродействия, обусловленные эффектом насыщения.

Недостатки полевых транзисторов

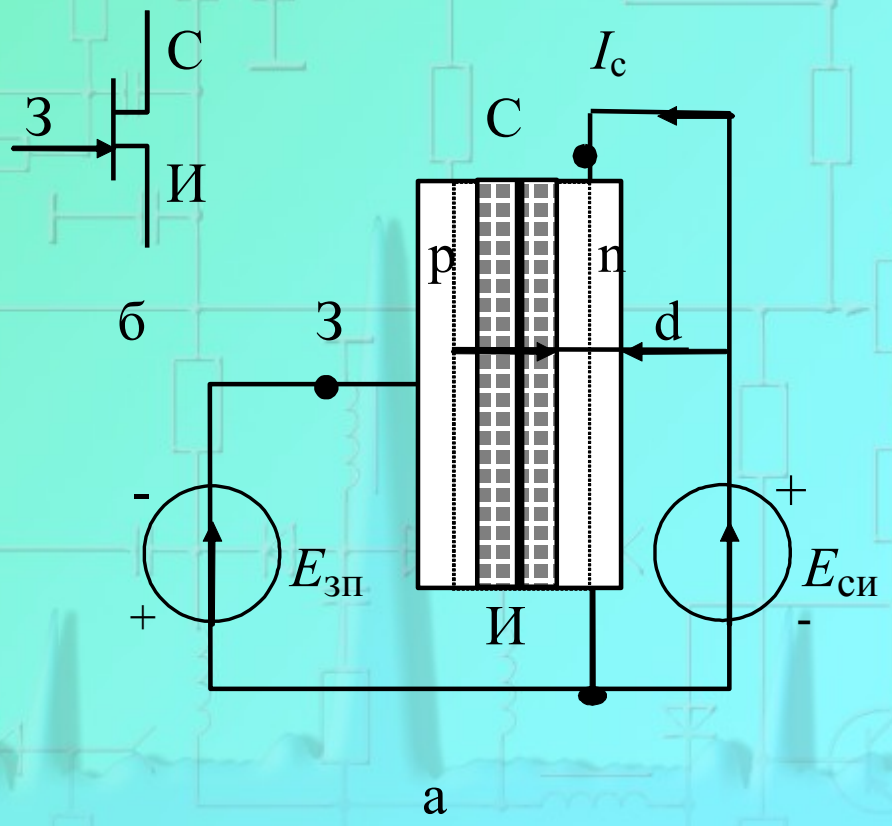
- Крутизна управления у полевых транзисторов существенно меньше
- Быстродействие цифровых ключей на полевых транзисторах существенно меньше

Полевые транзисторы

- с *управляемым p-n-переходом*
- с *изолированным затвором.*

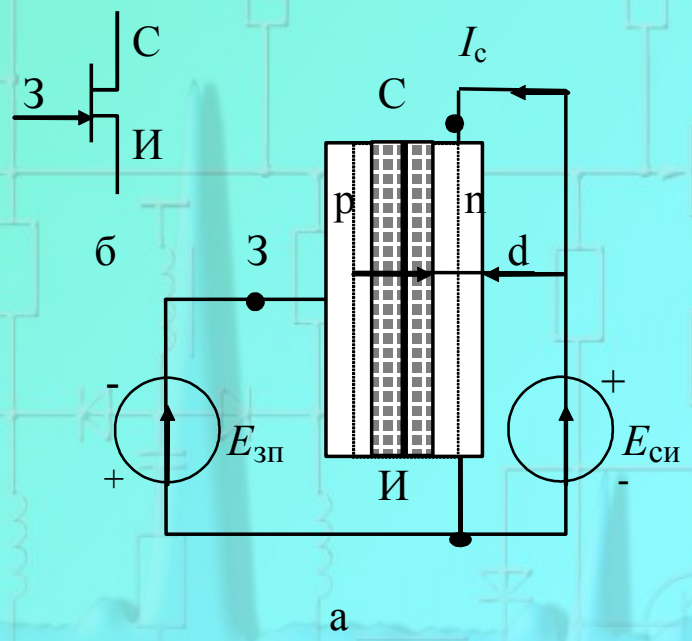
Полевые транзисторы с управляющим p-n-переходом

- Сопротивление проводящего канала сток-исток зависит от его длины, удельного сопротивления слоя **n** и площади поперечного сечения, определяемой шириной канала **d**.



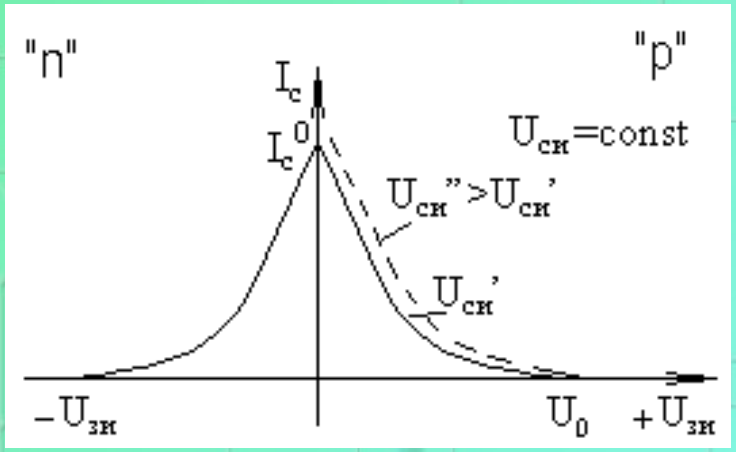
Функциональная зависимость *Ic*

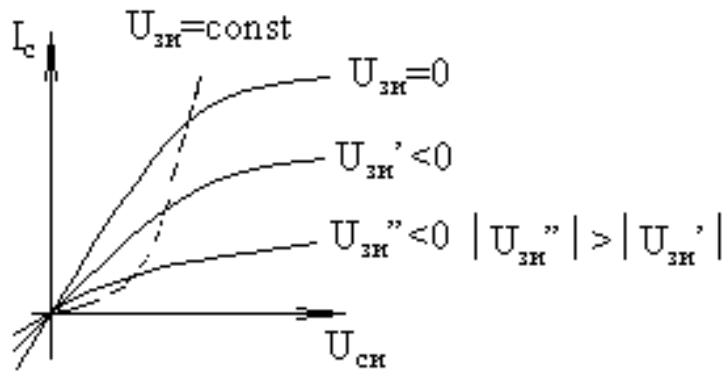
- При увеличении (относительно исходного нулевого) значения запирающего напряжения *Е*зи ширина обедненной области p-n-перехода (заштриховано) увеличивается, а ширина проводящего n-канала уменьшается.
- *Ic=F(d, Е*си), *d=f(Е*зи)
- *Ic=F(Е*зи, *Е*си)



ВАХ полевого транзистора

- а) сквозные (проходные) и б) выходные

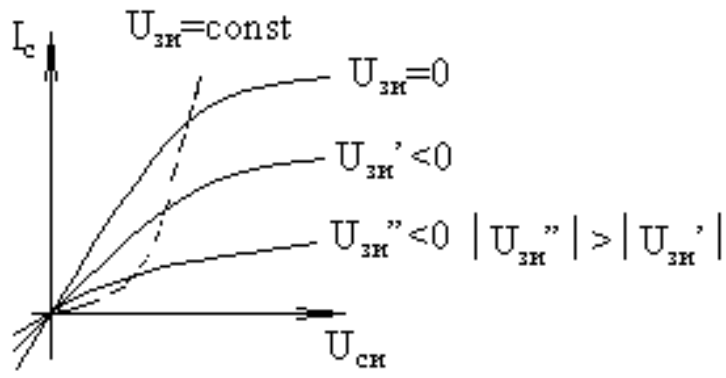




Линейность характеристики ПТ

- При малых напряжениях *U*си (меньше φТ) зависимость *I*с= *f* (*U*си) почти линейная, и линейность сохраняется, если полярность напряжения *U*си сменить на обратную.

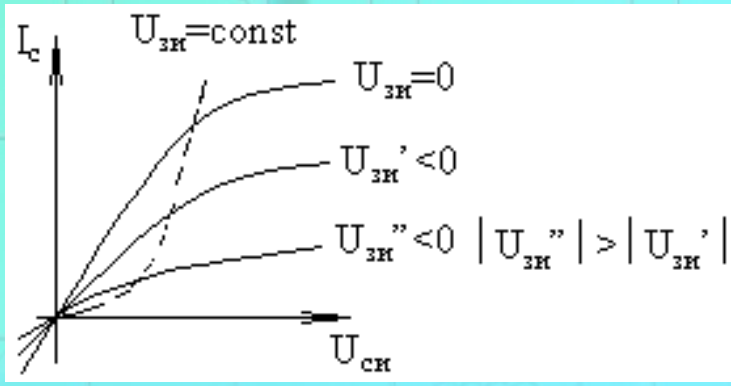
$$I_{\text{с}} = B\left[\left(U_{\text{зи}} - U_{\text{си}}\right)U_{\text{си}} - \frac{1}{2}U_{\text{си}}^{2}\right]$$



Нелинейность характеристики ПТ

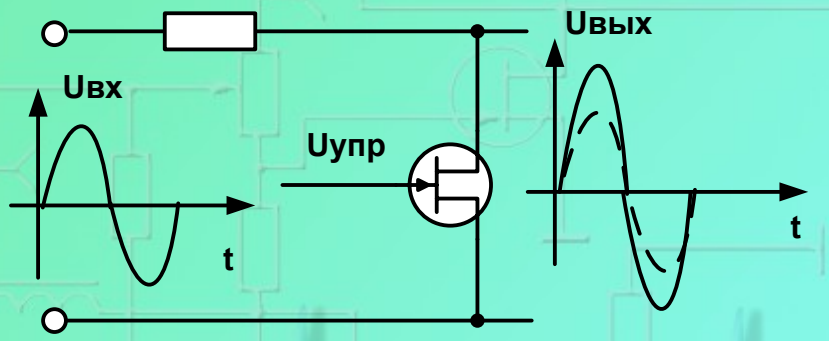
- При увеличении напряжения *U*си зависимость *I*с= *f* (*U*си) становится нелинейной. При (*U*зи + *U*си) ≥ *U*зи отс канал вблизи стока перекрывается и ток стока практически перестает зависеть от напряжения сток-исток (*U*си), где *I*с нач. - ток стока при *U*зи= 0 и *U*си = *U*зи отс.

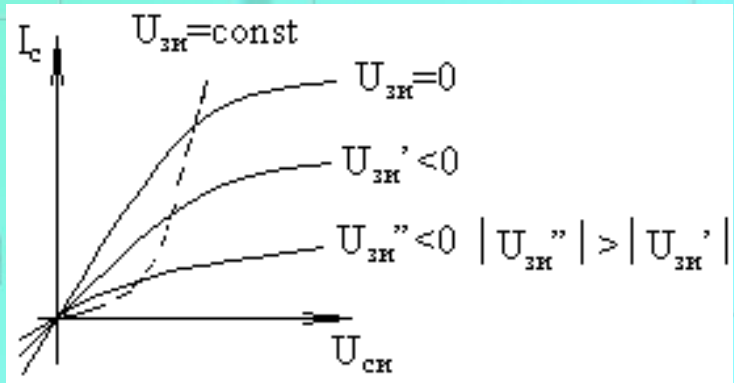
$$I_{\text{с}} = I_{\text{с нач}}\left(1 - \frac{U_{\text{зи}}}{U_{\text{отс}}}\right)^2$$



Линейный аттенюатор на полевом транзисторе

- Полевой транзистор в линейной области ведет себя как линейное сопротивление, величиной которого можно управлять, изменяя напряжение *U*зи. Это свойство используется при построении линейных регуляторов сигнала





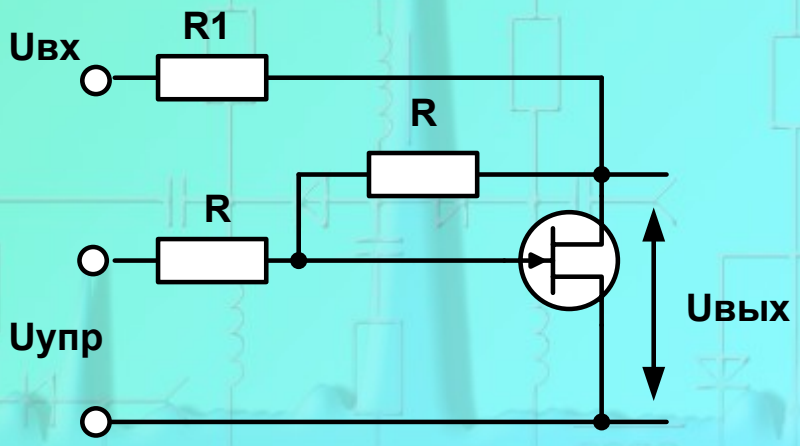
Недостаток таких аттенюаторов – малая амплитуда выходного напряжения (< φT).

Линейный аттенюатор с расширенным диапазоном *U*вых

- Для расширения диапазона выходных напряжений ½*U*си передается в цепь управления. Зависимость *I*с= *f*(*U*си) линейная. *R* >> *R*1

$$U_{\text{зи}} = U_{\text{упр}} + \frac{1}{2}U_{\text{си}}$$

$$I_{\text{с}} = B\left[\left(U_{\text{зи отс}} - U_{\text{упр}}\right)U_{\text{си}}\right]$$



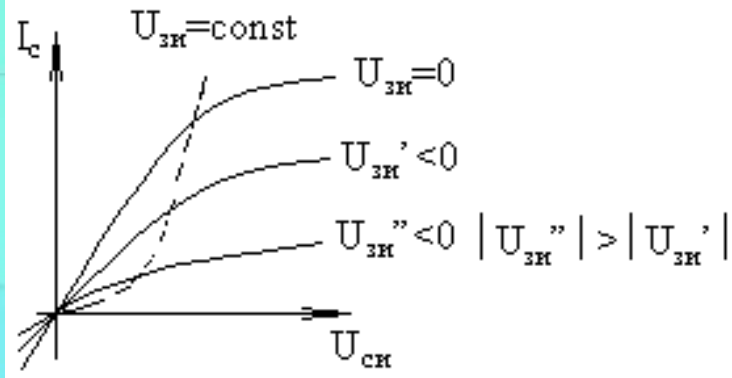
Линеаризованная электрическая модель полевого транзистора

- Линеаризованное уравнение может быть получено для заданного режима покоя *IсA*, *UзиA*, *UсиA*

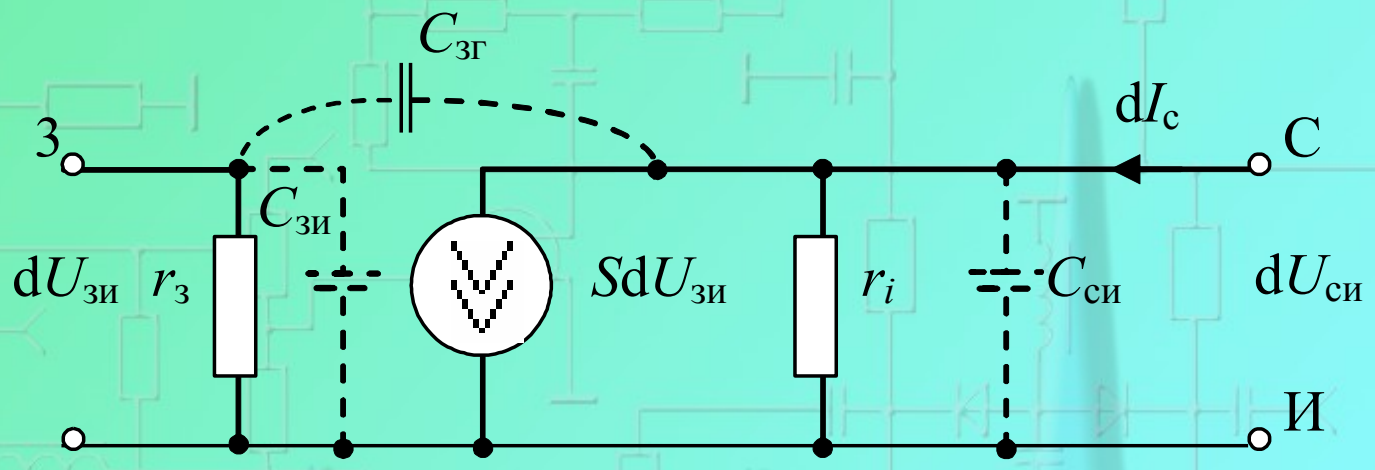
$$dI_{\text{с}} = \frac{\partial I_c}{\partial U_{\text{зи}}} dU_{\text{зи}} + \frac{\partial I_{\text{с}}}{\partial U_{\text{си}}} dU_{\text{си}} = S dU_{\text{зи}} + \frac{1}{r_i} dU_{\text{си}}$$

$$S = \left.\frac{dI_{\text{с}}}{dU_{\text{зи}}}\right|_{\substack{\Delta U_{\text{си}}=0 \\ U_{\text{си}}=U_{\text{си}}^{A}}} \qquad r_{\text{з}} = \frac{dU_{\text{зи}}}{dI_{\text{з}}}$$

$$r_i = \left.\frac{dU_{\text{си}}}{dI_{\text{с}}}\right|_{\substack{\Delta U_{\text{зи}}=0 \\ U_{\text{зи}}=U_{\text{зи}}^{A}}}$$



Линеаризованная электрическая модель полевого транзистора



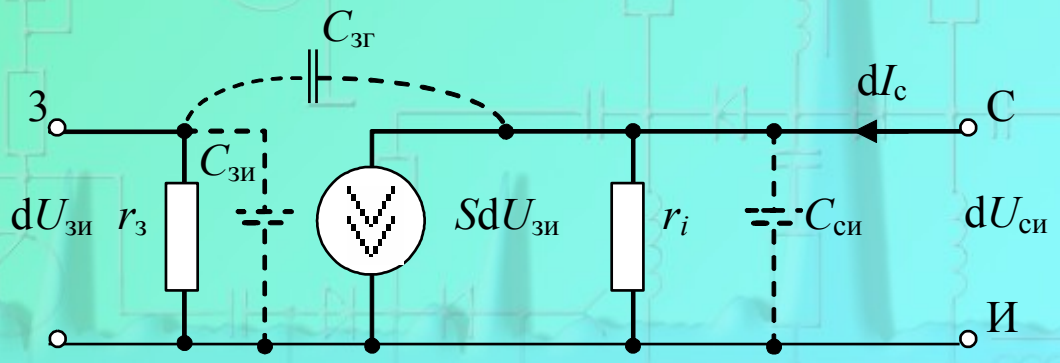
Усилительные свойства

- Максимальные усилительные свойства полевых транзисторов характеризуются внутренним коэффициентом усиления , который связан с крутизной и внутренним сопротивлением уравнением $\mu = S \cdot ri$.

$$\mu = \left. \frac{dU_{\text{си}}}{dU_{\text{зи}}} \right|_{\Delta I_{\text{с}}=0}$$

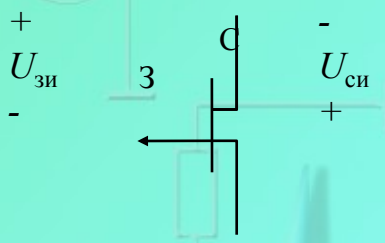
Инерционность ПТ

- Инерционность ПТ определяется конечным временем переноса носителей в области канала и наличием межэлектродных паразитных емкостей: входной *С*зи, выходной – *С*си, проходной – *С*зс.

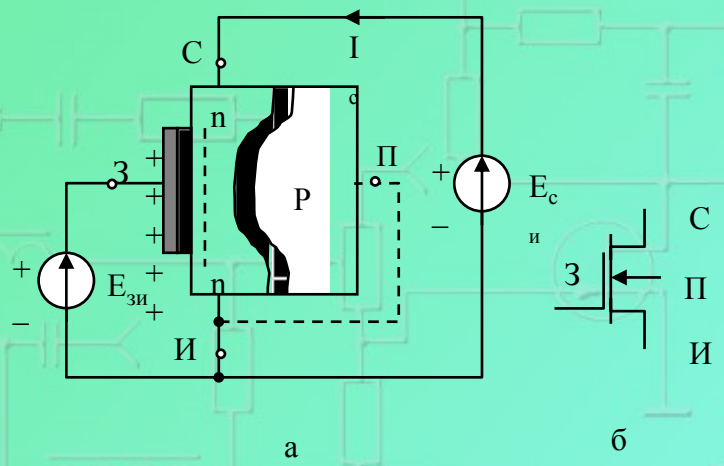


Полевой транзистор с каналом p-типа

- Полярность запирающего напряжения противоположна полярности источника питания, то есть для работы этого элемента требуется два разнополярных напряжения



Полевые транзисторы с изолированным затвором



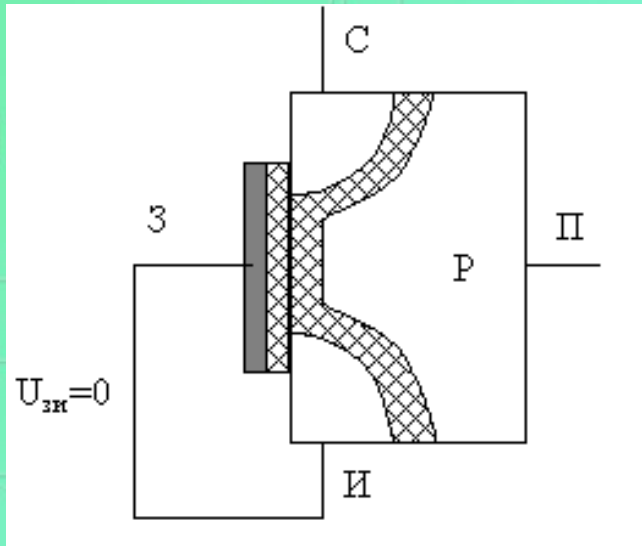
- Схематическое изображение полевого транзистора с изолированным затвором: а - встроенный канал n-типа;
б - условное графическое изображение

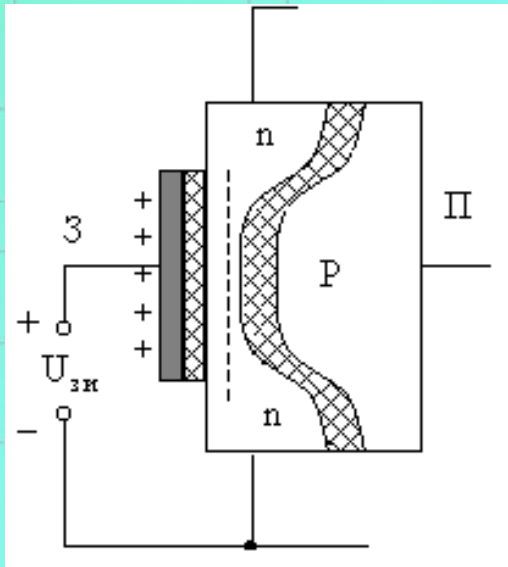
Управление током стока происходит за счет модуляции ширины канала под диэлектриком из-за изменения знака и величины управляющего напряжения затвор-исток

Полевые транзисторы с изолированным затвором

- Поскольку технологически диэлектрик получается путем окисления поверхности кремниевого материала канала (SiO_2), то иногда фигурирует название МОП-транзисторы.
- По сочетанию металл (контакт затвора) – диэлектрик-полупроводник (проводящий канал), такие транзисторы получили название МДП-транзисторов.

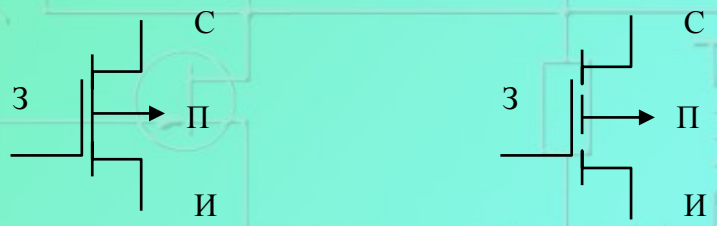
МДП-транзистор с индуцированным каналом





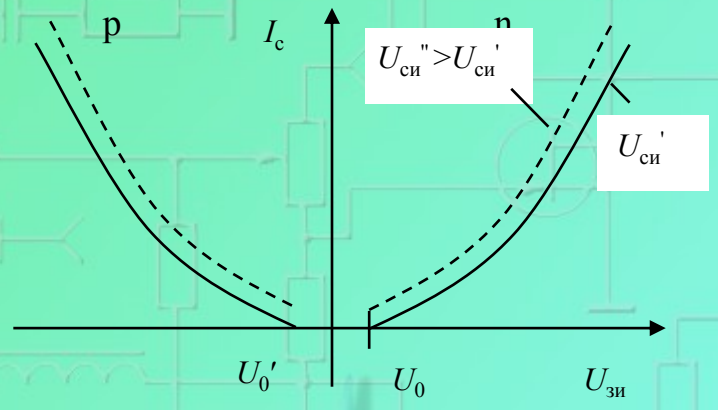
Графическое изображение полевых транзисторов с изолированным затвором

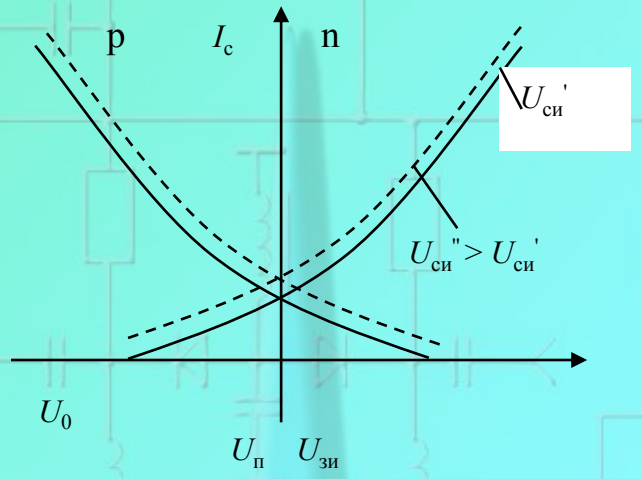
а - с встроенным; б - изолированным каналом р-типа.



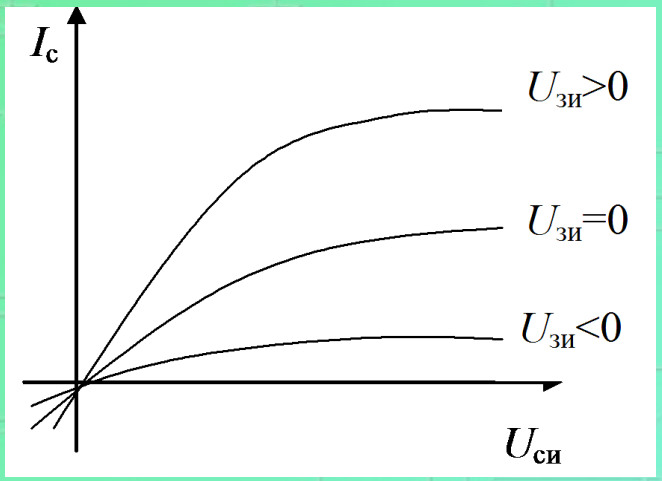
а б

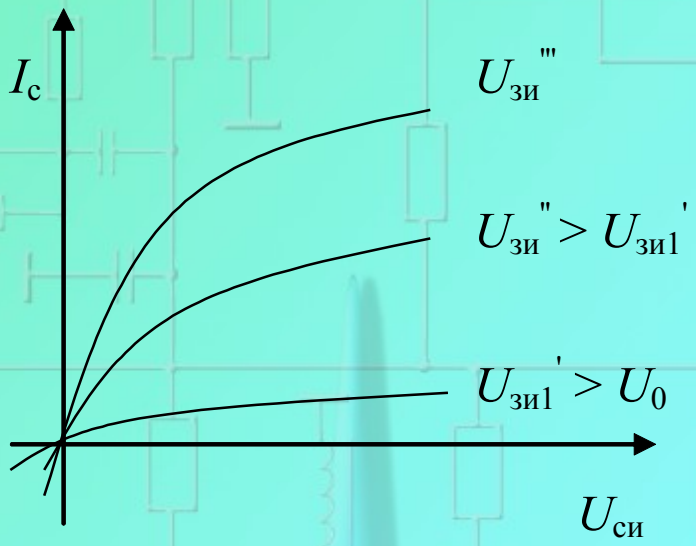
Статические проходные и выходные характеристики ПТ





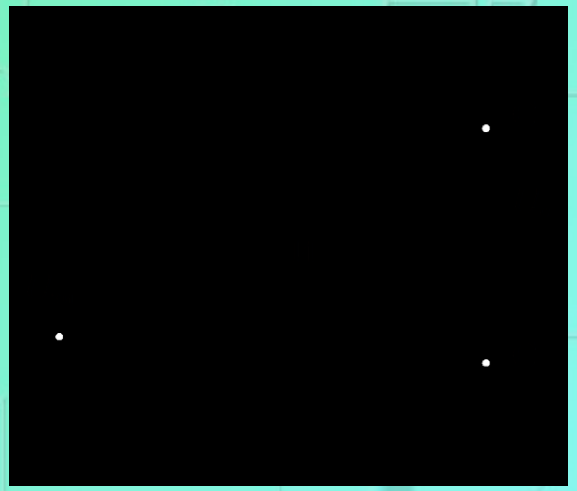
Выходные ВАХ МДП-транзистора





Пара полевых транзисторов с каналом n- и p-типа, имеющие одинаковые характеристики, называется комплементарной

Наличие шунтирующего диода



Ключевой режим работы полевых транзисторов

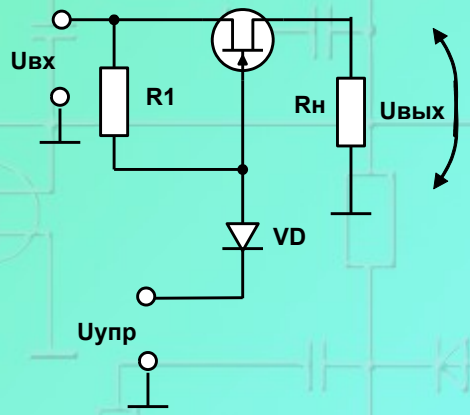
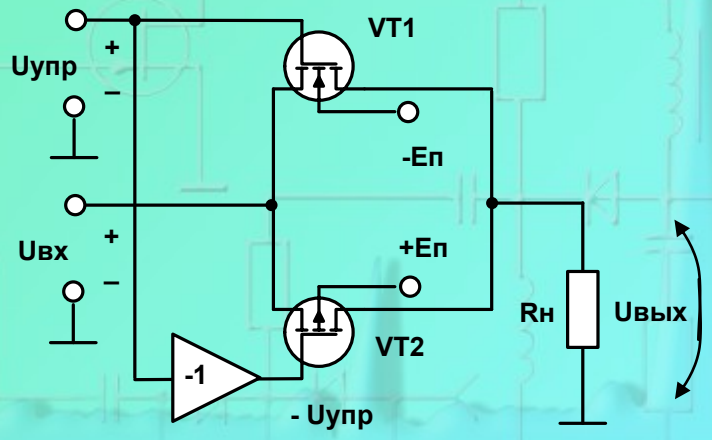
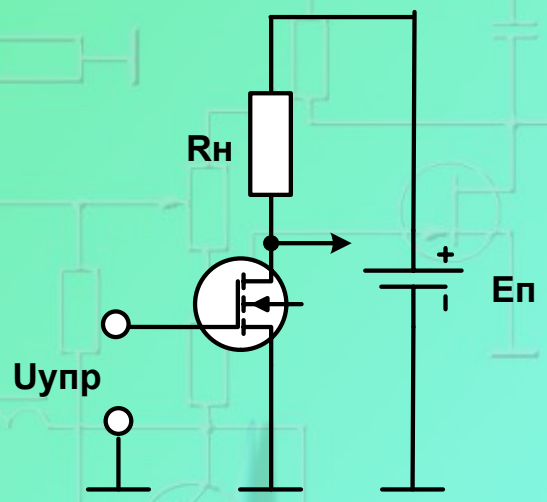


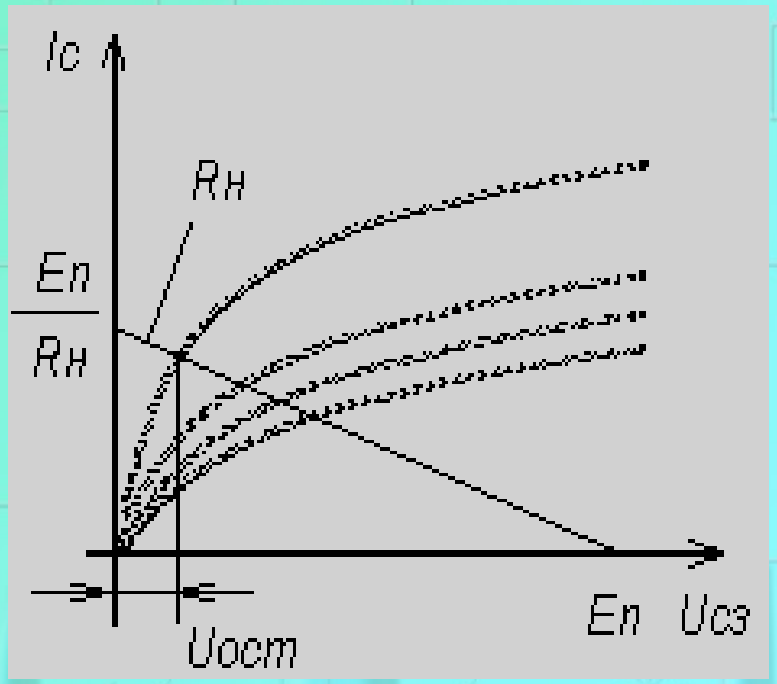
Схема коммутатора на полевых транзисторах

- Аналоговые ключи выпускаются в виде отдельных микросхем в ИС 547КП1, К190КТ1, КР590КН1- КР590КН9

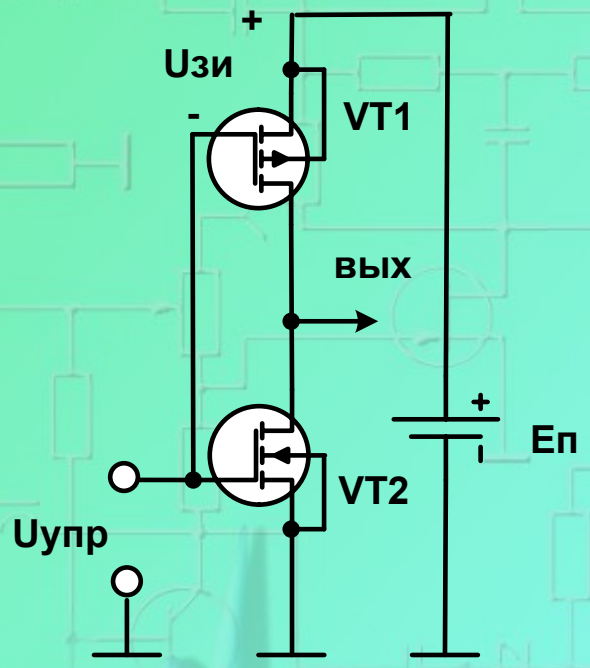


Ключ на МДП-транзисторе



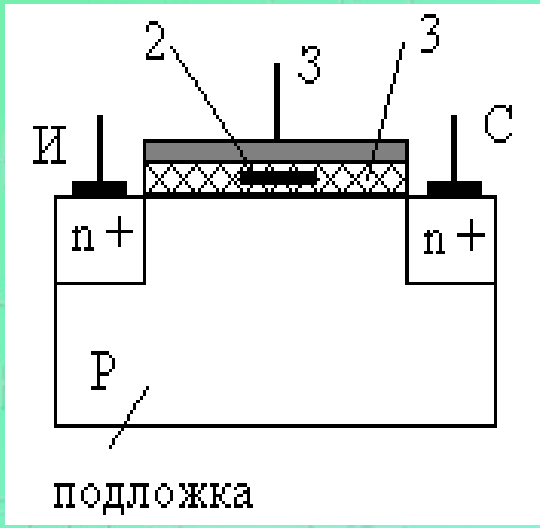


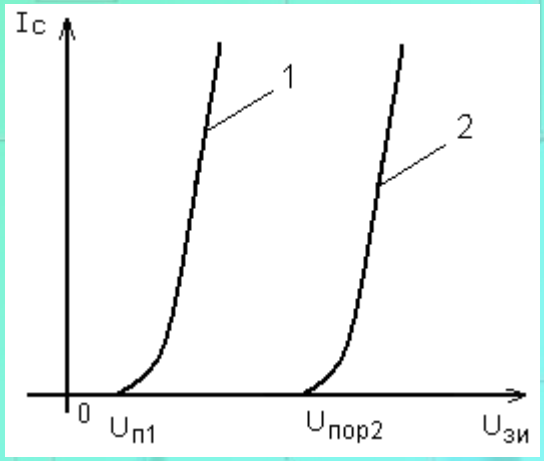
Ключ на комплементарных транзисторах

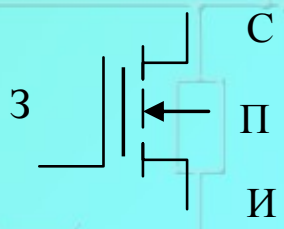


- Если *U*упр = 0, то VT1 открыт, так как *U*зи*VT1* = – E, а VT2 закрыт *U*зи*VT2* = 0. Выходное напряжение *U*вых = E и ток, протекающий через ключ *I*ост очень мал. Во втором состоянии, при *Uупр* = E *U*зи*VT1* = 0, а *U*зи*VT2* = E, VT1 закрыт, а VT2 открыт, *U*вых = 0 и в этом состоянии через ключ протекает очень маленький ток *I*ост.

Полевой транзистор с плавающим затвором







Тиристоры

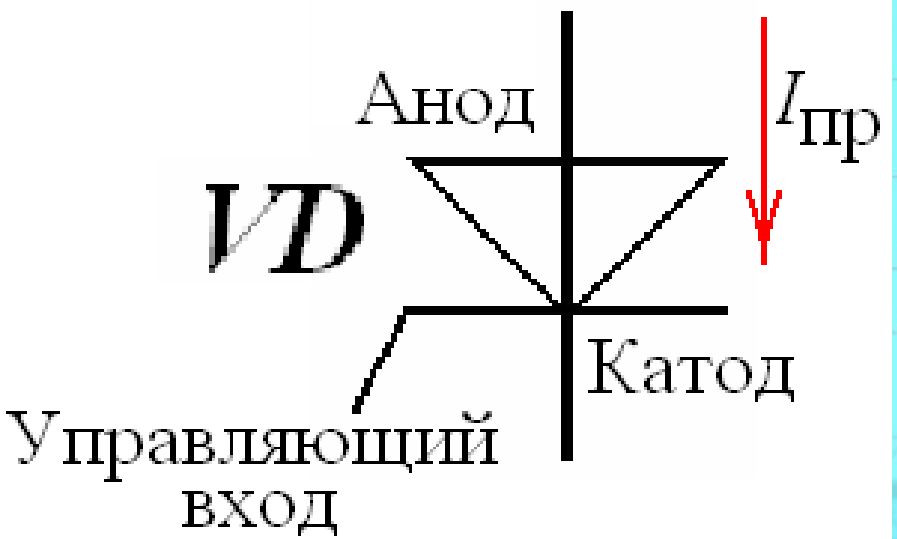
- Тиристоры – это электрически управляемые элементы, особенностью которых является работа *только в ключевом режиме*.

Тиристор:

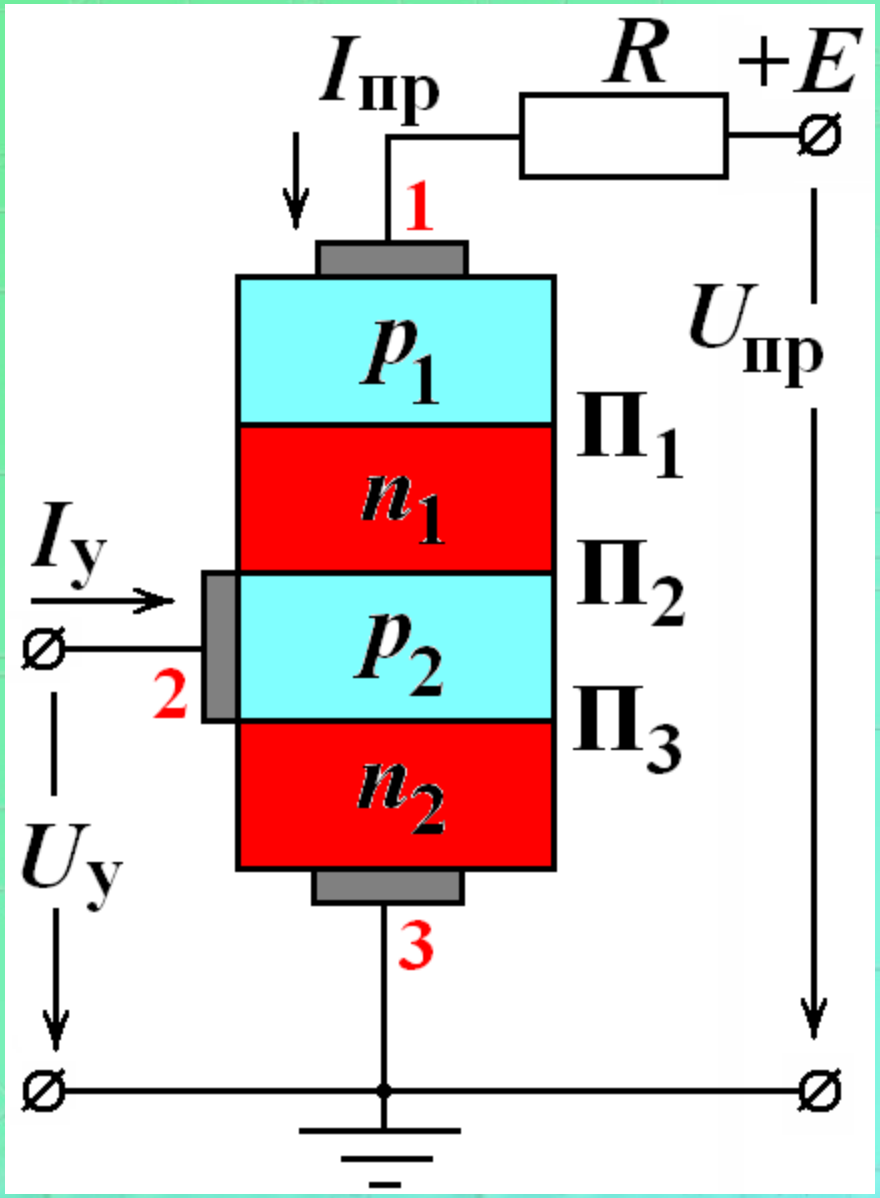
ПП прибор с тремя (или более) *p-n*-переходами.

ВАХ имеет участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением.

Используется для переключения.

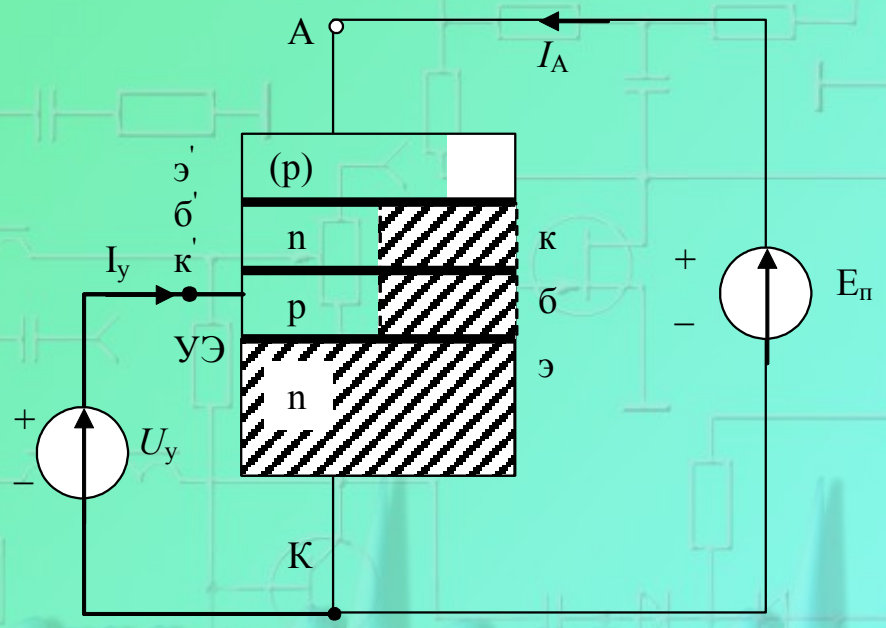


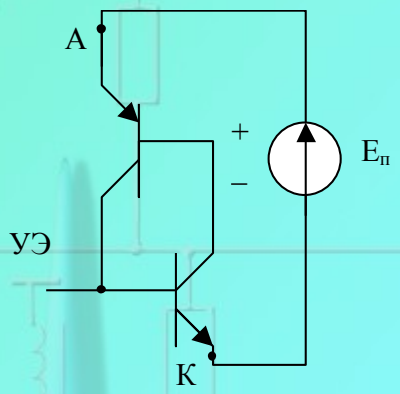
Структурное устройство тиристора

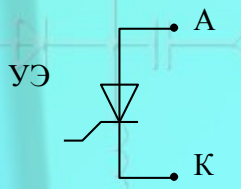


1,2,3 – выводы анода, управляющего электрода и катода.

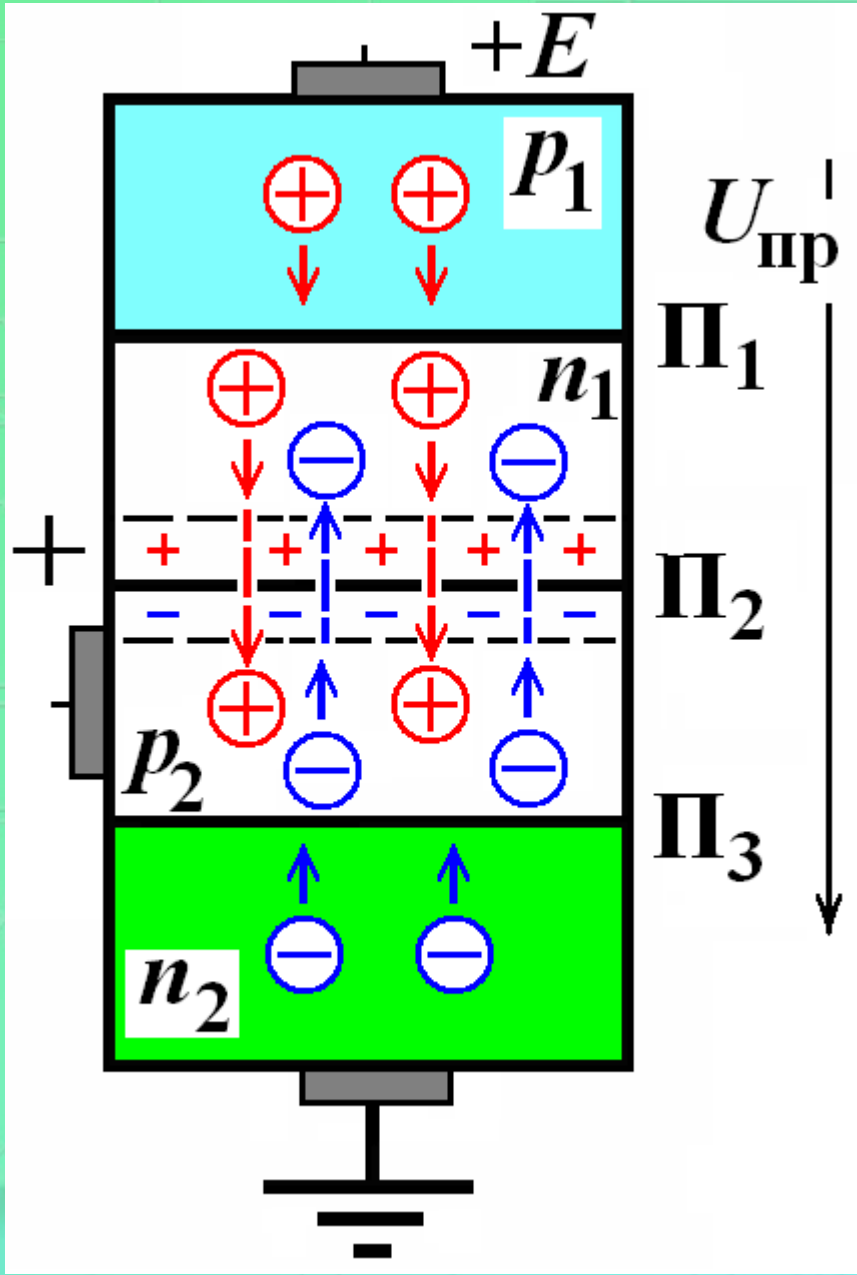
Условное графическое изображение тиристора







Принцип работы тиристора



Тиристор может находиться в двух устойчивых состояниях: открытом и закрытом.

Маломощный положительный импульсный сигнал подается на вход управления и открывает тиристор, цепи анод – катод появляется ток $I_{ПР}$.

Чтобы закрыть тиристор необходимо снизить этот ток до значения, меньше чем $I_{ВКЛ}$. Тиристор также можно открыть большим по величине прямым напряжением $U_{ВКЛ}$. Простейшим тиристором с двумя выводами: анод и катод, является динистор. Он также работает в ключевом режиме и открывается при превышении напряжением между выводами величины $U_{ВКЛ}$.

Работа тиристора

- Если между анодом (А) и катодом (К) приложено положительное напряжение, то обе транзисторные структуры оказываются в активном усилительном режиме.
- Благодаря усилительным свойствам даже кратковременное задание тока базы одному транзистору через управляющий элемент (УЭ) приводит к лавинообразному нарастанию тока в этой кольцевой структуре. В результате оба транзистора оказываются в насыщении, а сопротивление участка анод-катод снижается до минимально возможной величины. Войдя в насыщение, транзисторы теряют усилительные свойства и теряют управляемость – запереть их воздействием на УЭ невозможно

Запирание тиристора

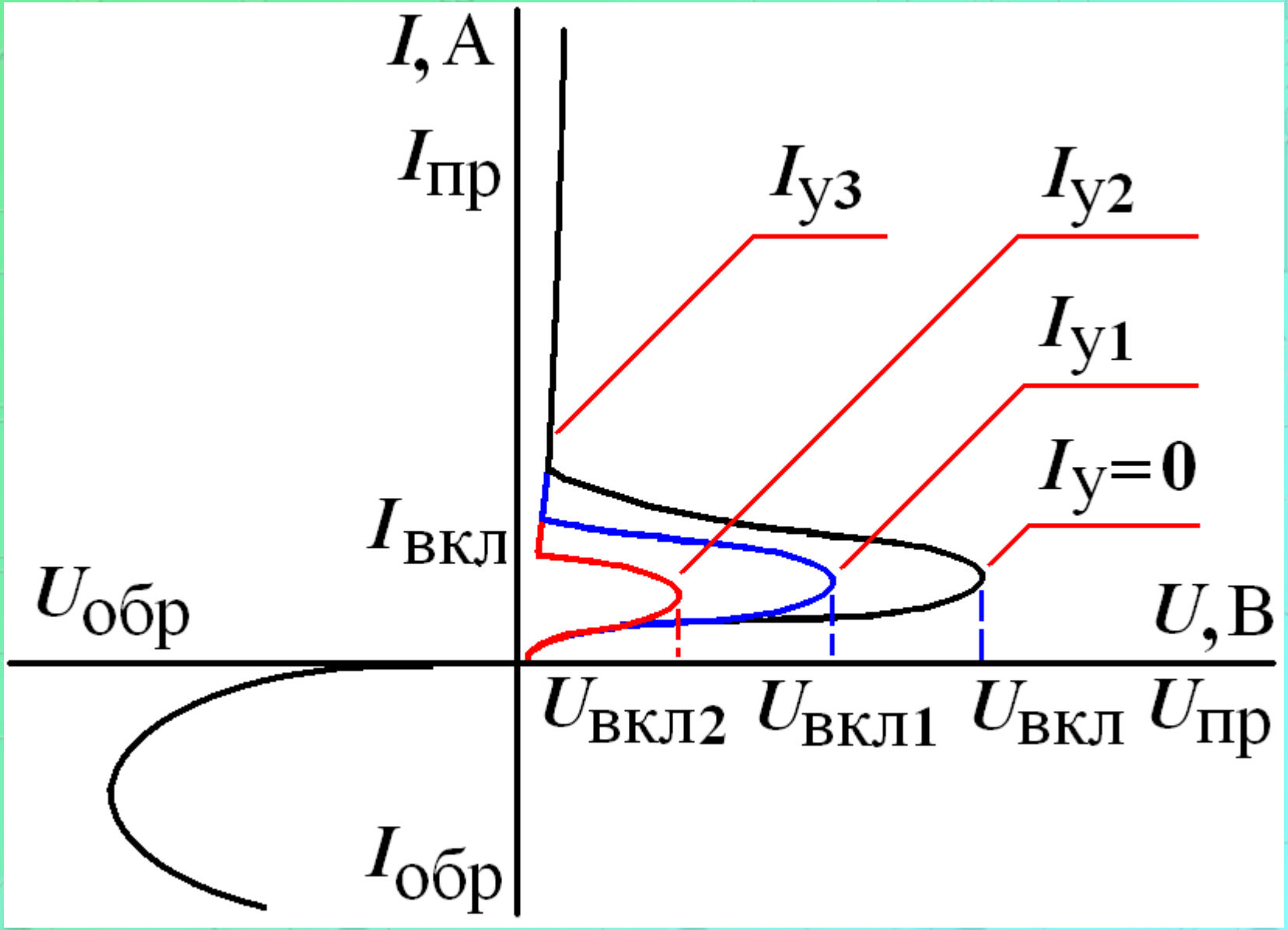
- Запирание транзистора возможно за счет смены полярности напряжения анод-катод на противоположную. При знакопеременном источнике отключение происходит автоматически каждую отрицательную полуволну.

$U_{вкл}$ снижается введением не основных носителей в слои, прилегающие к П2.

$I_{у.\ вкл}$ - обеспечивает переключение тиристора в открытое состояние.

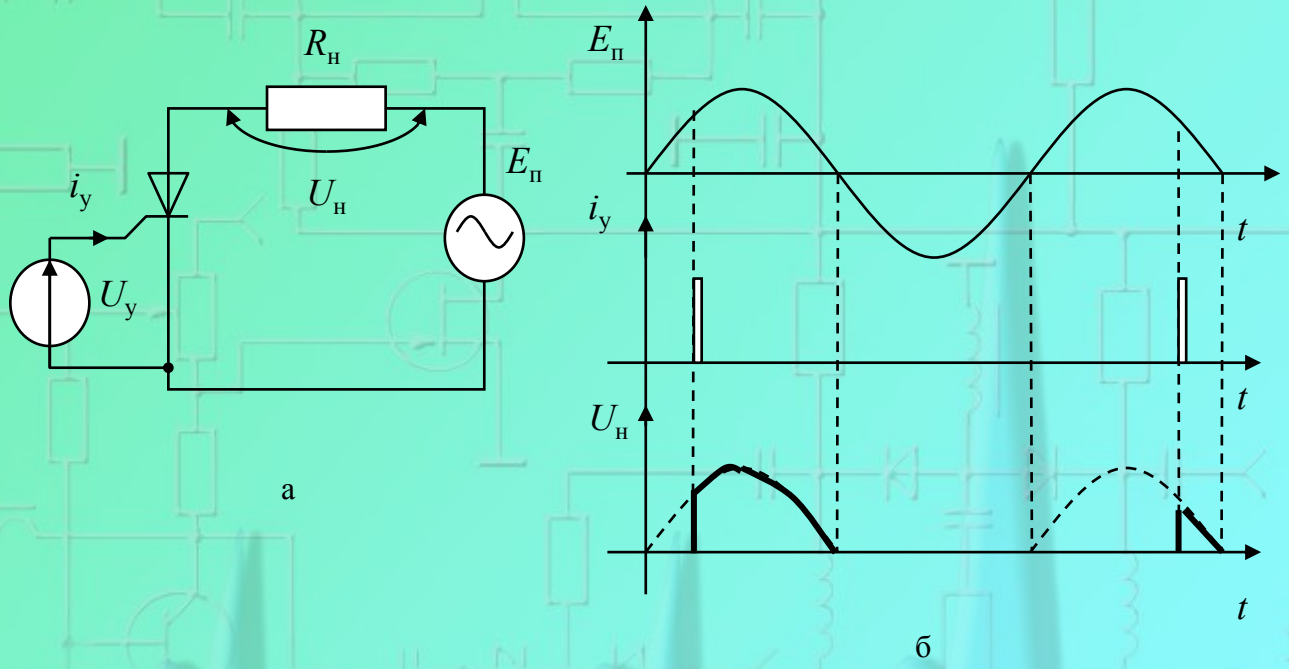
Выпускаются тиристоры на токи до десятков кА, $U_{вкл}$ десятки кВ.

Они применяются в управляемых выпрямителях, инверторах, коммутационной аппаратуре.



Вольтамперная характеристика тиристора при разных токах управления

Схема тиристорного регулятора переменного напряжения



ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

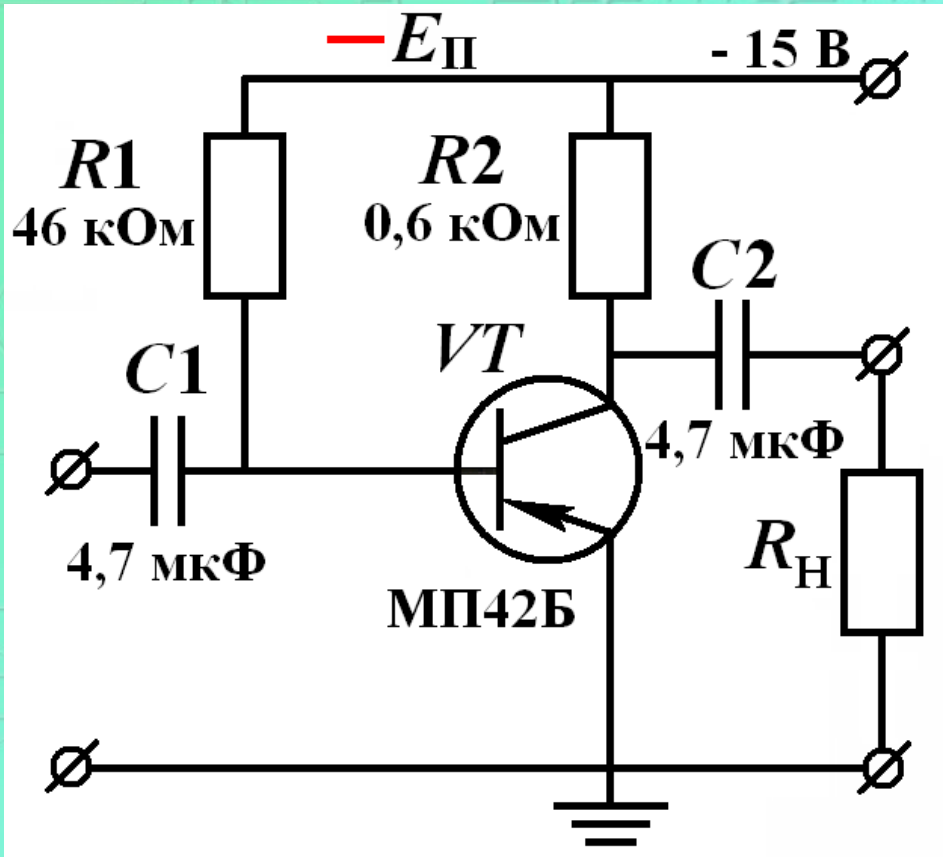
Oleg Stukach

TPU, 30 Lenin Avenue, Tomsk, 634050, Russia E-mail: tomsk@ieee.org

Advantages of electron devices applying for communication and measurement systems

ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

- Общая схема усилителя
- Энергетические характеристики
- Частотные характеристики
- Обратная связь в усилительных устройствах
- Усилители импульсных сигналов
- Схемотехника усилителей



УСИЛИТЕЛЬ - ЭТО

устройство для преобразования энергии источника питания в энергию сигнала в нагрузке (выходного сигнала) под воздействием маломощного управляющего (входного) сигнала

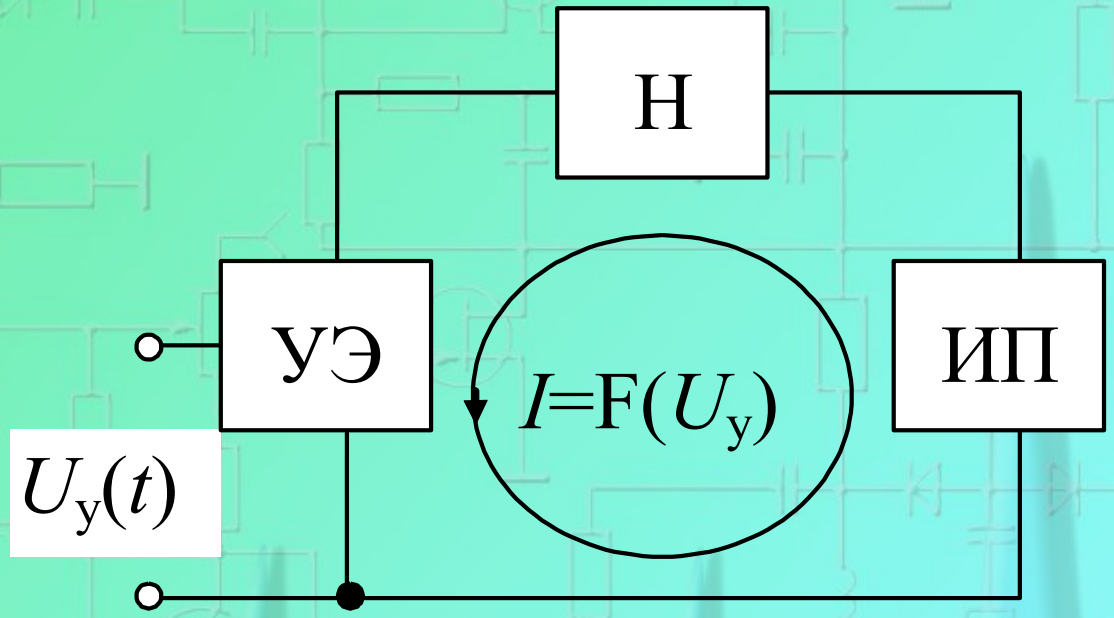
1 ВВЕДЕНИЕ

С момента появления человека появилась необходимость в создании усилителей. Человеку разумному необходимо было переносить тяжести / например куски убитого мамонта / Первым усилителем, вероятно, было сложение сил двух и более людей. Потом появился рычаг, как более прогрессивный метод усиления. С появлением радио появилась необходимость усиливать радиосигналы. Ни один из ранее извесных способов усиления неподходил и человеку пришлось изобретать новый вид усилителя — электронный.

Advantages of electron devices applying for communication and measurement systems

Обобщенная структурная схема усилителя

Усилитель - устройство для преобразования энергии источника питания в энергию сигнала в нагрузке (выходного сигнала) под воздействием маломощного управляющего (входного) сигнала



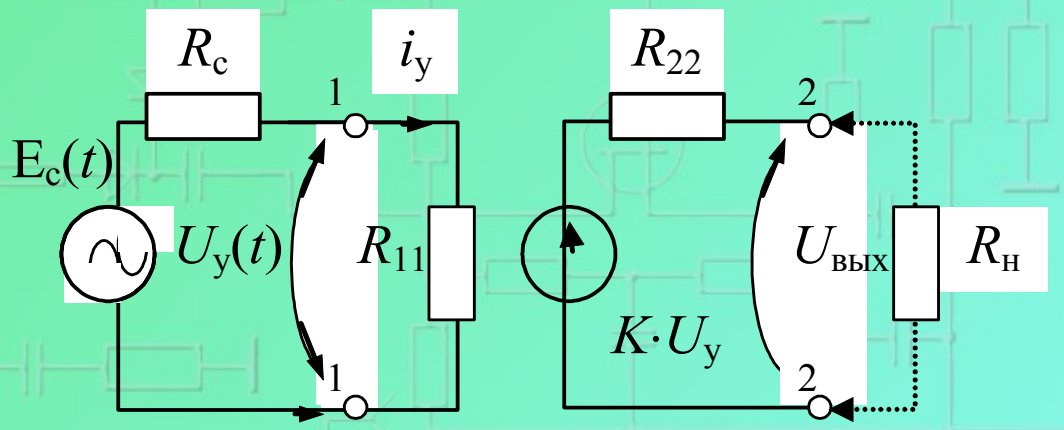
Энергетические характеристики усилителя

- максимальная мощность (напряжение, ток) выходного сигнала при заданной нагрузке
- коэффициент усиления входного сигнала по мощности

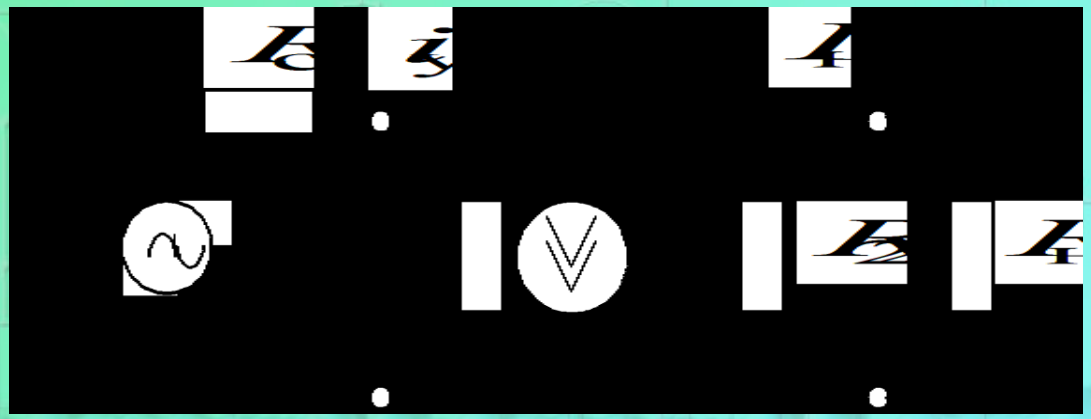
$$K_{\text{Р}} = \frac{P_{\text{Н}}}{P_{\text{у}}} \qquad K_U = \frac{U_{\text{Н}}}{U_{\text{у}}} \qquad K_I = \frac{I_{\text{Н}}}{I_{\text{у}}}$$

- коэффициент полезного действия $\eta = \dfrac{P_{\text{Н}}}{P_U}$

Линеаризованные модели усилителя



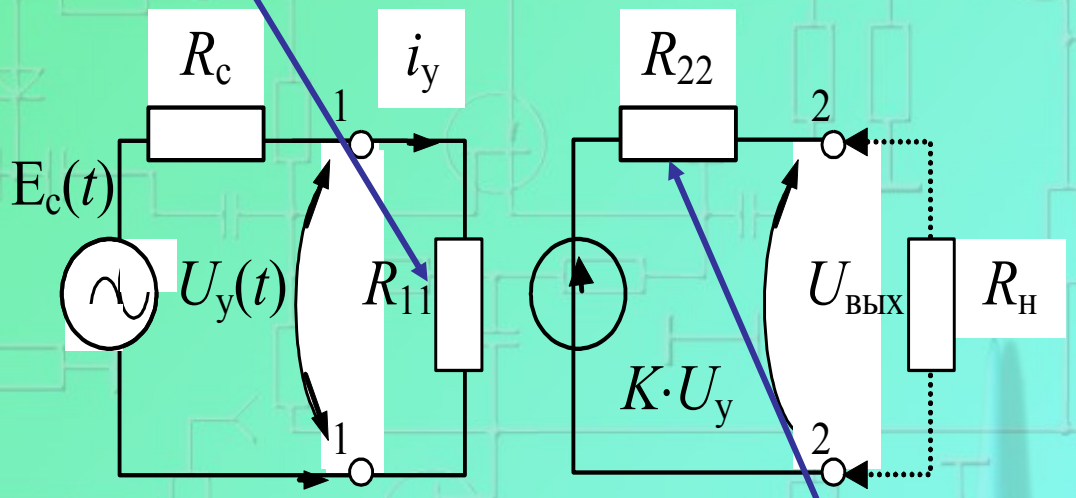
$$K = \left.\frac{U_{вых}}{U_y}\right|_{R_н=\infty}$$



$$S = \left.\frac{I_{вых}}{U_y}\right|_{R_н=0}$$

Входное сопротивление

- $R11 >> Rc$, $Uy \rightarrow Ec(t)$ – усилитель напряжения
- $R11 << Rc$, $Uy \rightarrow Ic(t) \cdot R11$- усилитель тока



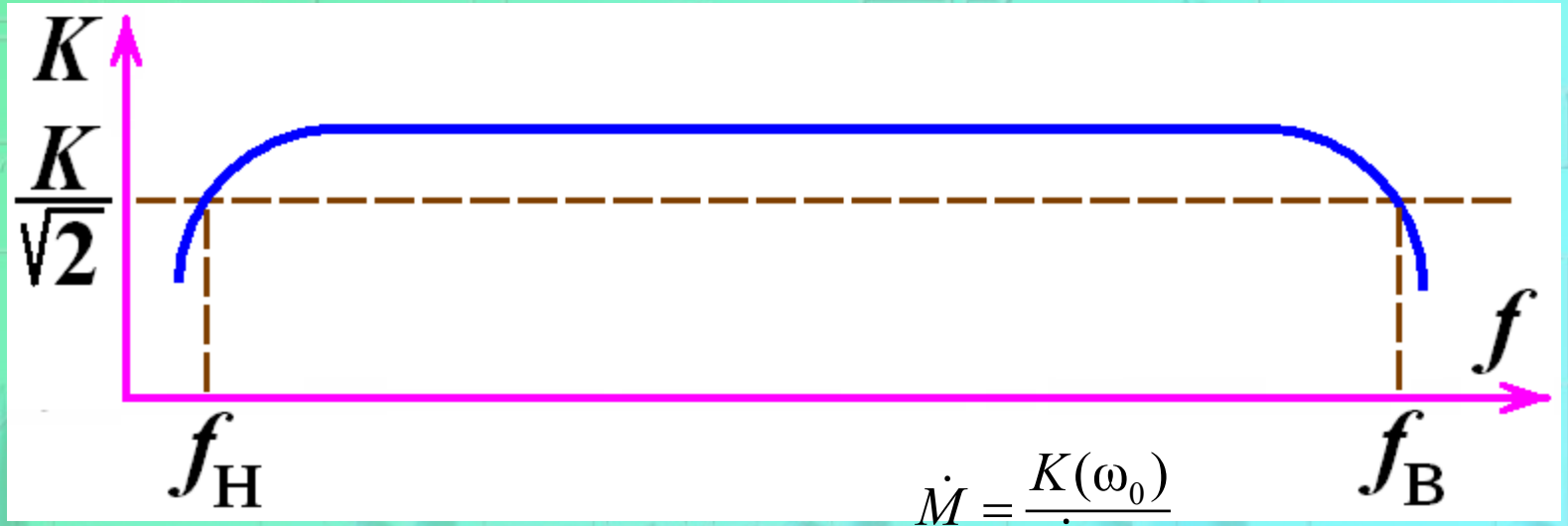
- Если $R22 \rightarrow 0$, то усилитель приобретает свойства *идеального управляемого источника ЭДС*
- Если $R22 \rightarrow \infty$, то усилитель приобретает *свойства идеального управляемого источника тока*

Выходное сопротивление

Информационные характеристики

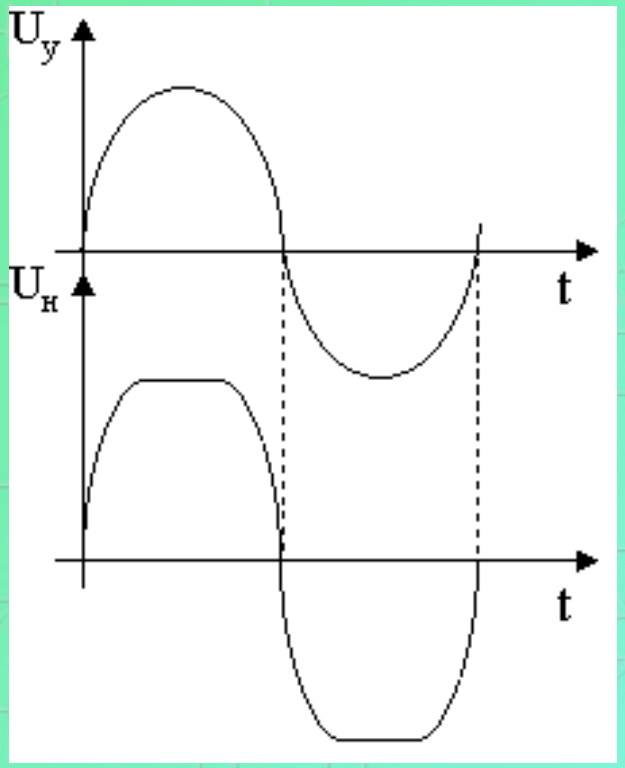
- диапазон частот усиливаемых сигналов
- точность воспроизведения формы входного сигнала

АЧХ



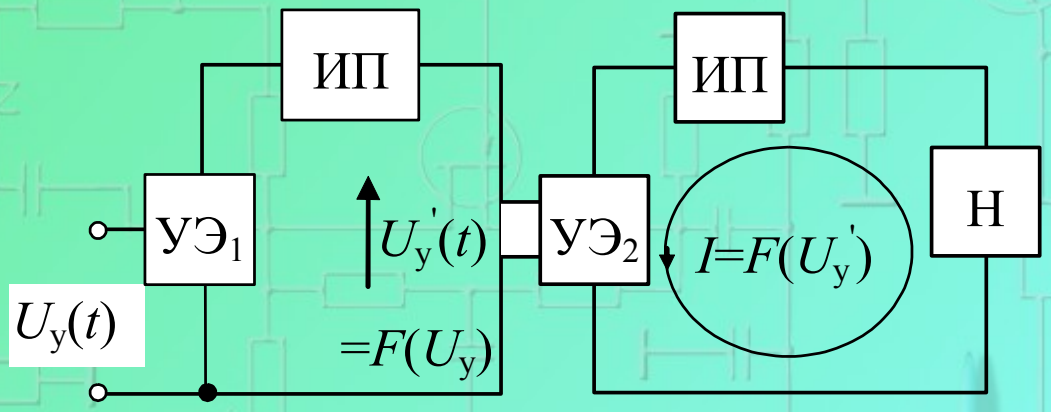
$$\dot{M} = \frac{K(\omega_0)}{\dot{K}(\omega)}$$

Нелинейность усилителя



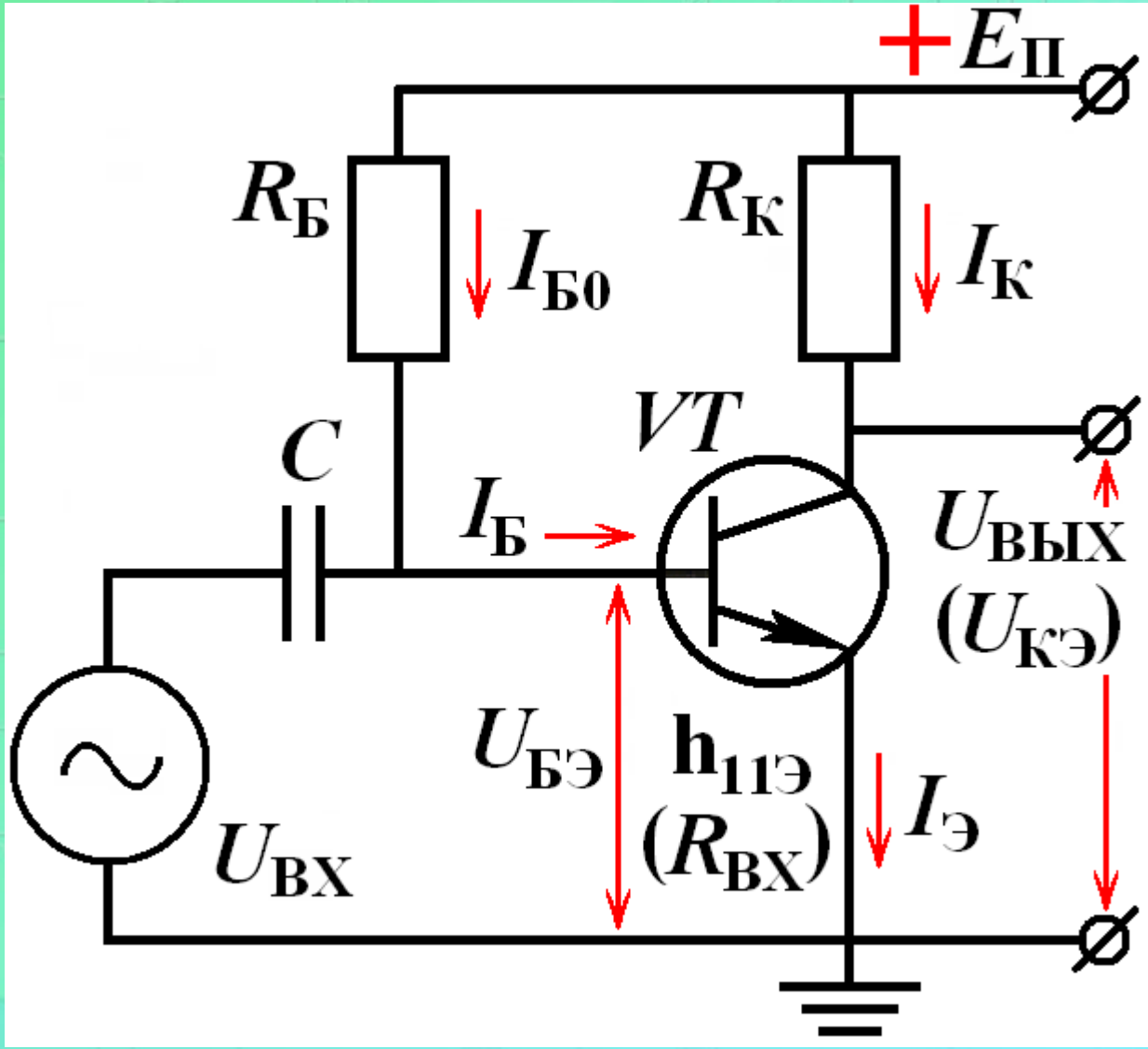
$$K_Г = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \ldots + U_n^2}}{U_1}$$

Двухкаскадный усилитель



$K = K1 \cdot K2 \cdot \ldots \cdot Kn$

Расчёт схемы с общим эмиттером



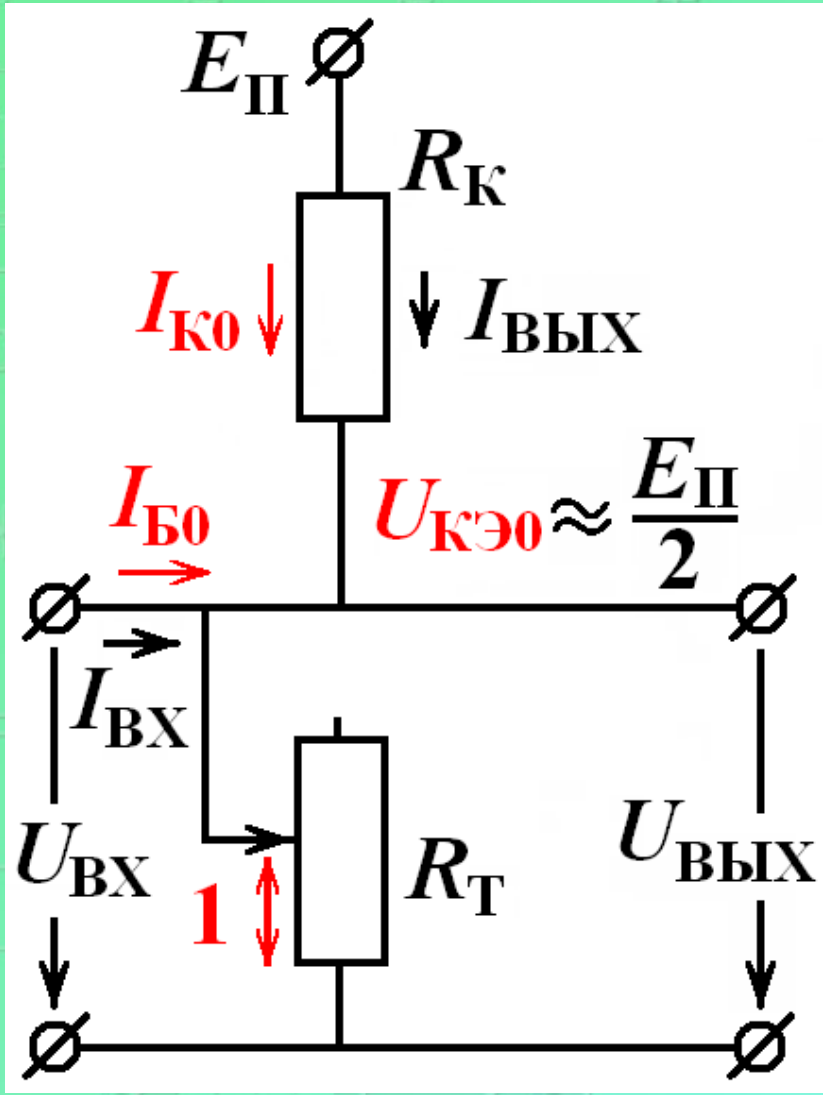
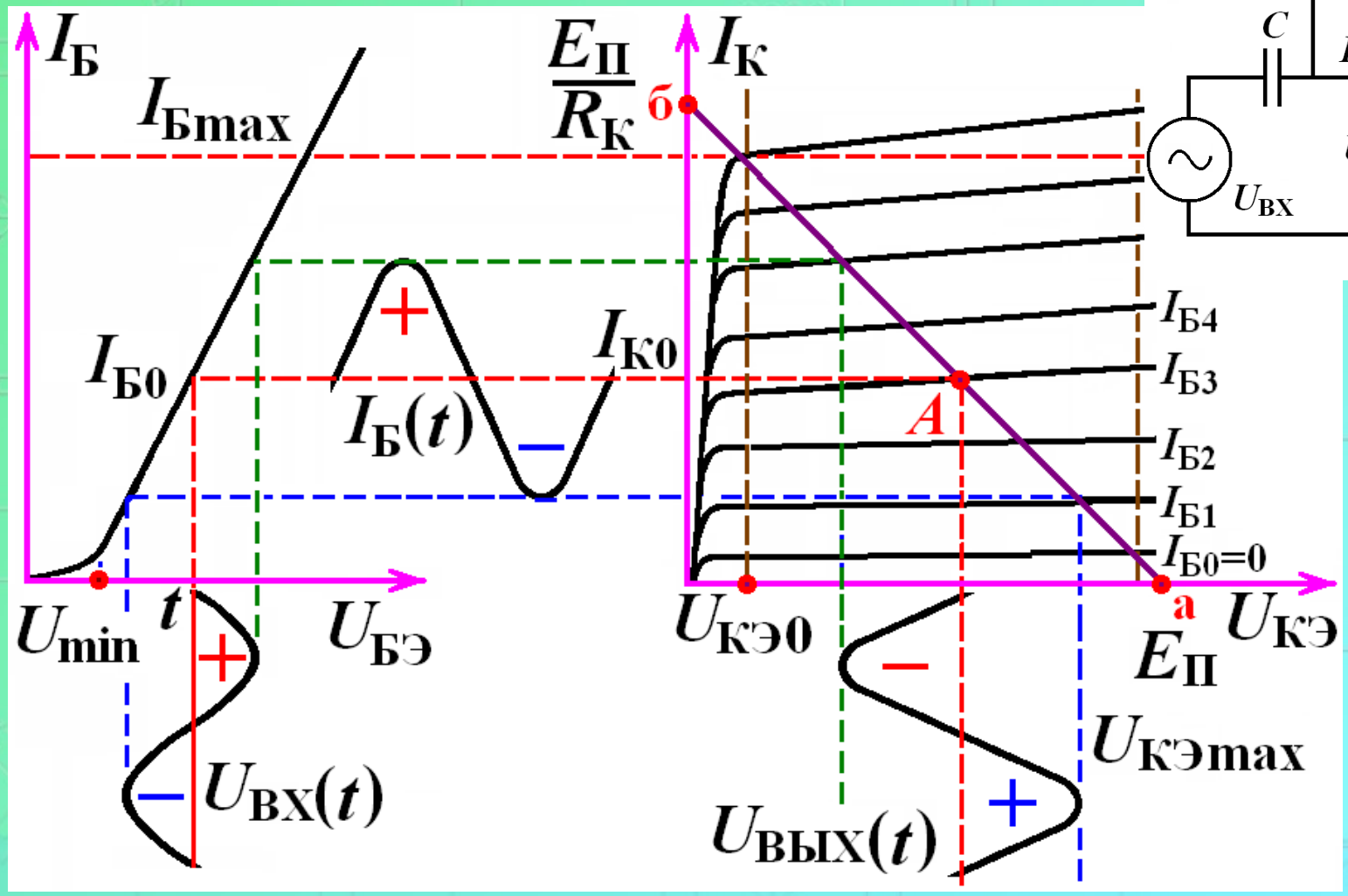
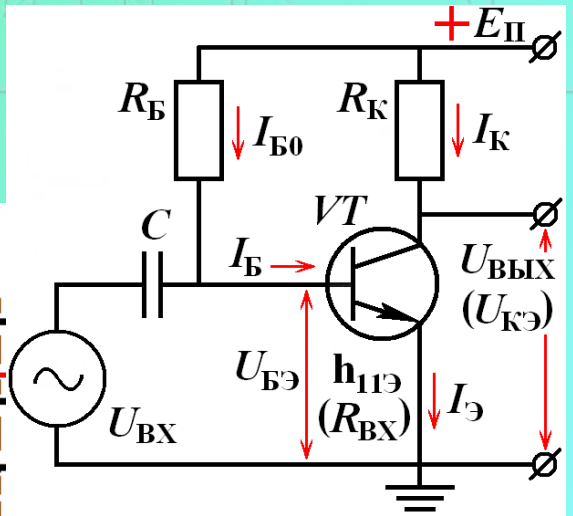


Схема замещения каскада с общим эмиттером

Режим постоянного тока: Задается входной ток покоя $I_{Б0}$, такой, чтобы на транзисторе ($R_Т$) падала примерно половина напряжения питания ($E_П$). При этом через транзистор протекает ток покоя $I_{К0}$. На схеме току $I_{Б0}$ соответствует выбор положения регулировки«1». Это режим усиления «А».

Графическое представление





Коэффициент усиления по току:

$$\beta = \frac{I_{ВЫХ}}{I_{ВХ}}$$ **или** $$h_{21Э}$$ **(десятки-сотни).**

Входное сопротивление:

$$R_{ВХ} = \frac{U_{ВХ}}{I_{ВХ}}$$ **или** $$h_{11Э}$$ **(сотни Ом – кОмы)**

Выходное сопротивление:

$$R_{ВЫХ} = \frac{U_{ВЫХ}}{I_{ВЫХ}}$$ **или** $$\frac{1}{h_{22Э}}$$ **(десятки-сотни Ом)**

Коэффициент усиления по напряжению:

$$K_U = \frac{I_{ВЫХ} \cdot R_К}{I_{ВХ} \cdot R_{ВХ}} = h_{21Э} \cdot \frac{R_К}{h_{11Э}};$$

Коэффициент усиления по мощности:

$$K_P = h_{21Э} \cdot K_U = h_{21Э}^2 \cdot \frac{R_К}{h_{11Э}};$$

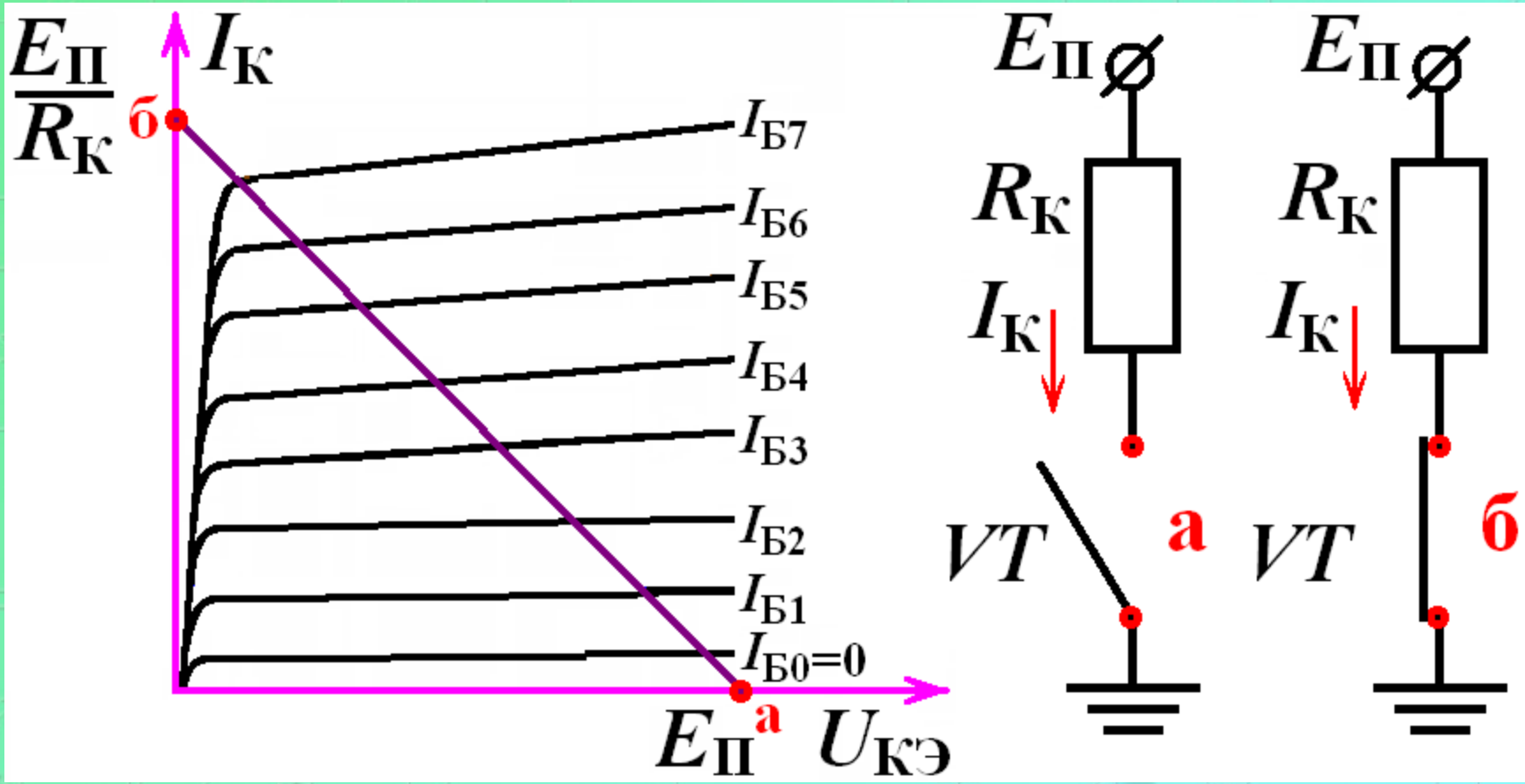
Коэффициент полезного действия:

$$\eta = \frac{P_{ВЫХ}}{P_К};$$

$$P_{ВЫХ} = U_К \cdot I_К;$$

$$P_К = U_{КЭ0} \cdot I_{К0}.$$

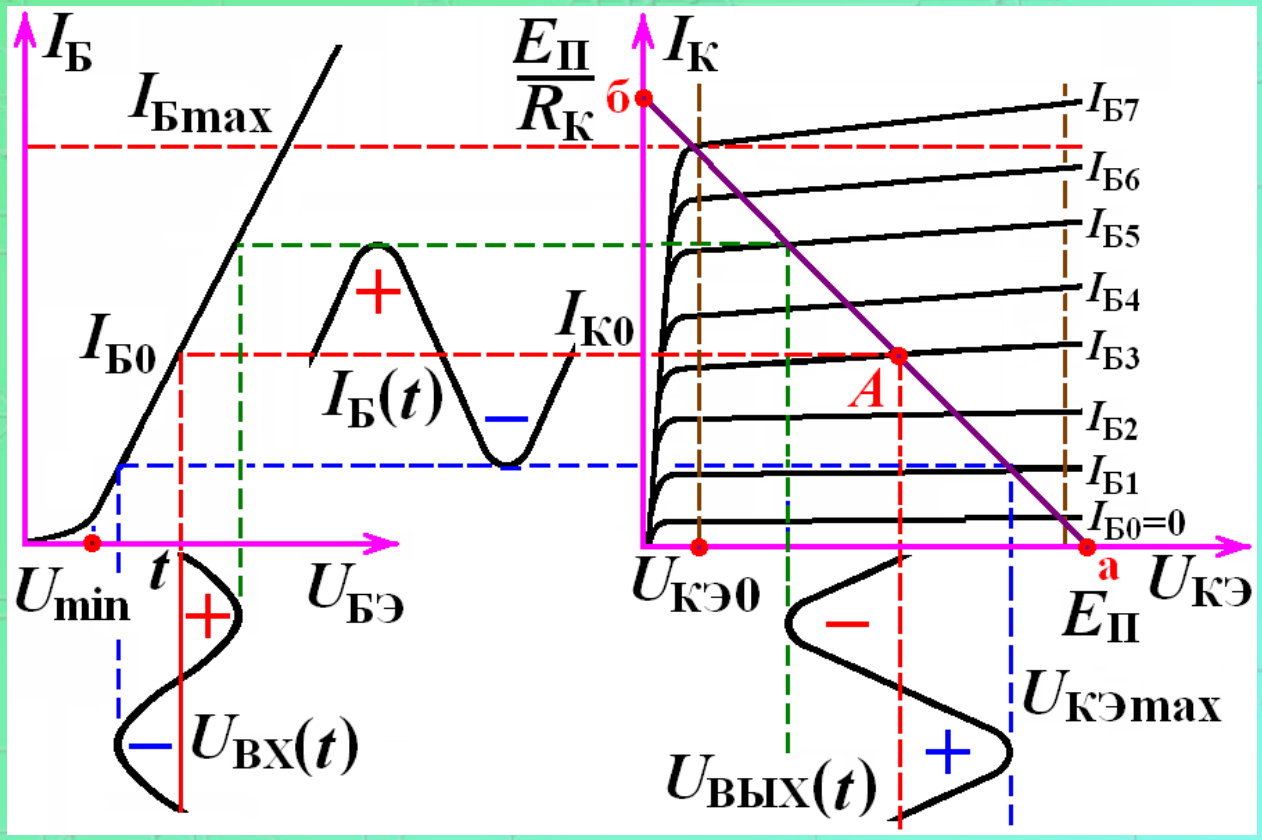
полная потребляемая мощность схемы

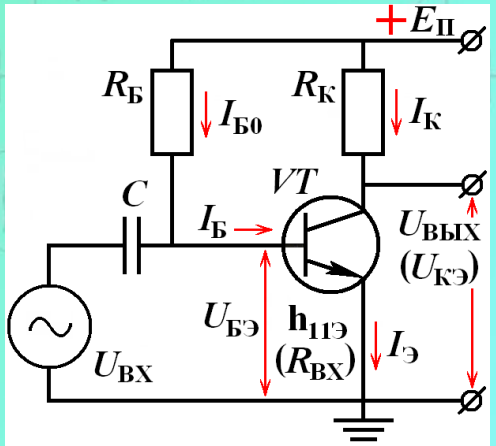


Построение нагрузочной прямой по предельным точкам:

а – транзистор открыт; б – транзистор закрыт

Графическое представление





$$I_К = \frac{E_П - U_{КЭ}}{R_К};$$

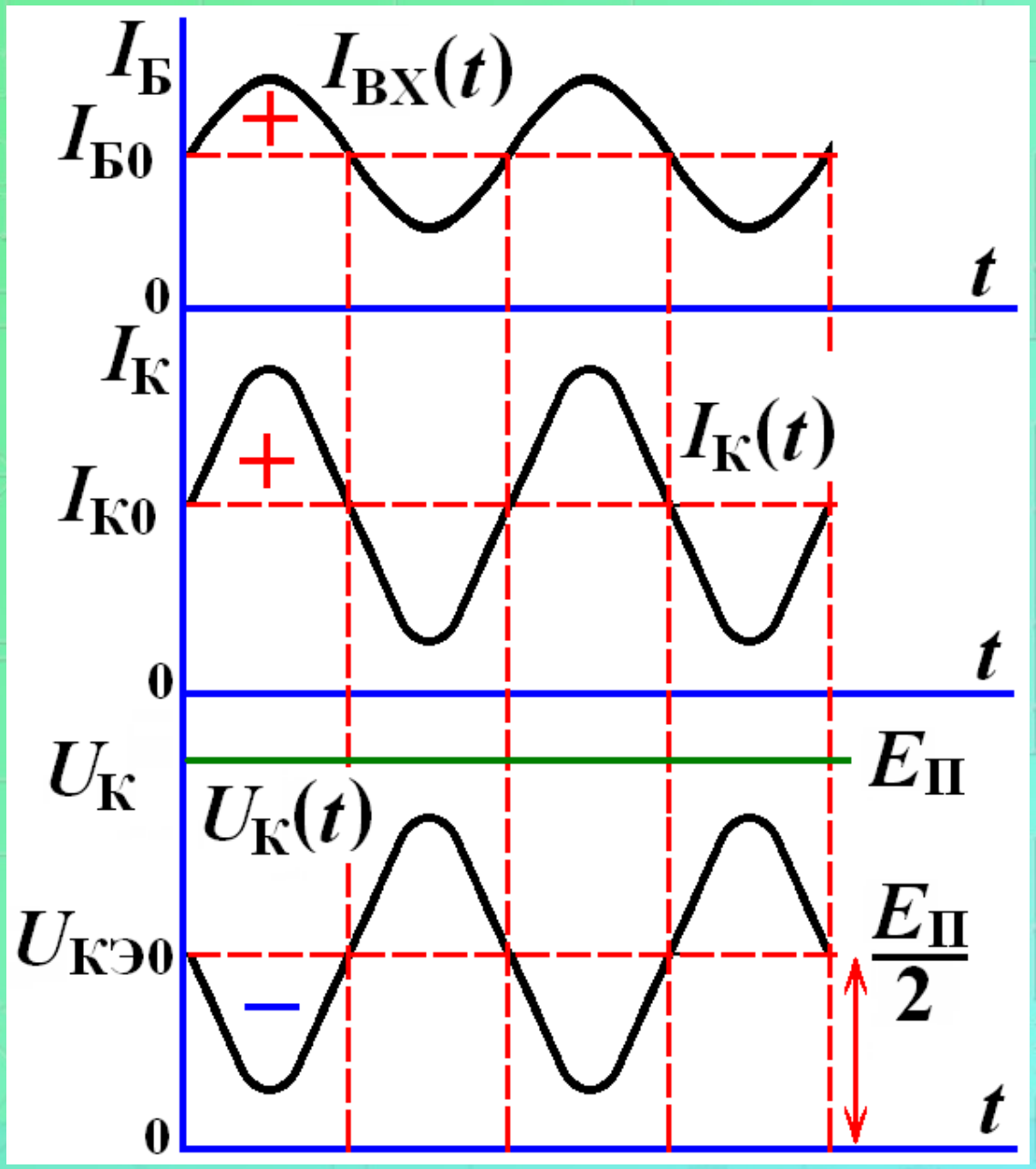
Точка б:

$$U_{КЭ} = 0; \quad I_К = \frac{E_П}{R_К};$$

Точка а:

$$I_К = 0;$$

$$U_{КЭ} = E_П.$$



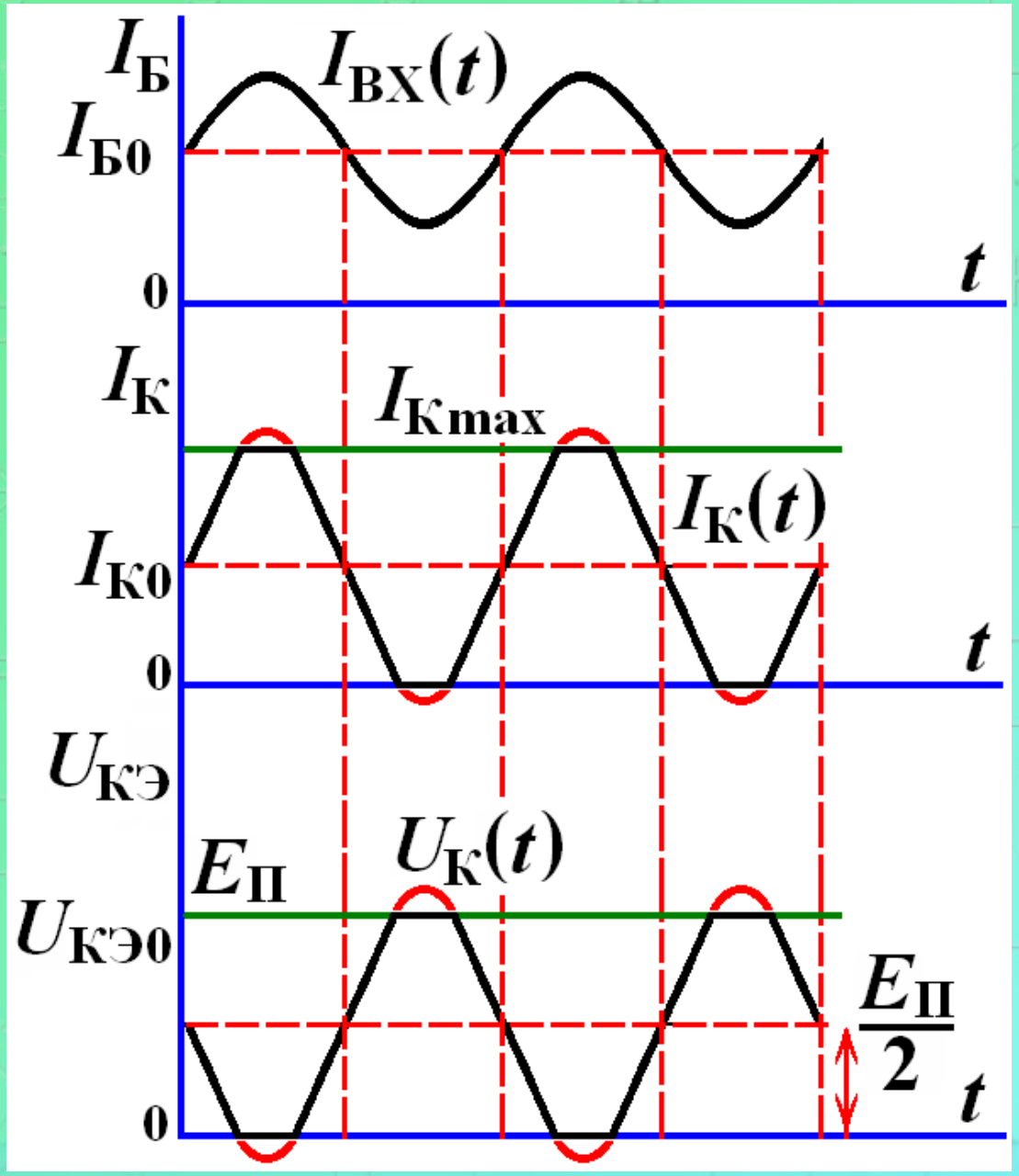
$$U_{ВЫХ} = -K_U \cdot U_{ВХ};$$

$$U_{КЭ0} \approx \frac{E_П}{2};$$

$$U_К(t) \le \frac{E_П}{2};$$

$$U_{ВЫХ}(t) = U_К(t);$$

K_U – коэффициент усиления по напряжению



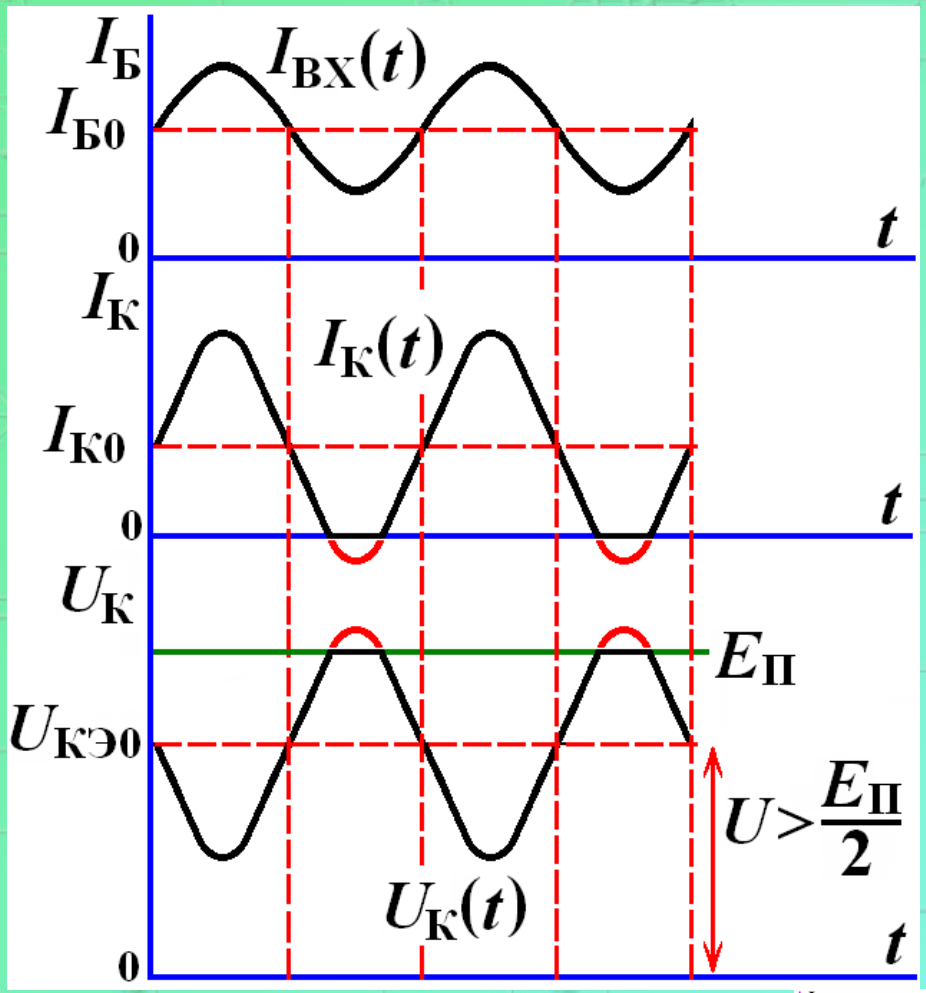
$$I_{Б\max} = \frac{I_{K\max}}{h_{21Э}};$$

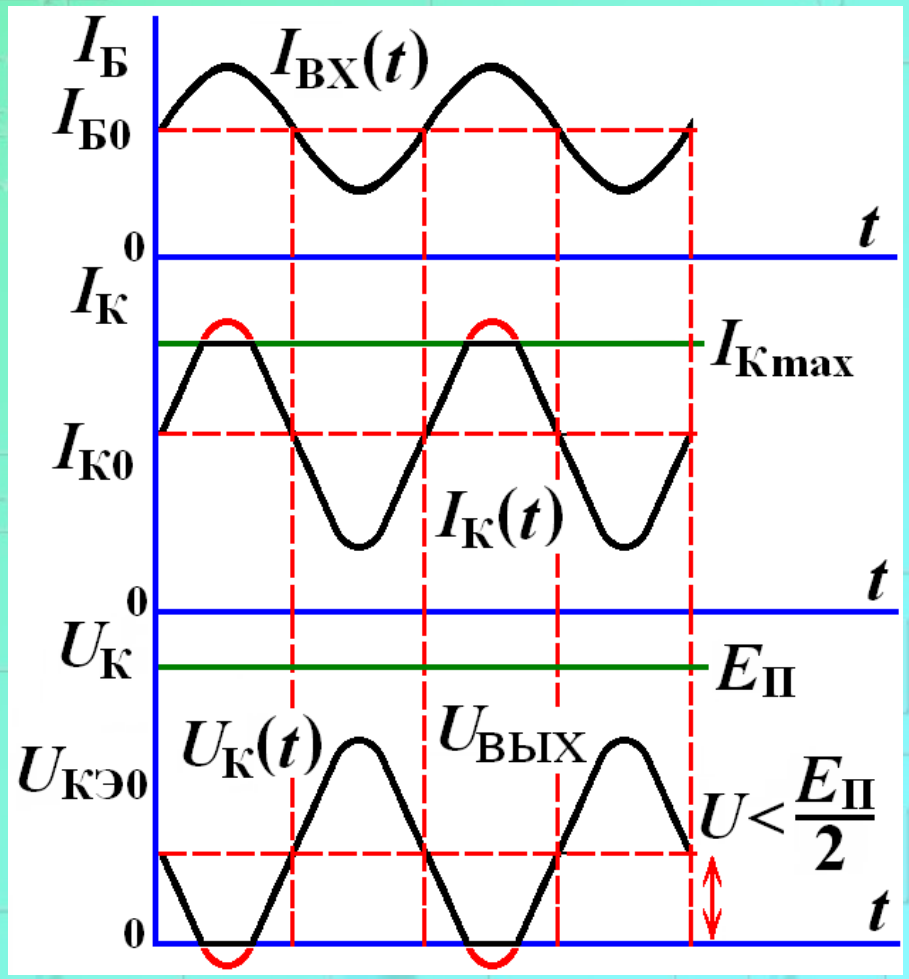
$$I_{K\max} = \frac{E_П}{R_K};$$

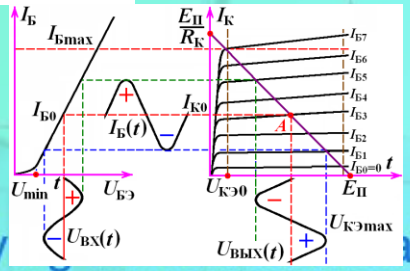
$$I_{K0} \approx \frac{I_{K\max}}{2};$$

$$I_{K\min} \approx 10 \cdot I_{КБ0}.$$

Искажение формы сигнала

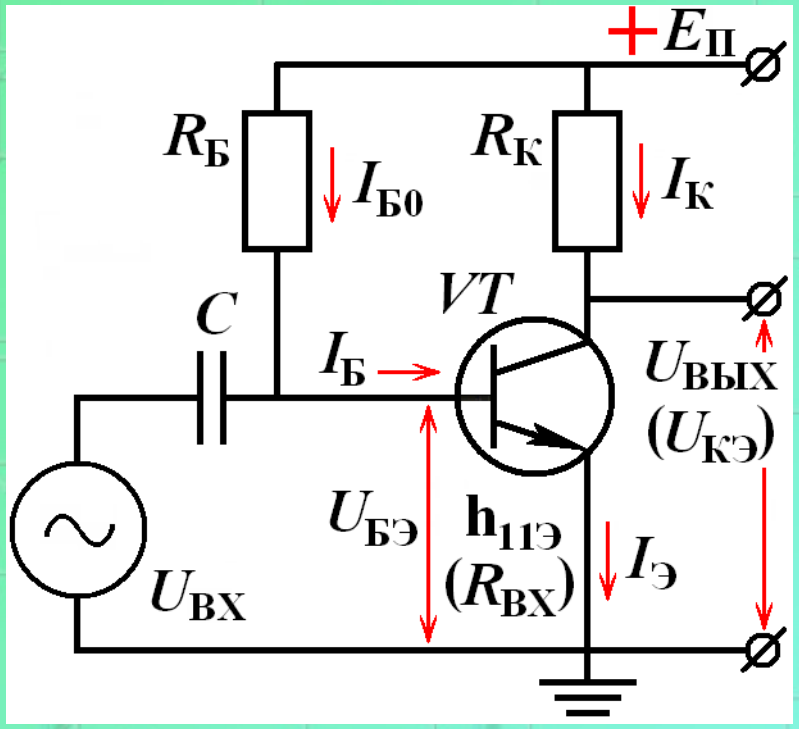


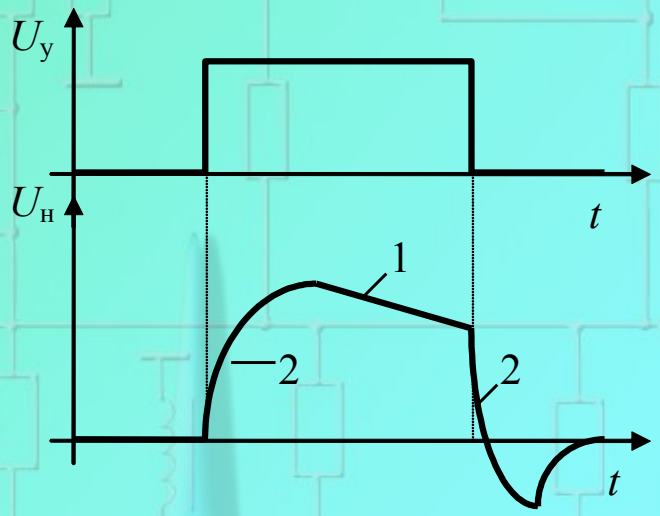




Advantages of electron devices apply ation and measurement systems

Импульсный усилитель





Элементы связи усилительных устройств

Подключение входного сигнала к управляющим зажимам усилителя и нагрузки к выходным зажимам осуществляется с помощью специальных элементов связи.

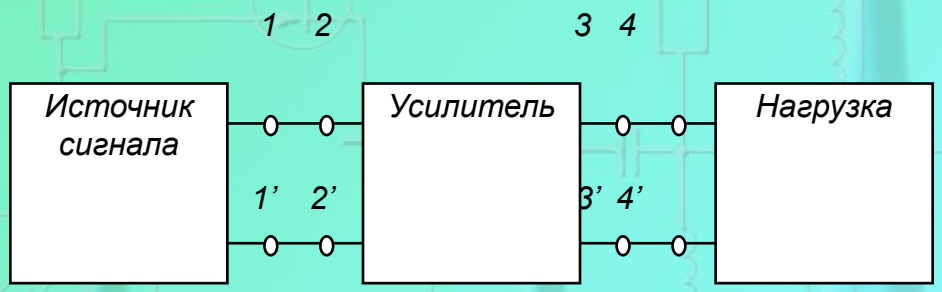
К этим элементам предъявляются следующие требования: минимальные потери энергии сигнала, минимальные вносимые искажения сигнала, минимальные вес и габариты, технологическая совместимость-с остальными элементами усилителя. Кроме того, очевидным является требование, чтобы подключение источника сигнала и нагрузка через элементы связи не приводили к изменению расчетного режима покоя

Виды связи

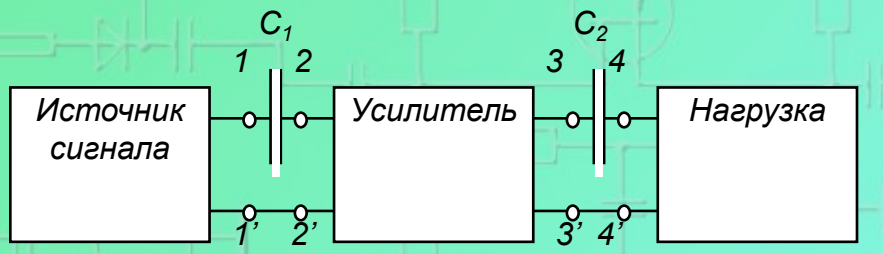
- Гальваническая (непосредственная)
- Емкостная
- Трансформаторная
- Оптическая

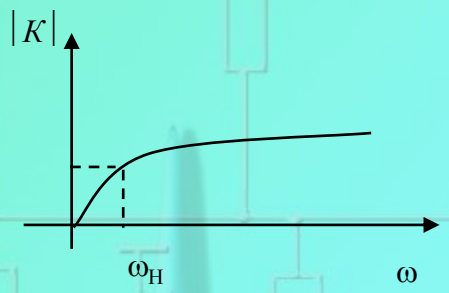
Гальваническая связь

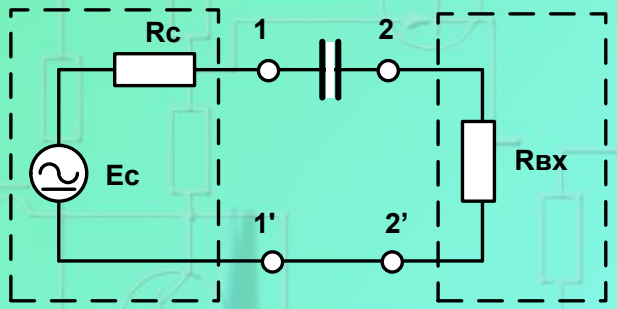
- Реализация гальванической связи часто требует дополнительных источников питания, специальных каскадов сдвига уровня

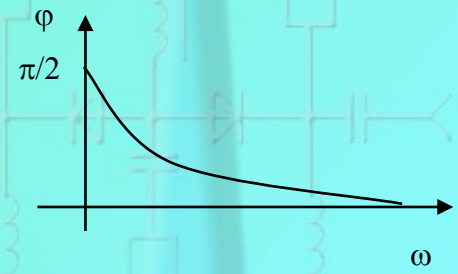


Емкостная связь

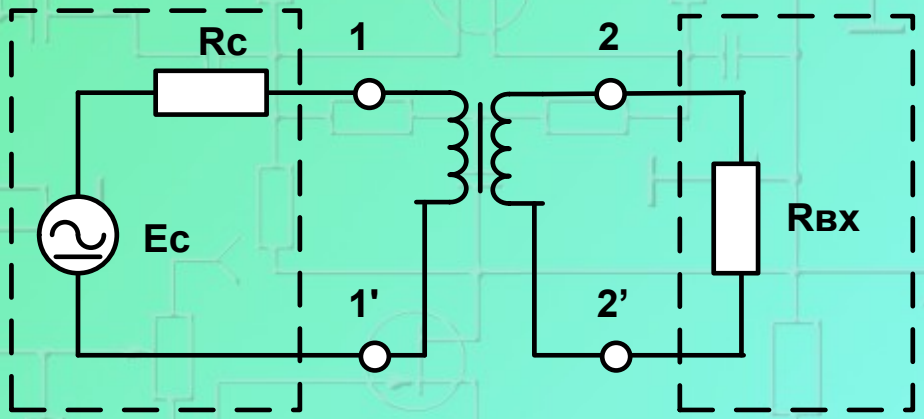


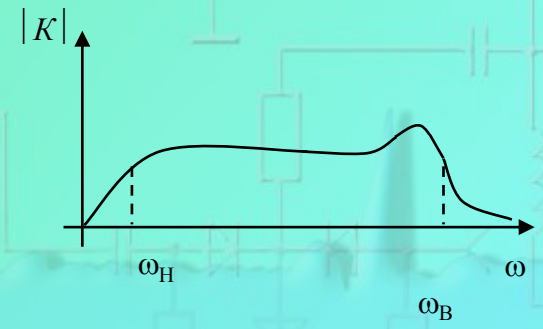




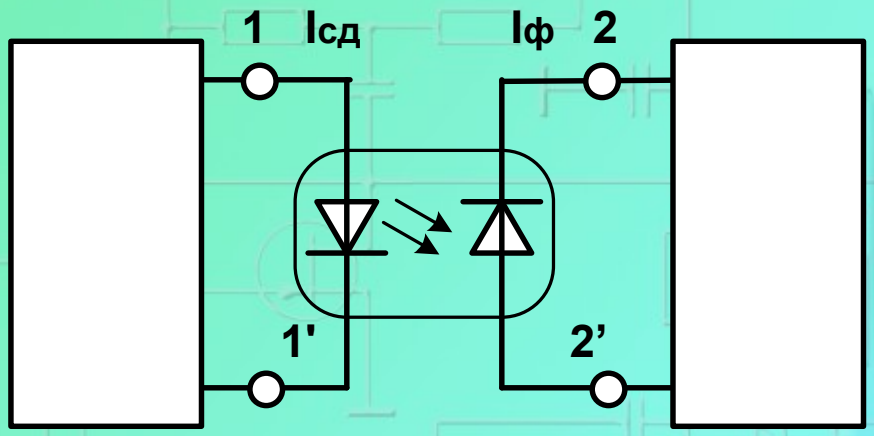


Трансформаторная связь



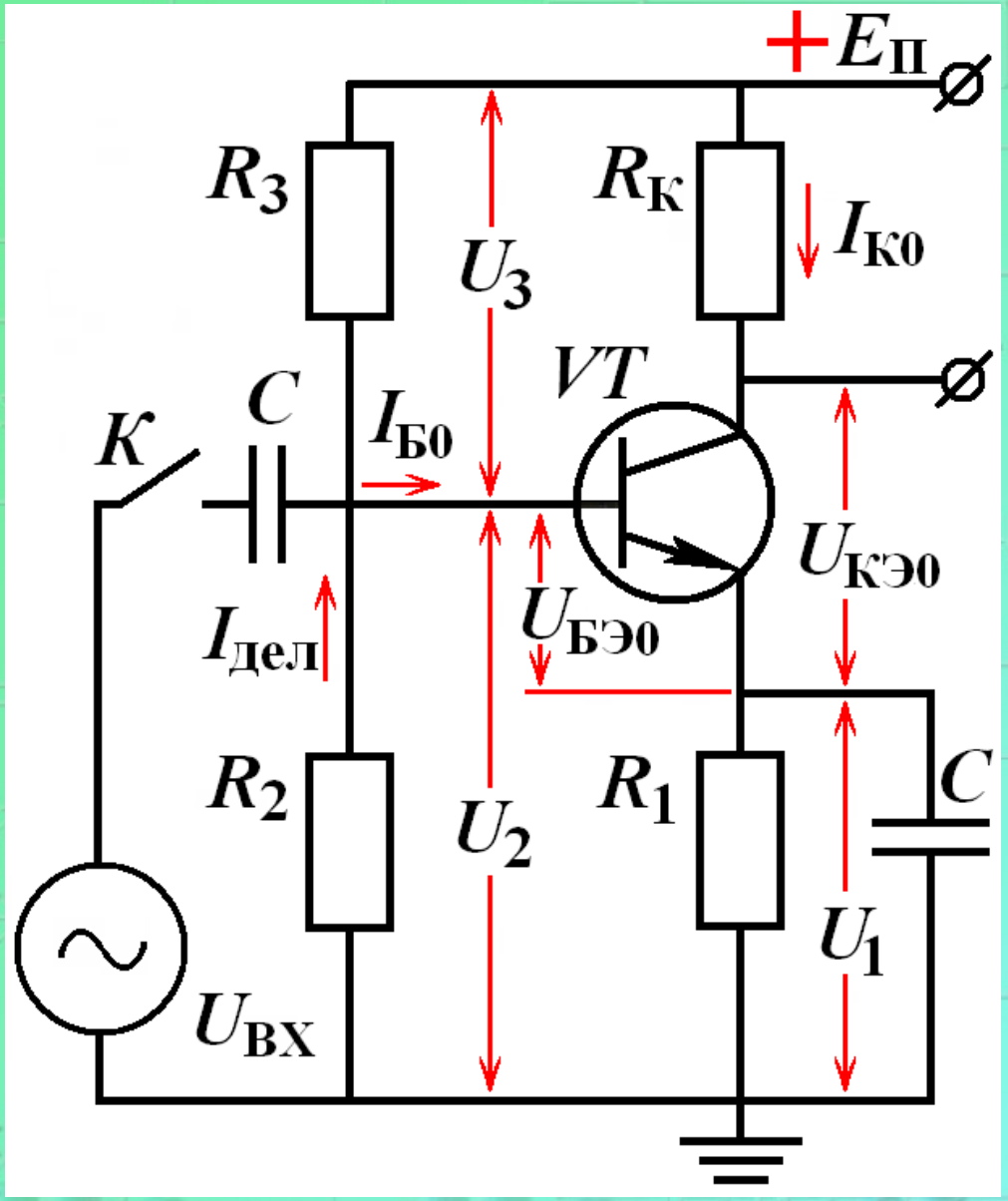


Оптическая связь



Принципы построения усилительных каскадов

- *Цепи задания и стабилизации режима покоя являются обязательными элементами любого усилителя.*
- *Начальный режим работы определяется видом входного сигнала – разнополярный, однополярный (положительный, отрицательный), необходимой амплитудой выходного сигнала, экономичностью (КПД), допустимыми искажениями.*

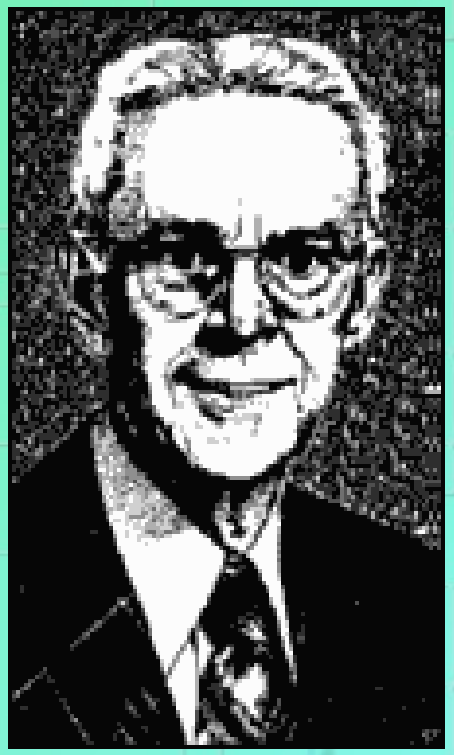


Стабилизация рабочей точки

Обратная связь в усилительных устройствах

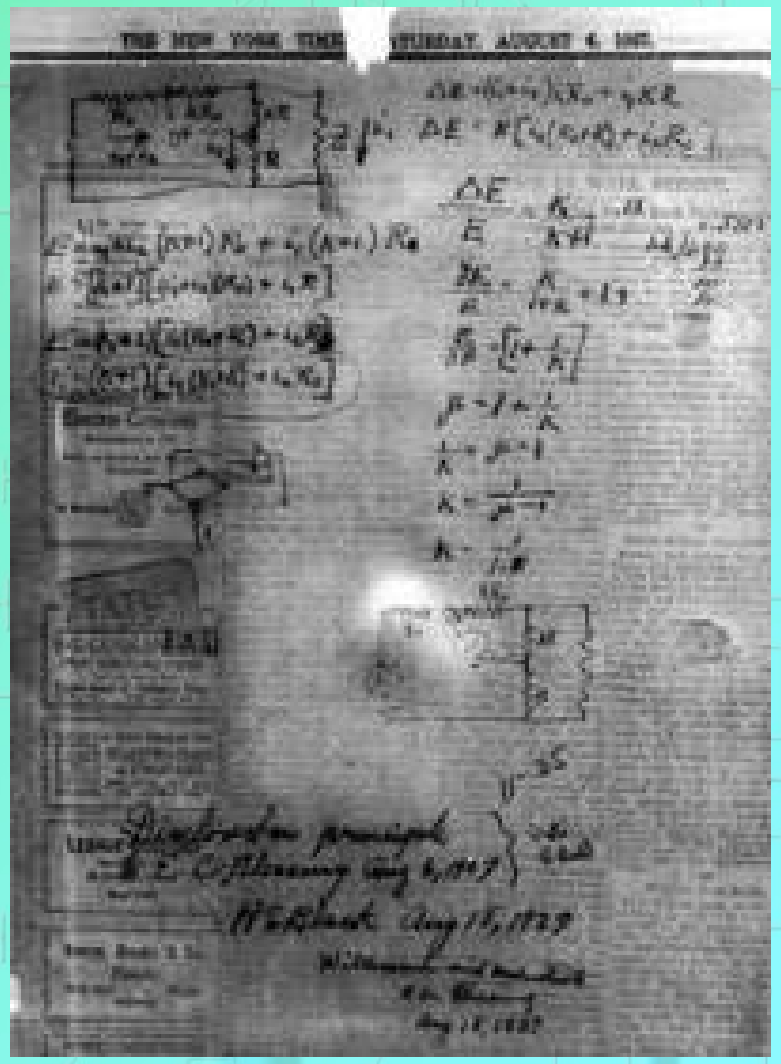
Oleg Stukach
National Research Tomsk Polytechnic University
30 Lenin Avenue, Tomsk, 634050, Russia
E-mail: tomsk@ieee.org
http://ieee.tpu.ru or http://chapters.comsoc.org/tomsk/

Harold Stephen Black
(April 14, 1898 – December 11, 1983)



"Называя наше время временем великих свершений, мы отдаем должное тем, кто сделал его таким"

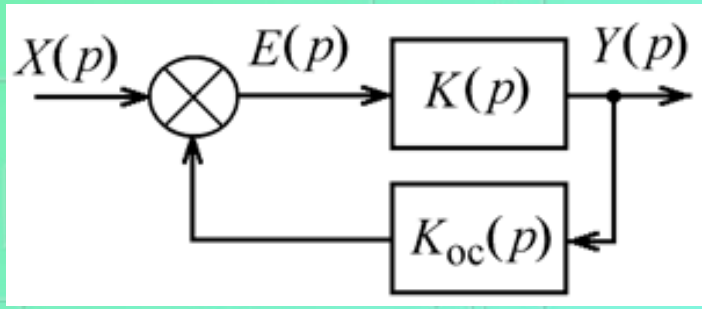
Гарольд Стивен Блэк (Harold Stephen Black) (1898-1983) Американский инженер из компании <West Street Labs> (предшественница <Bell Telephone Laboratories>). В течение шести лет работал над уменьшением искажений в телефонных усилителях. Ответ был найден во время пригородной поездки на пароме в 1927. За неимением бумаги учёный записал расчеты на газете



Обратной связи - 88 лет

http://ieee.tpu.ru/papers/88_let.html

Обратная связь в усилительных устройствах



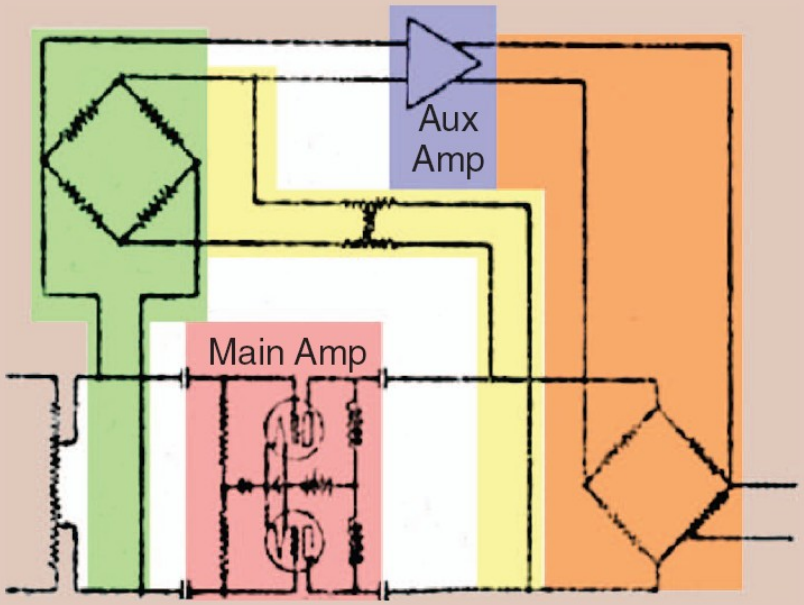
управляющее напряжение усилителя формируется как результат сравнения мгновенного значения входного сигнала с соизмеримой с ним по уровню частью выходного сигнала таким образом, чтобы соответствующим воздействием на усилитель свести к минимуму их отличия

http://ieee.tpu.ru/papers/88_let.html

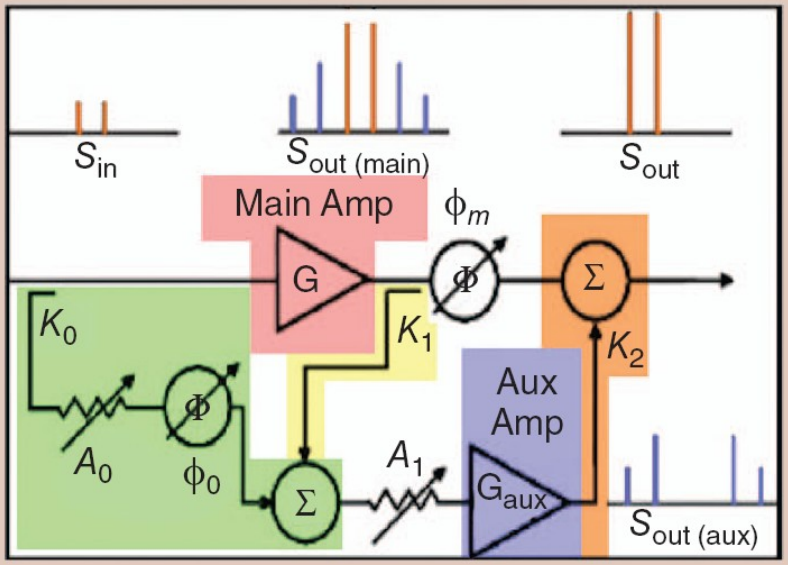
Обратная связь в усилительных устройствах

http://ieee.tpu.ru/papers/88_let.html

Advantages of electron devices applying for communication and measurement systems

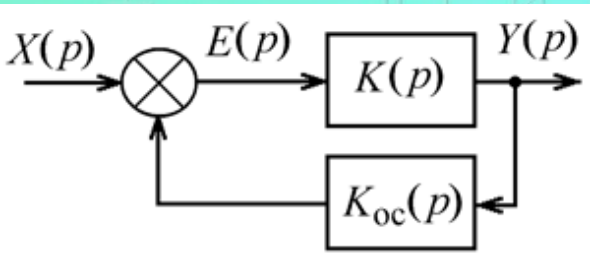


(a)



(b)

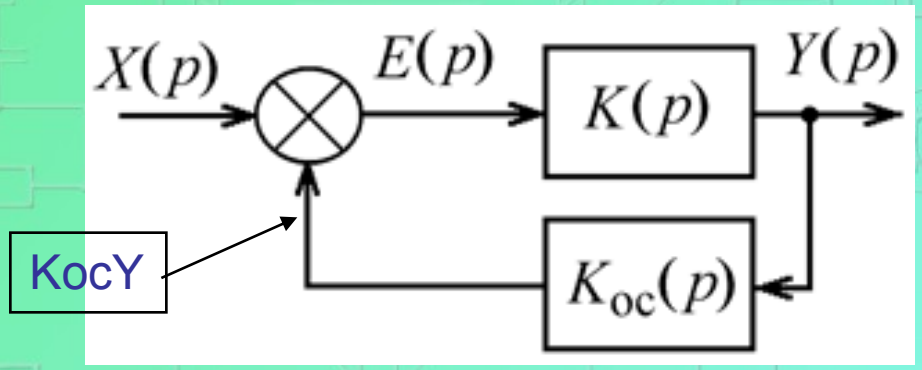
Feedforward linearization employs two loops: (a) Black's original block diagram and (b) an updated version are shown



?

Advantages of electron devices applying for communication and measurement systems

Обратная связь



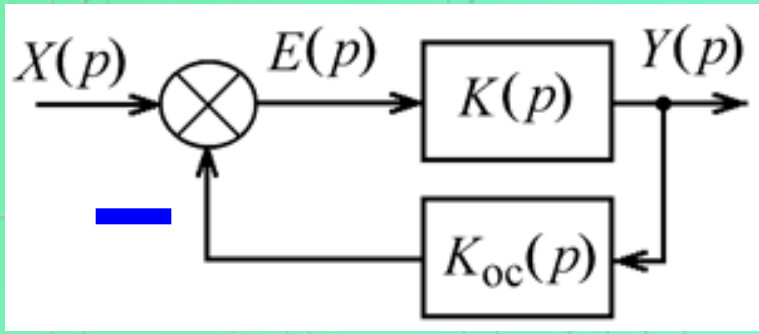
Пусть *X* – входное воздействие, *Y* – отклик системы, *K*(.) – оператор, преобразующий входной сигнал в выходной.

Для системы прямого управления *K*=*Y*/*X*.

Для системы с обратной связью введем звено *K*oc(.), преобразующее выходной сигнал Y в сигнал обратной связи.

Очевидно, сигнал обратной связи равен KocY.

Виды обратной связи



Для отрицательной обратной связи сигнал ошибки определяется как

$$E = X - K_{oc} Y$$

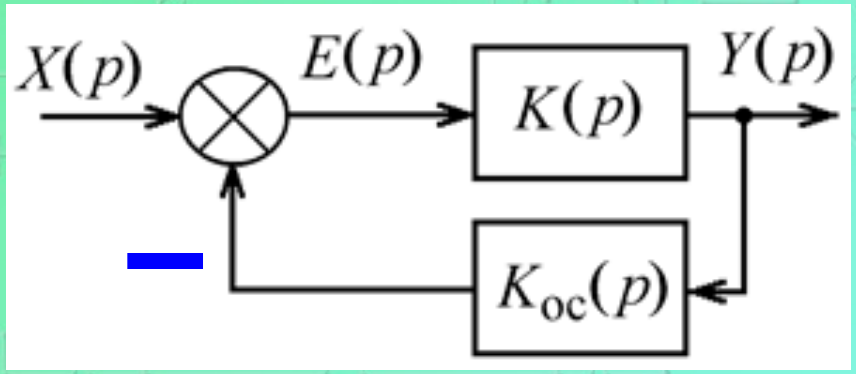
поэтому с учётом $K = Y / E$

получаем оператор системы с отрицательной обратной связью в виде:

$$K_{общ\,oc} = \frac{Y}{X} = \frac{K}{1 + KK_{oc}}$$

Отрицательная обратная связь (ООС)

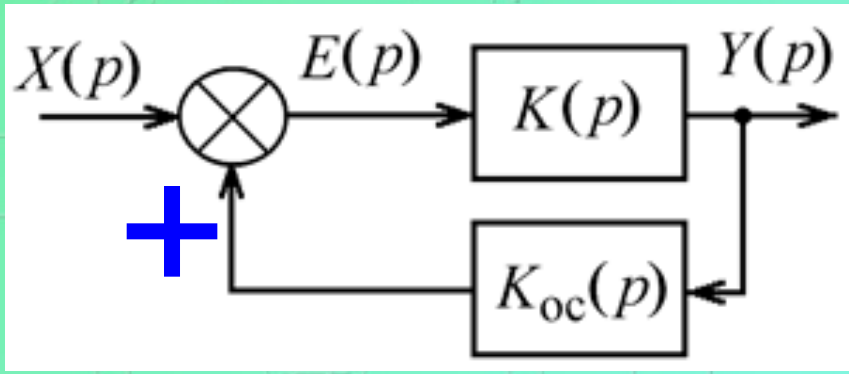
Отрицательная обратная связь (ООС)



$$K_{общ\,ос} = \frac{Y}{X} = \frac{K}{1 + KK_{ос}}$$

http://ieee.tpu.ru/papers/88_let.html

Виды обратной связи



Для положительной обратной связи $E = X + K_{oc}Y$

поэтому

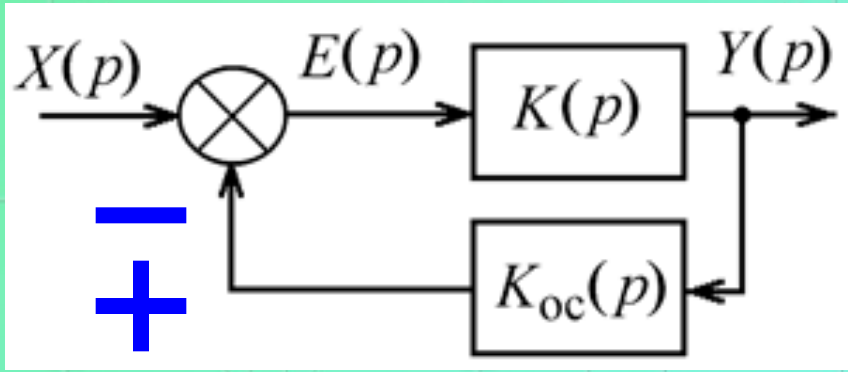
$$K_{общ\,пос} = \frac{Y}{X} = \frac{K}{1 - KK_{oc}}$$

Положительная обратная связь (ПОС)

Обратная связь (ОС)

ООС

ПОС

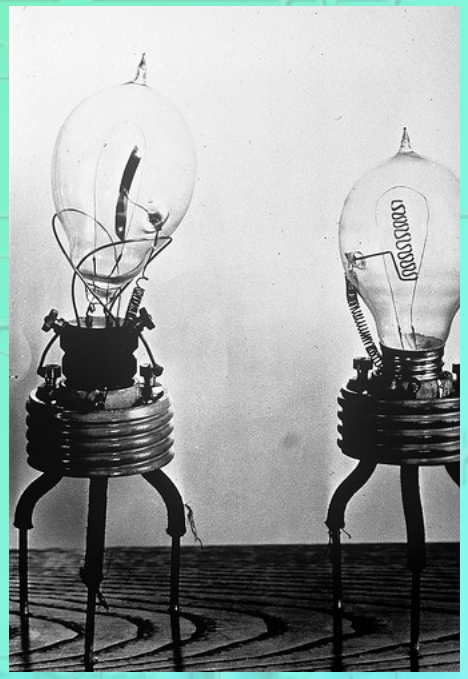


$$K_{общ\,ос} = \frac{Y}{X} = \frac{K}{1 \pm KK_{ос}}$$

Обратная связь в усилительных устройствах

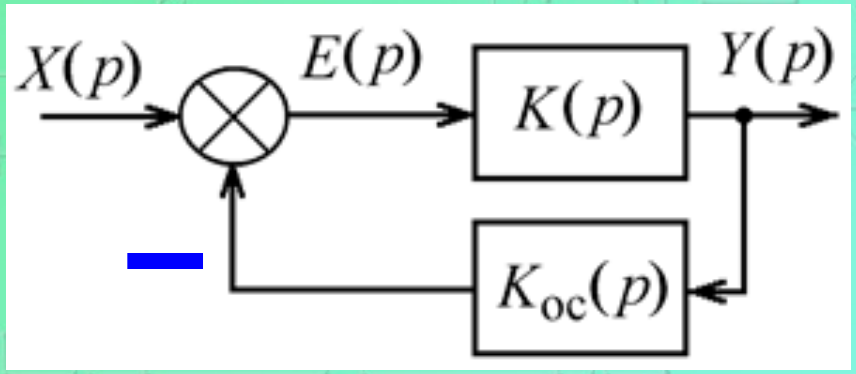
эффективный и универсальный метод стабилизации и линеаризации

Обратной связи - 88 лет



http://ieee.tpu.ru/papers/88_let.html

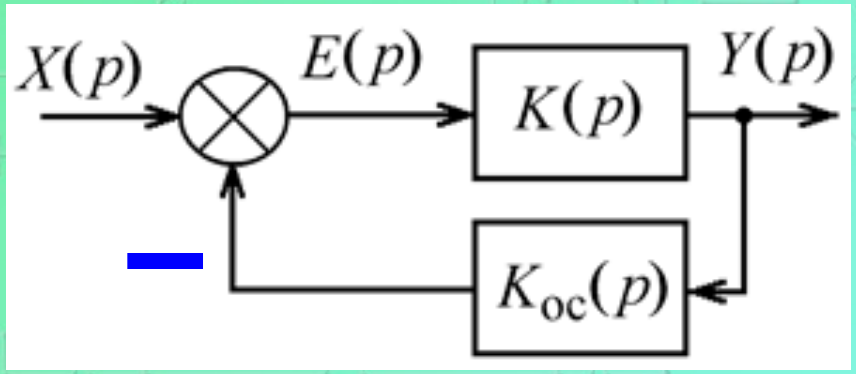
Отрицательная обратная связь (ООС)



$$K_{общ\,ос} = \frac{Y}{X} = \frac{K}{1 + KK_{ос}}$$

$$K_{общ\,ос} < K$$

Отрицательная обратная связь (ООС)



$$K_{общ\,ос} = \frac{Y}{X} = \frac{K}{1 + KK_{ос}}$$

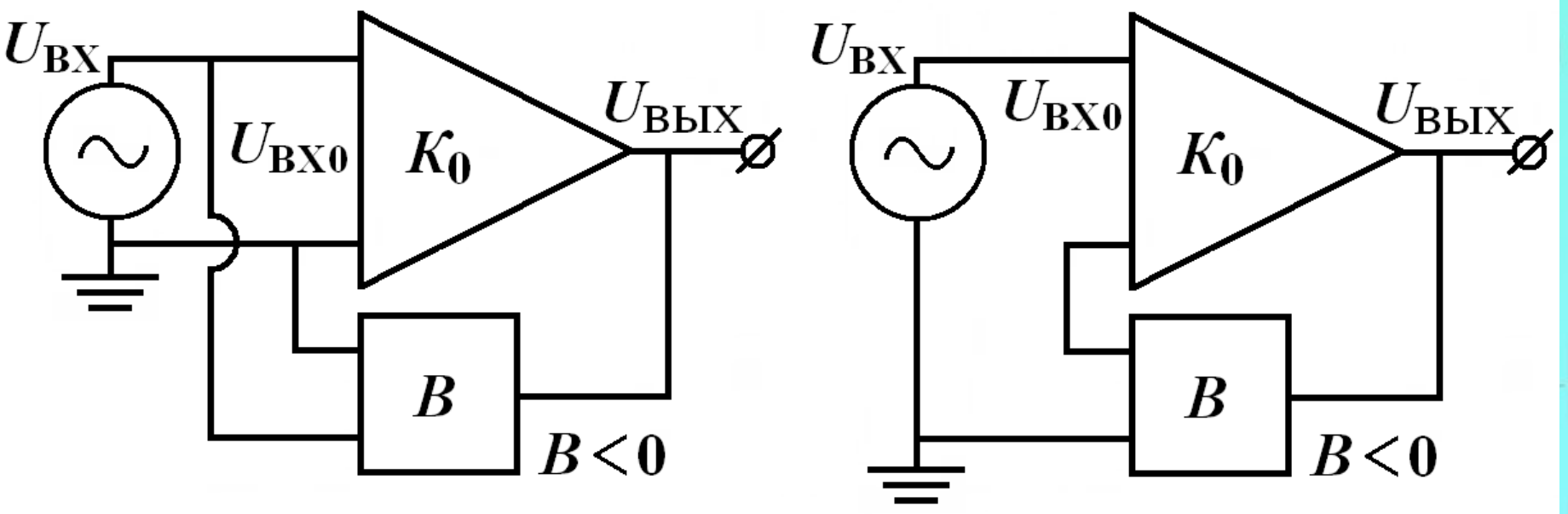
При большом усилении (К>>1)

$$K_{общ\,ос} \approx \frac{1}{K_{ос}}$$

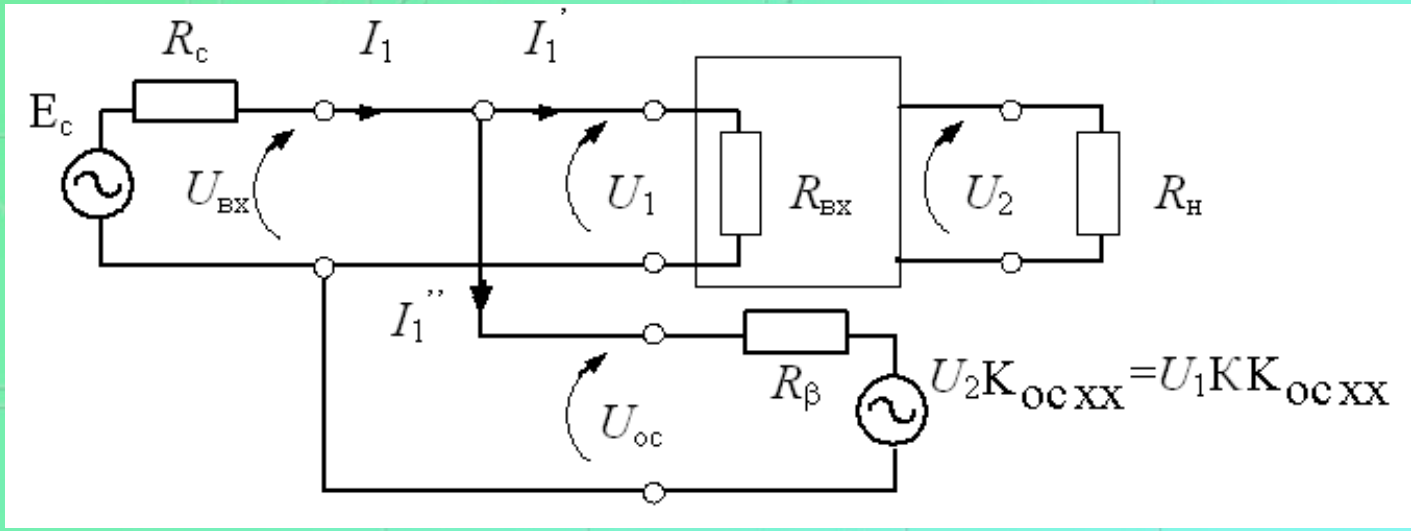
эффективный и универсальный метод стабилизации и линеаризации

Параллельная ОС

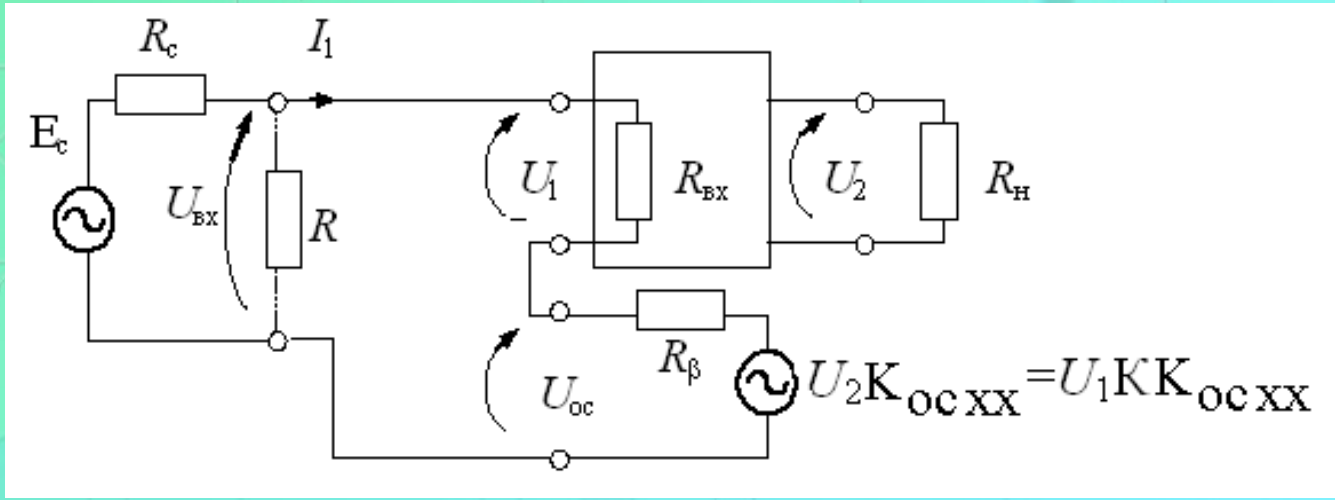
Последовательная ОС



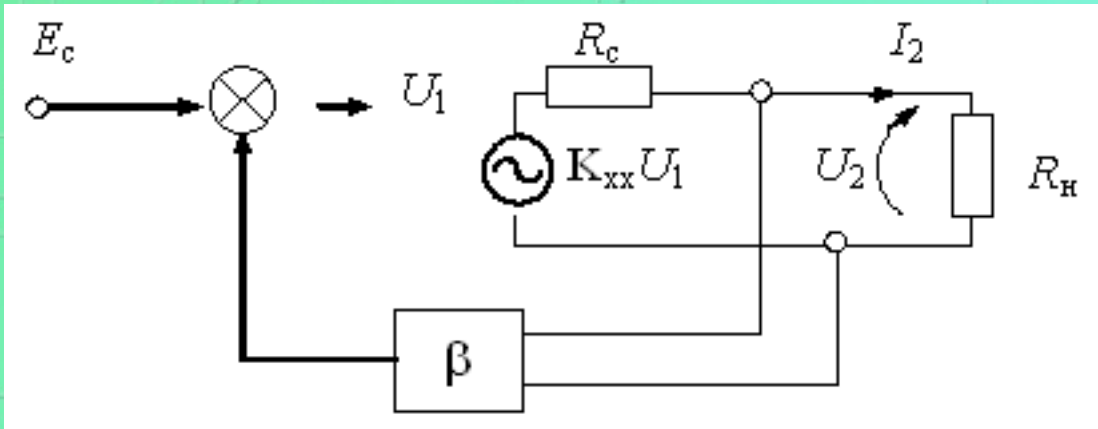
Параллельная ОС



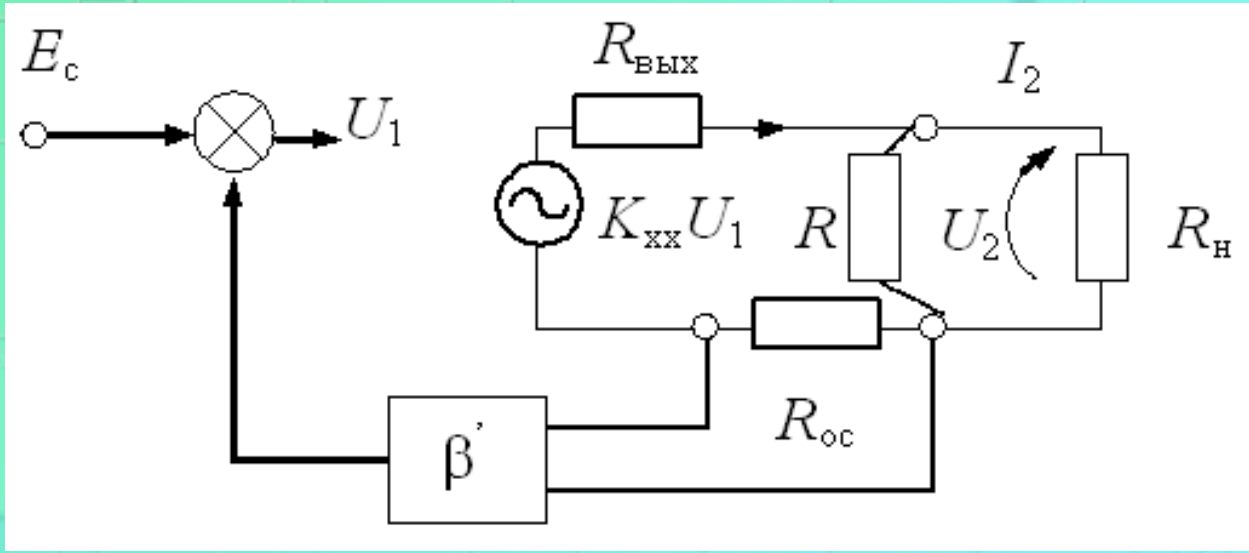
Последовательная ОС



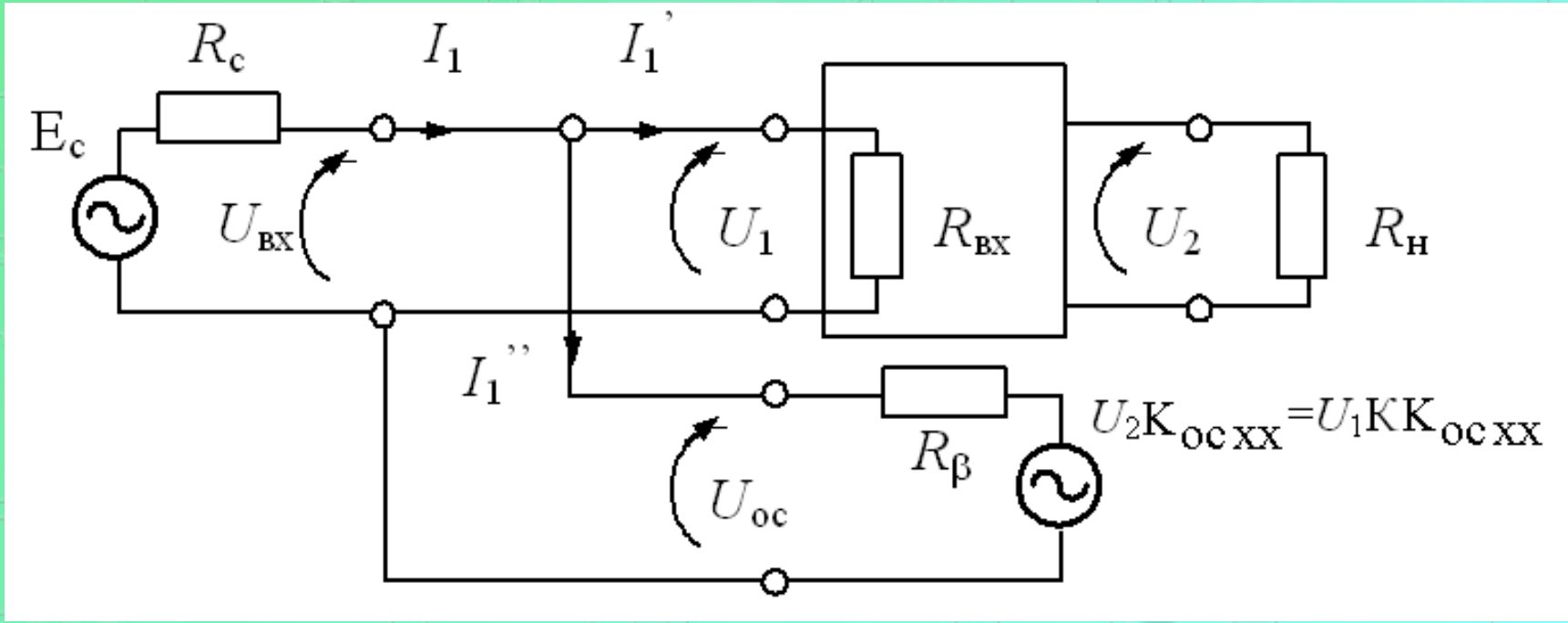
ОС по напряжению



ОС по току

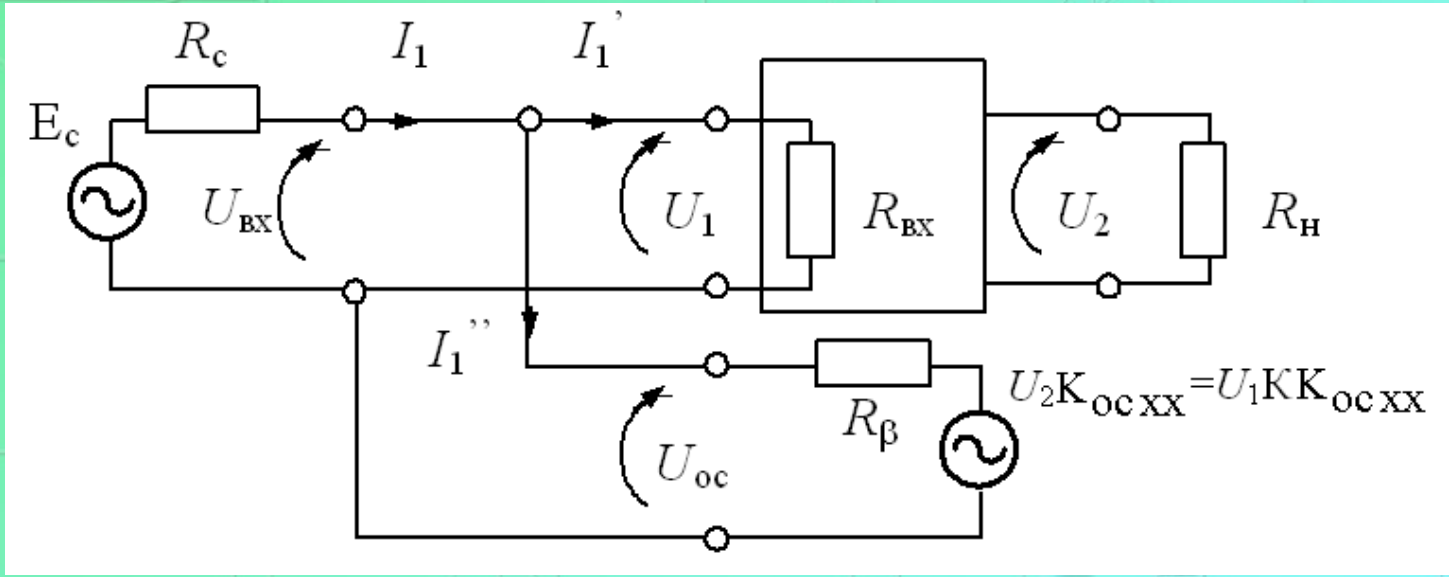


Входное сопротивление



$$R_{вх\,ос} = \frac{U_{вх}}{I_1} = R_{вх} \,//\, \frac{R_\beta}{1 + K\beta_{xx}}.$$

Влияние обратной связи на входное сопротивление



$$R_{вх\ ос} = \frac{U_{вх}}{I_1} \qquad I_1 = \frac{U_{вх} - U_2\beta_{xx}}{R_{вх} + R_\beta}. \qquad I_1 = \frac{U_{вх}}{R_{вх}\left(1 + K\beta_{вх}\right) + R_\beta}$$

$R_{вх\ ос} = R_{вх}\,(1 + K\beta_{xx}) + R_\beta$

$$R'_{вх\ ос} = R // R_{вх} F \le R.$$
$$(F \to \infty)$$

Входное сопротивление усилителя с последовательной ООС больше, чем у исходного усилителя в 1+ККос раз

Изменение К и фазы в усилителе с обратной связью

$$K_{общ\,ос} = \frac{Ke^{j\varphi}}{1 + Ke^{j\varphi}K_{ос}e^{j\varphi_{ос}}}$$

Полагая, что при

$\varphi \to 0$

$\cos\varphi \approx 1$

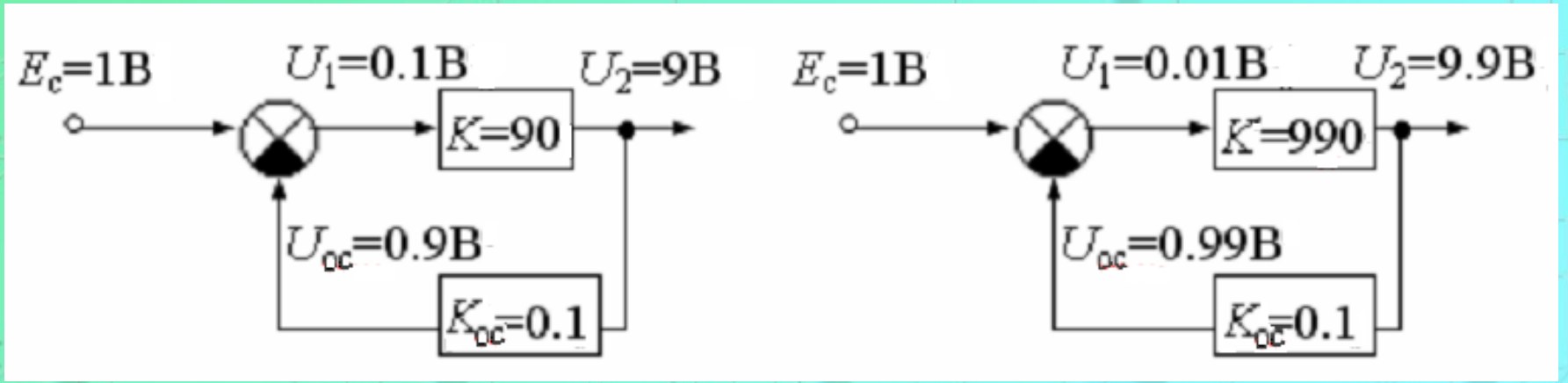
$\sin\varphi \approx \varphi$

$$\varphi_{ос} = \varphi - arctg\frac{KK_{ос}\varphi}{1 + KK_{ос}} \approx \frac{\varphi}{1 + KK_{ос}}$$

Нестабильность усилителя

$$\frac{dK_{общ\,ос}}{dK} = \frac{d}{dK}\left(\frac{K}{1+KK_{ос}}\right)$$

самостоятельно

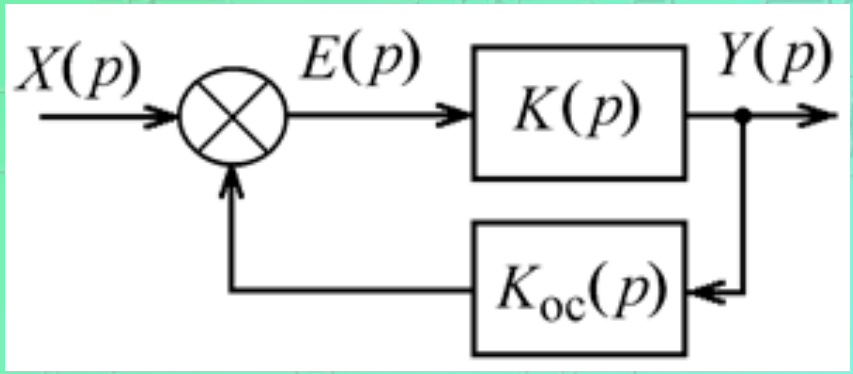


Устойчивость усилителя

Паразитная генерация

- появление на выходе усилителя сигнала, параметры которого не зависят от входного сигнала
- при наличии паразитной генерации усилитель называется неустойчивым.

Устойчивость усилителя

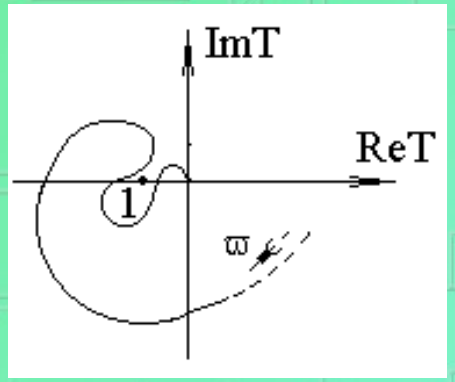


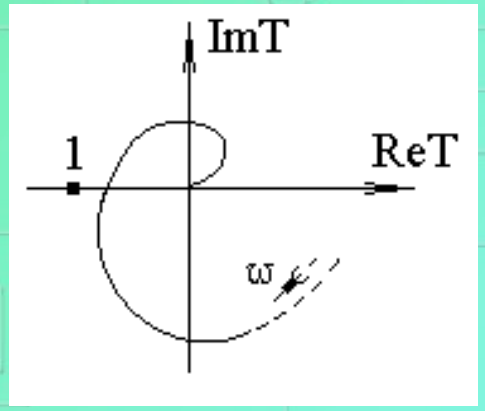
- $[1+K(p)\cdot\beta(p)]=[1+T(p))]=0$
- Корни могут быть чисто вещественными ($pi=\pm\delta i$) или комплексно сопряженными ($pi=\pm\delta i \pm j\omega$).

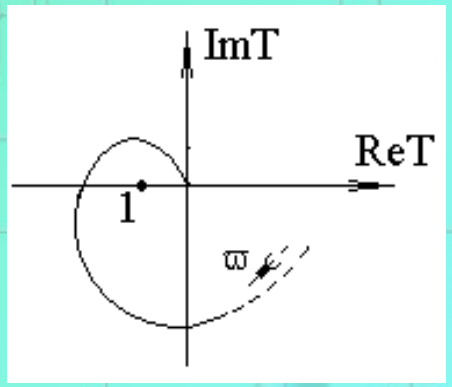
$$U_2(t)=U(0)\sum_{i=1}^{n} e^{p_i t}$$

Критерий Найквиста

усилитель будет устойчив, если годограф петлевого усиления $T(j\omega)$ не охватывает точку с координатами -1, $j0$.

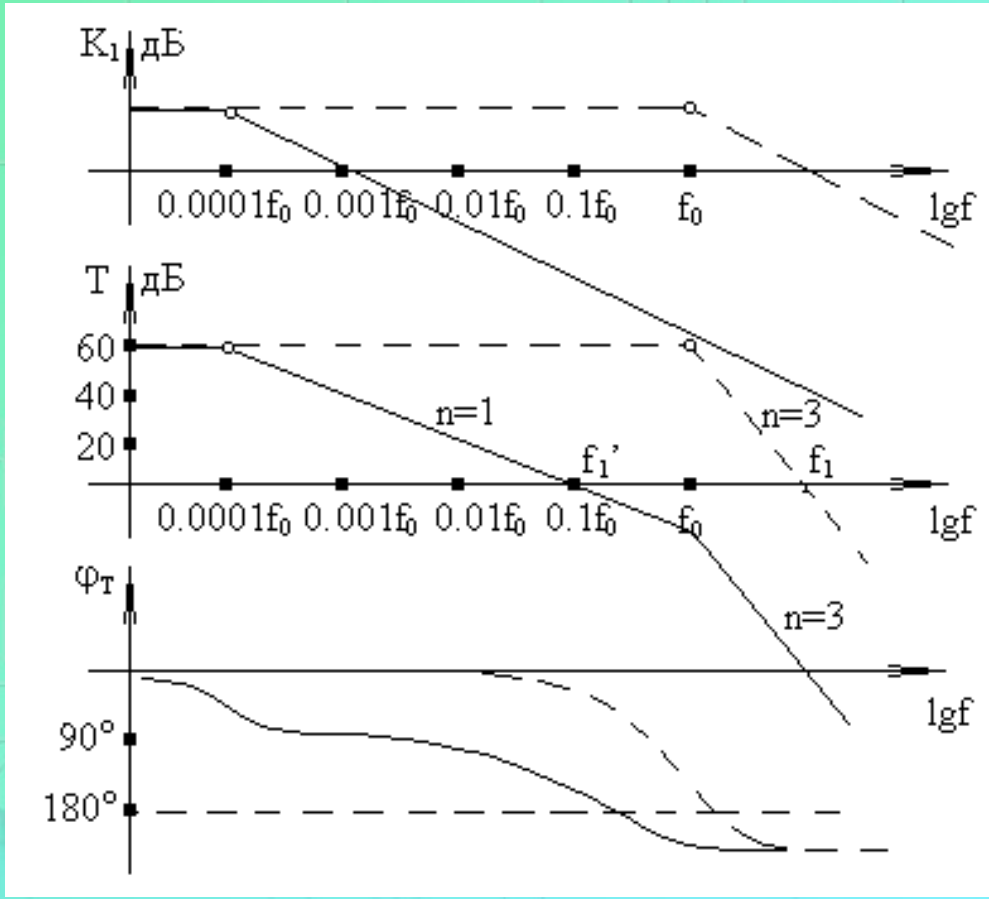




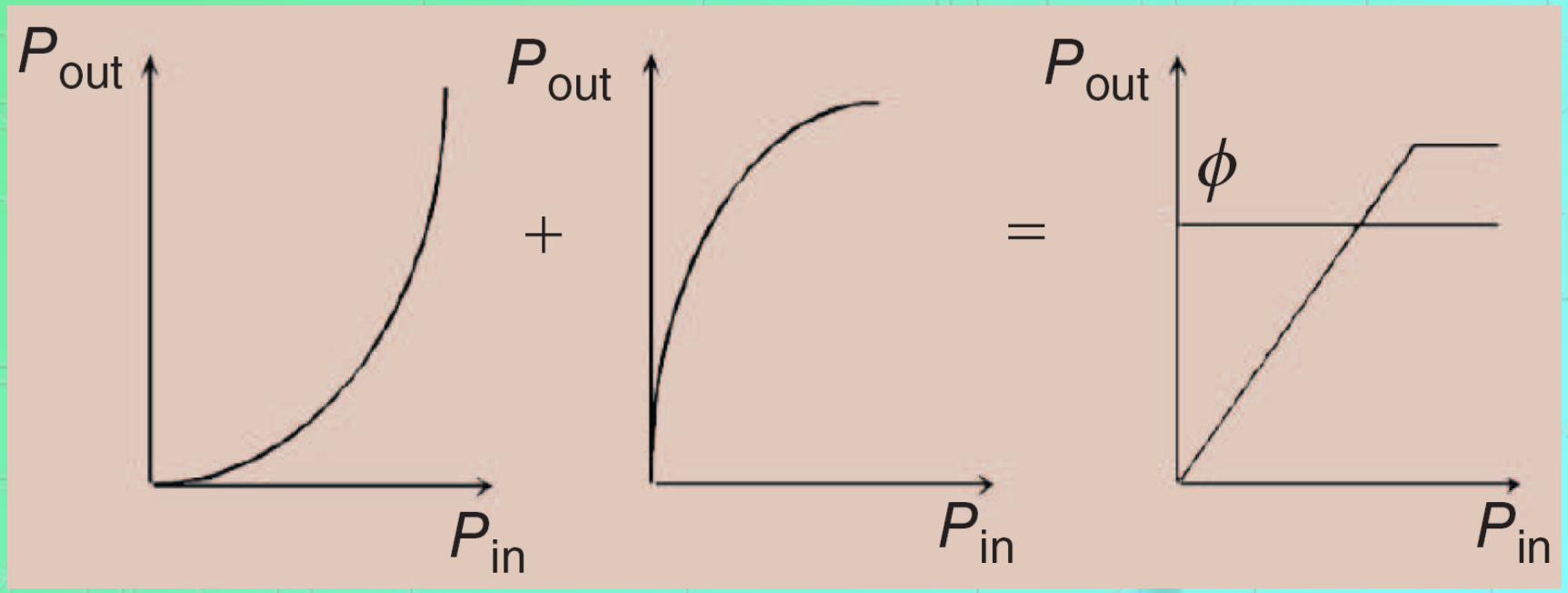


Годограф - это геометрическое место точек, описываемое концом вектора T в комплексной плоскости при изменении частоты от 0 до ∞. Каждой частоте внутри этого диапазона соответствует вектор, длина которого равна модулю, а угол поворота - фазе петлевого усиления

Коррекция частотных характеристик для обеспечения устойчивости усилителя



Обратная связь в усилительных устройствах



http://ieee.tpu.ru/papers/88_let.html

Advantages of electron devices applying for communication and measurement systems

Обратная связь в усилительных устройствах

Пусть оператор, преобразующий входной сигнал в выходной, представляет собой звено возведения в квадрат с усилением а. Тогда

$$Y = aX^2$$

Очевидно, это нелинейный оператор, превращающий воздействие в его вторую гармонику. Введем в систему единичную $К_{ос}$=1 отрицательную обратную связь. Применяя оператор к сигналу ошибки, получим

$$Y = a(X - Y)^2$$

Обратная связь в усилительных устройствах

$$aY^2 - (2Xa + 1)Y + aX^2 = 0$$

Решая получившееся квадратное уравнение относительно Y, получим корни, которые будут представлять собой линейные функции. В частном случае, при большом усилении a можно пренебречь единицей в скобках предыдущего уравнения, из чего непосредственно вытекает, что Y=X.

Нелинейные искажения полностью исчезли!

Обратная связь в усилительных устройствах

- Black H.S. Stabilized Feed-Back Amplifier / H.S. Black // Proceedings of the IEEE. - 1999. - Vol. 87. N 2. - P. 379-385.
- Mac E. Van Valkenberg, "In Memoriam: Henrik W. Bode (1905-1982) // IEEE Trans. Auto. Control, vol. 29, pp. 193-194. 1984.
- Terman F.E. Some applications of negative feedback with particular reference to laboratory equipment / F.E. Terman, W.R. Hewlett et al. / Proc. IRE. - 1939 - Vol. 27. - N 10. - P. 649-655.

Обратной связи - 88 лет

http://ieee.tpu.ru/papers/88_let.html

Усилители мощности

Oleg Stukach
National Research Tomsk Polytechnic University
30 Lenin Avenue, Tomsk, 634050, Russia
E-mail: tomsk@ieee.org
http://ieee.tpu.ru or http://chapters.comsoc.org/tomsk/

Усилители мощности

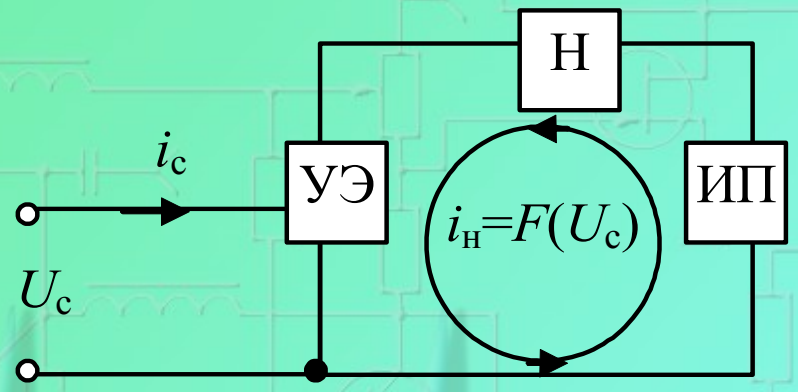
Характерной чертой усилителей мощности является высокое абсолютное значение выходной мощности

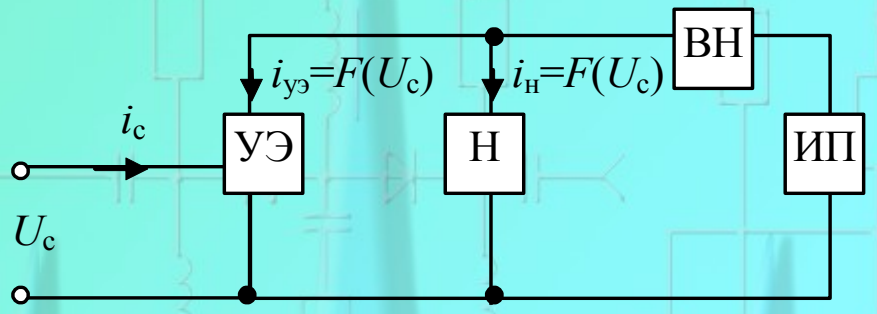
Важнейшей характеристикой усилителя становится коэффициент полезного действия (КПД)

$$\eta = \frac{P_o}{P_{\text{потр}}} 100\%$$

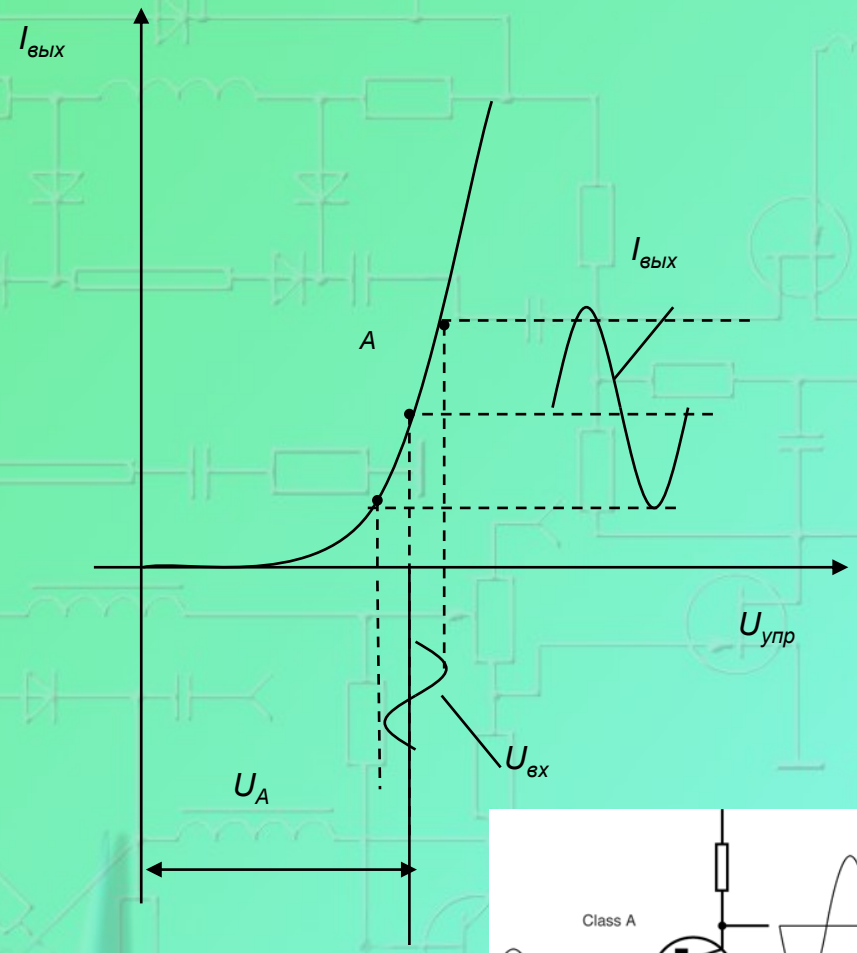
Линейные усилители мощности

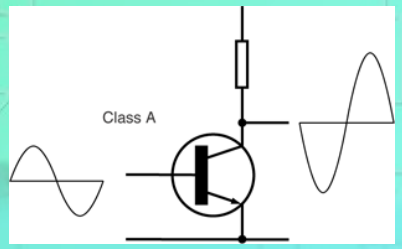
Под линейными обычно понимают усилители, в которых управляемые (активные, усилительные) элементы (УЭ) работают в непрерывном режиме





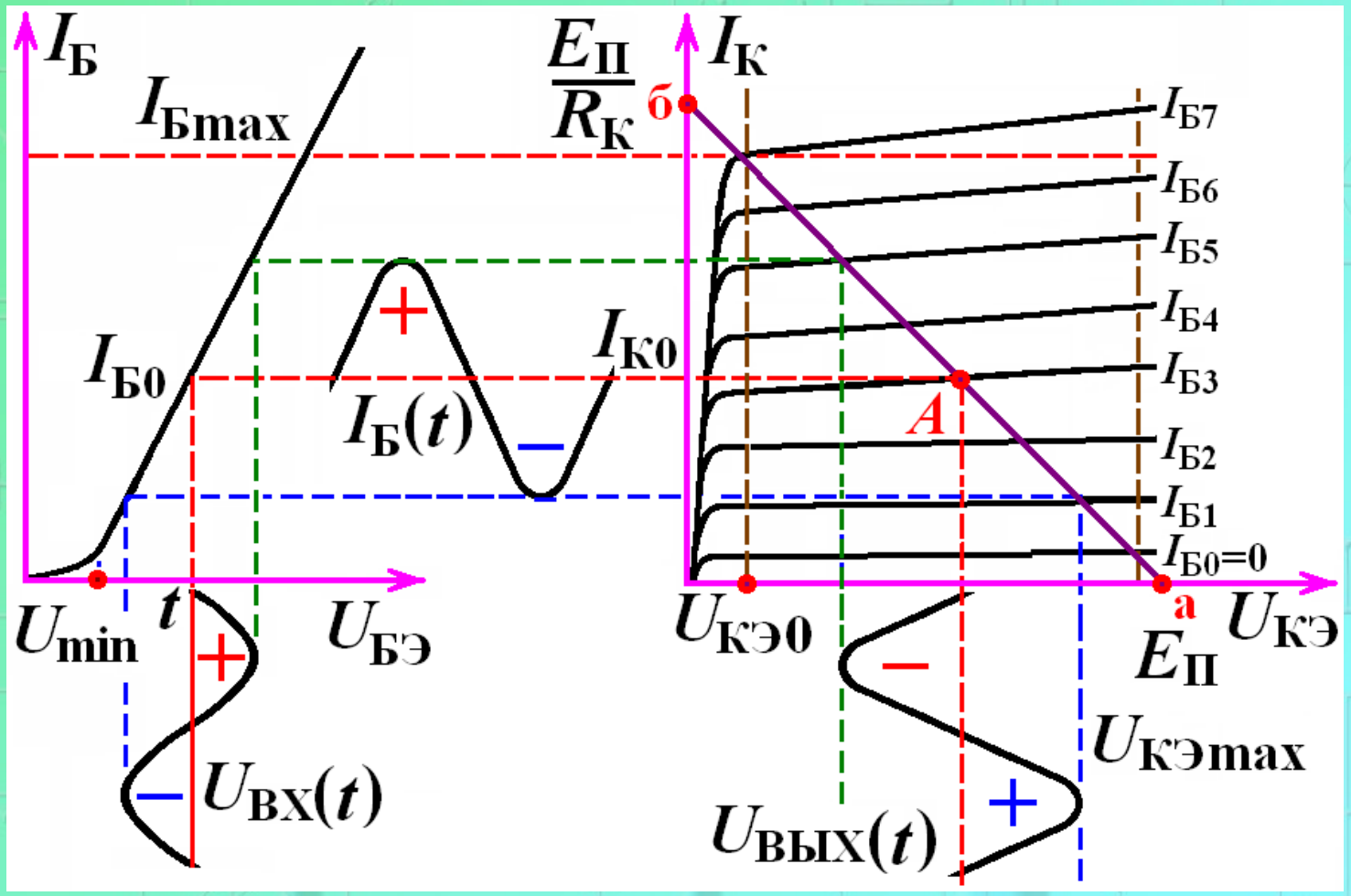
Режимы (классы) работы активных элементов



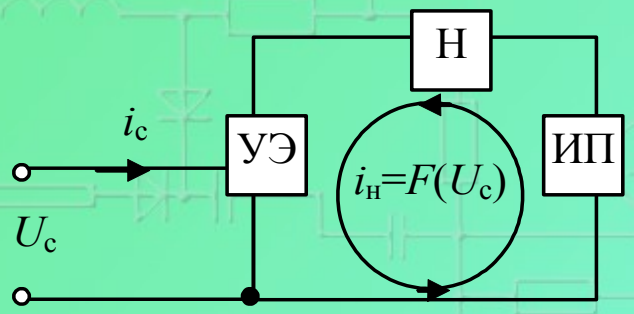


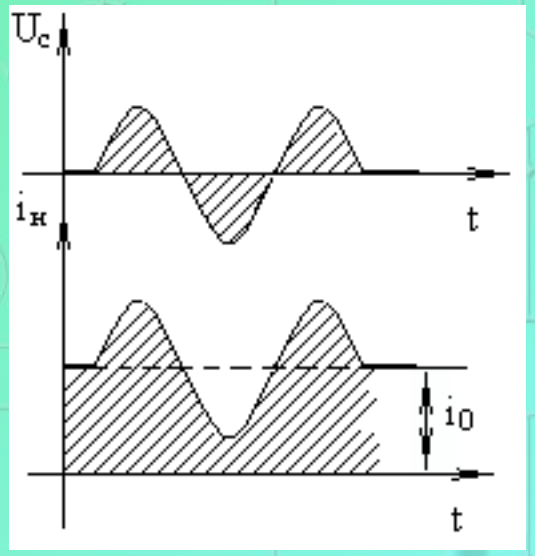
Класс А – режим, когда ток в выходной цепи активного элемента протекает в течение всего периода входного сигнала. Обязательно используется при разнополярных входных сигналах и одном активном элементе. Характеризуется сравнительно низким КПД и малыми нелинейными искажениями

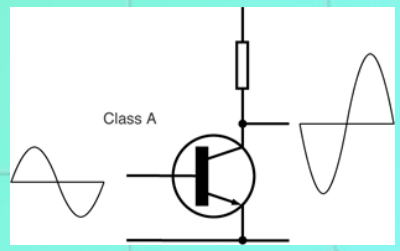
Усилитель класса А



Однотактный усилитель







В результате получение двуполярного сигнала в нагрузке возможно лишь с постоянным “пьедесталом”. Наличие “пьедестала” - потребление тока i_0 от источника питания при отсутствии сигнала (в режиме “покоя”) - свидетельствует о низком КПД такого усилителя, называемого *однотактным*

КПД схемы

Важнейшей характеристикой усилителя становится коэффициент полезного действия (КПД)

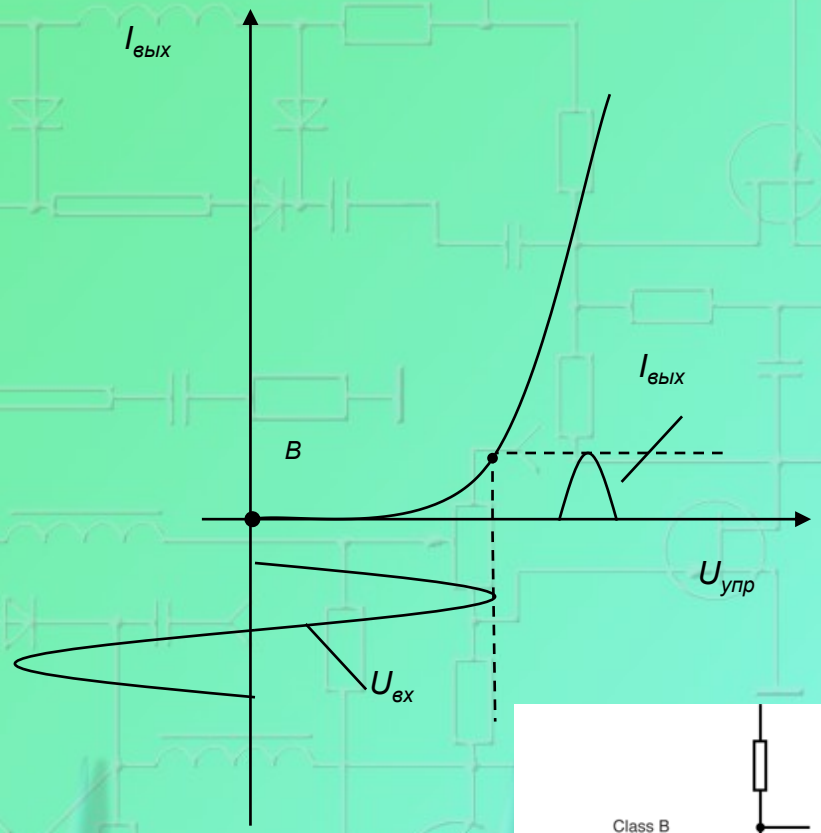
$$\eta = \frac{P_o}{P_{\text{потр}}} 100\% \qquad P_0 = \frac{1}{2} U_{0m} I_{0m}$$

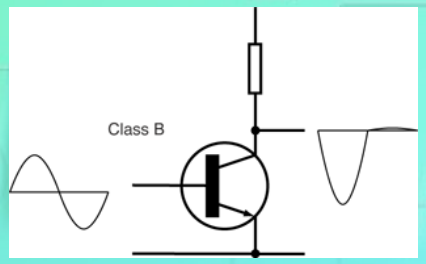
$$\eta = \frac{1}{2} \frac{U_{0m} I_{0m}}{P_{\text{потр}}} 100\% < 50\%$$

Усилители мощности

Для построения усилителей, характеризуемых выходной мощностью в несколько сотен ватт, линейные усилители не пригодны из-за низкого КПД

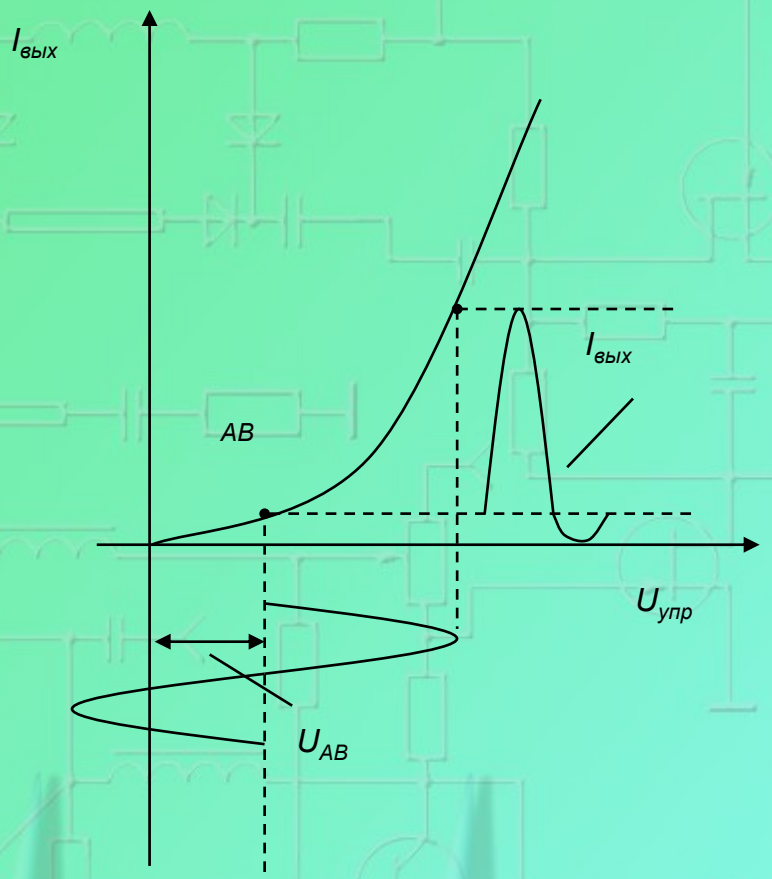
Режимы (классы) работы активных элементов





Класс В – режим работы активного элемента, при котором выходной ток протекает в течение половины периода входного сигнала. Характеризуется высоким КПД, но большими искажениями сигнала. Используют для усиления однополярных сигналов и при построении специальных двухтактных усилителей, для которых необходимо минимум два активных элемента

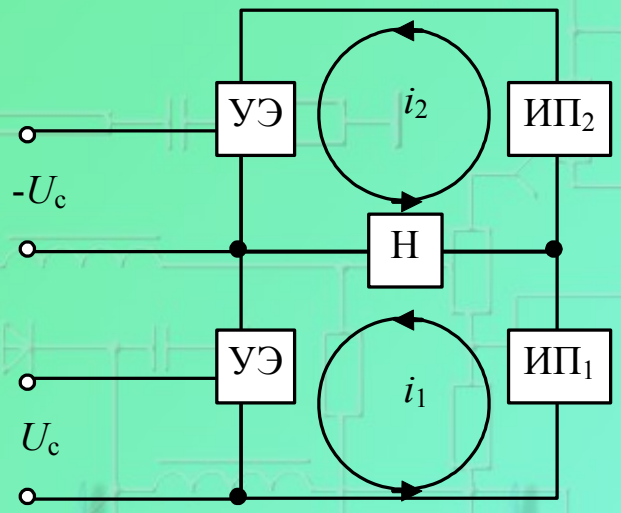
Режимы (классы) работы активных элементов

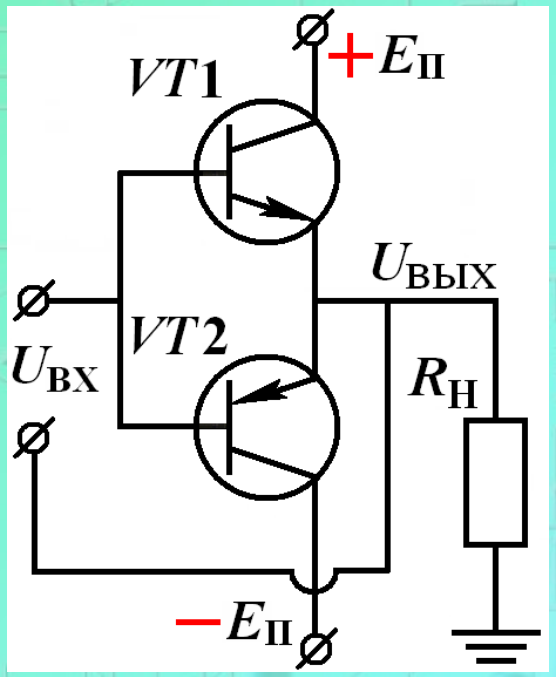


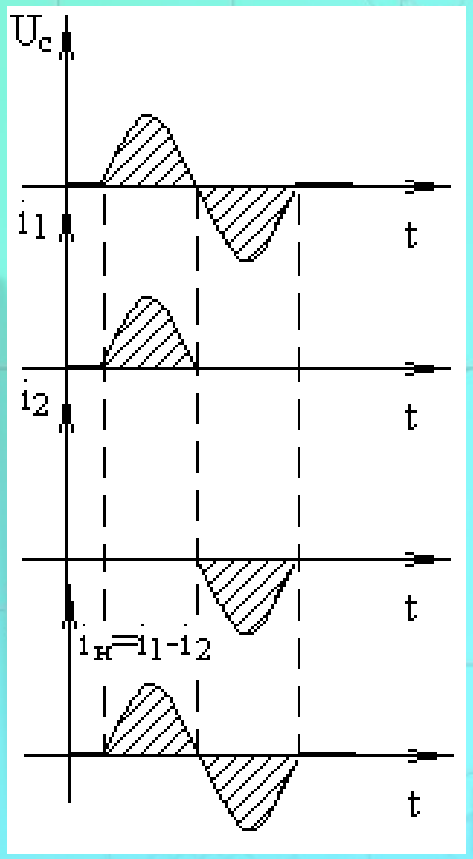
Класс АВ – выходной ток протекает больше чем полпериода, но меньше периода действия входного сигнала. Для усиления разнополярных сигналов необходимы два активных элемента. КПД больше, чем в классе А, но меньше, чем в классе В. Искажения значительно меньше, чем в классе В

Двухтактный усилитель

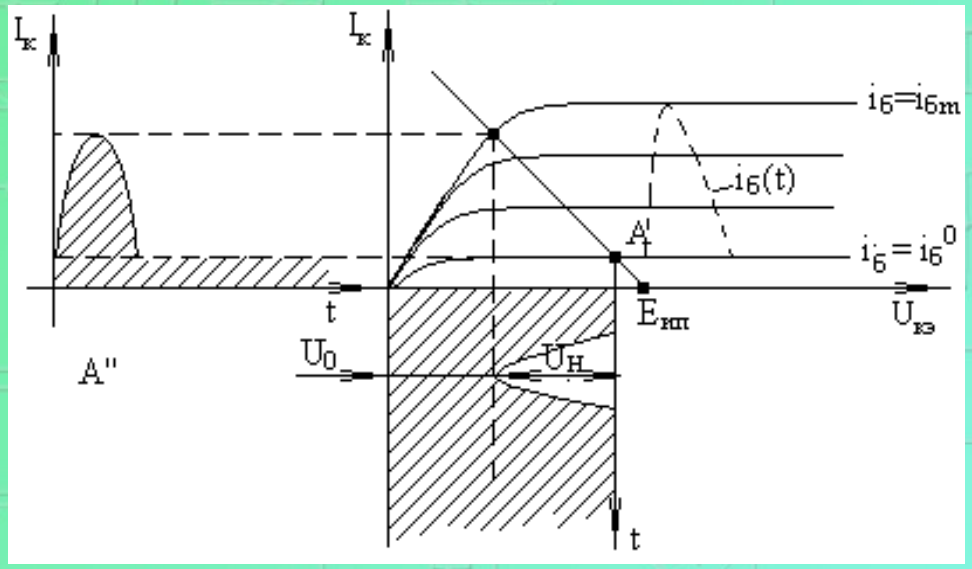
Экономичный режим воспроизведения знакопеременного сигнала при отсутствии или незначительном потреблении энергии от источника питания в режиме “покоя” возможен в двухтактных схемах усилителей

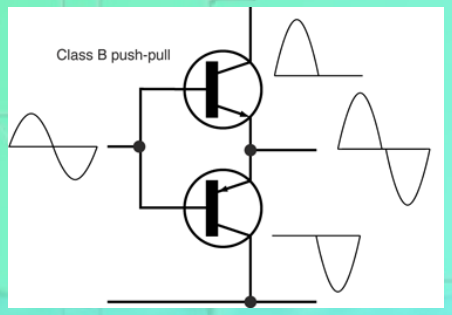






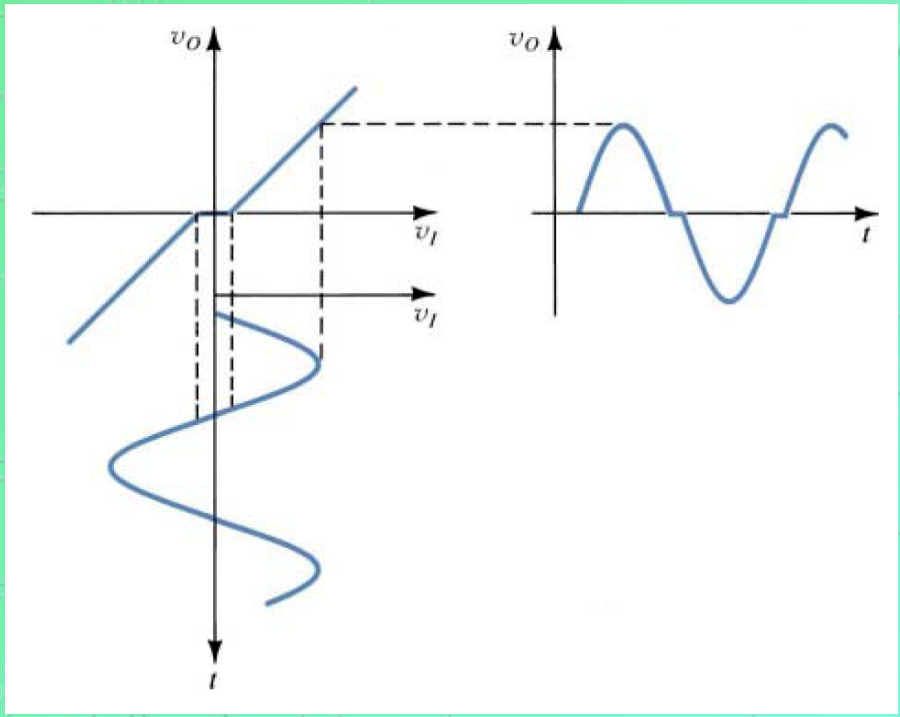
Диаграммы напряжения и тока для одного плеча двухтактной схемы

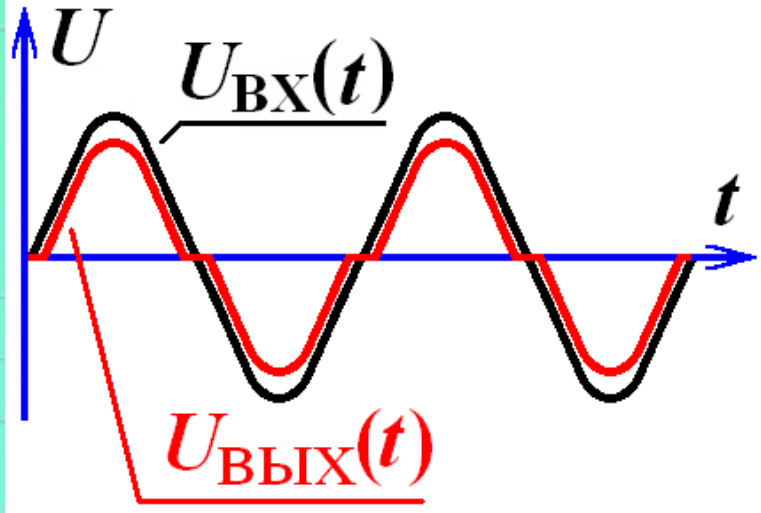




Достижение заданной мощности в нагрузке при высоких значениях амплитуды напряжения и низких значениях амплитуды тока

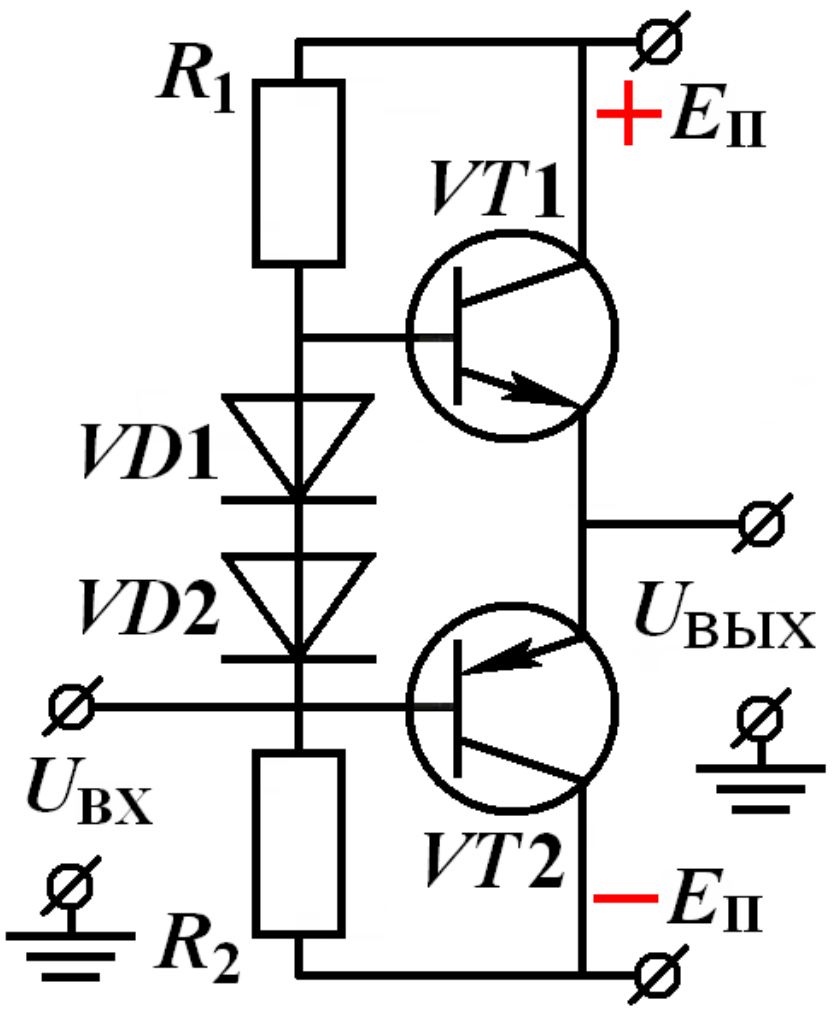
Двухтактный усилитель

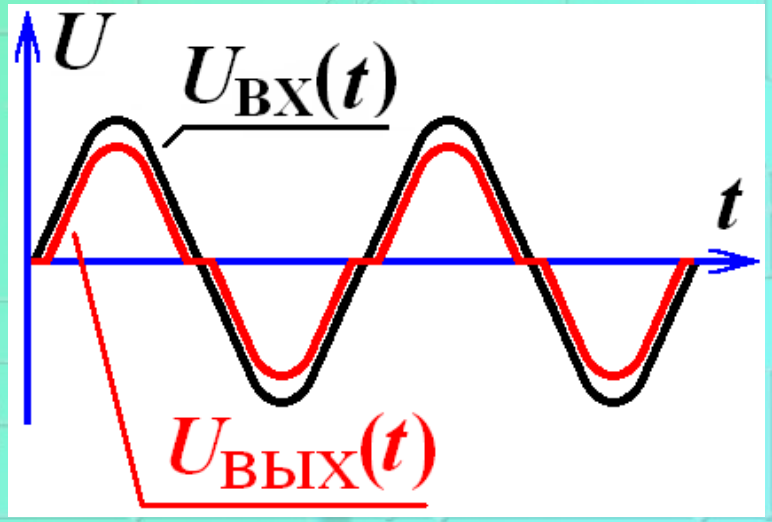




Искажения типа «ступенька»

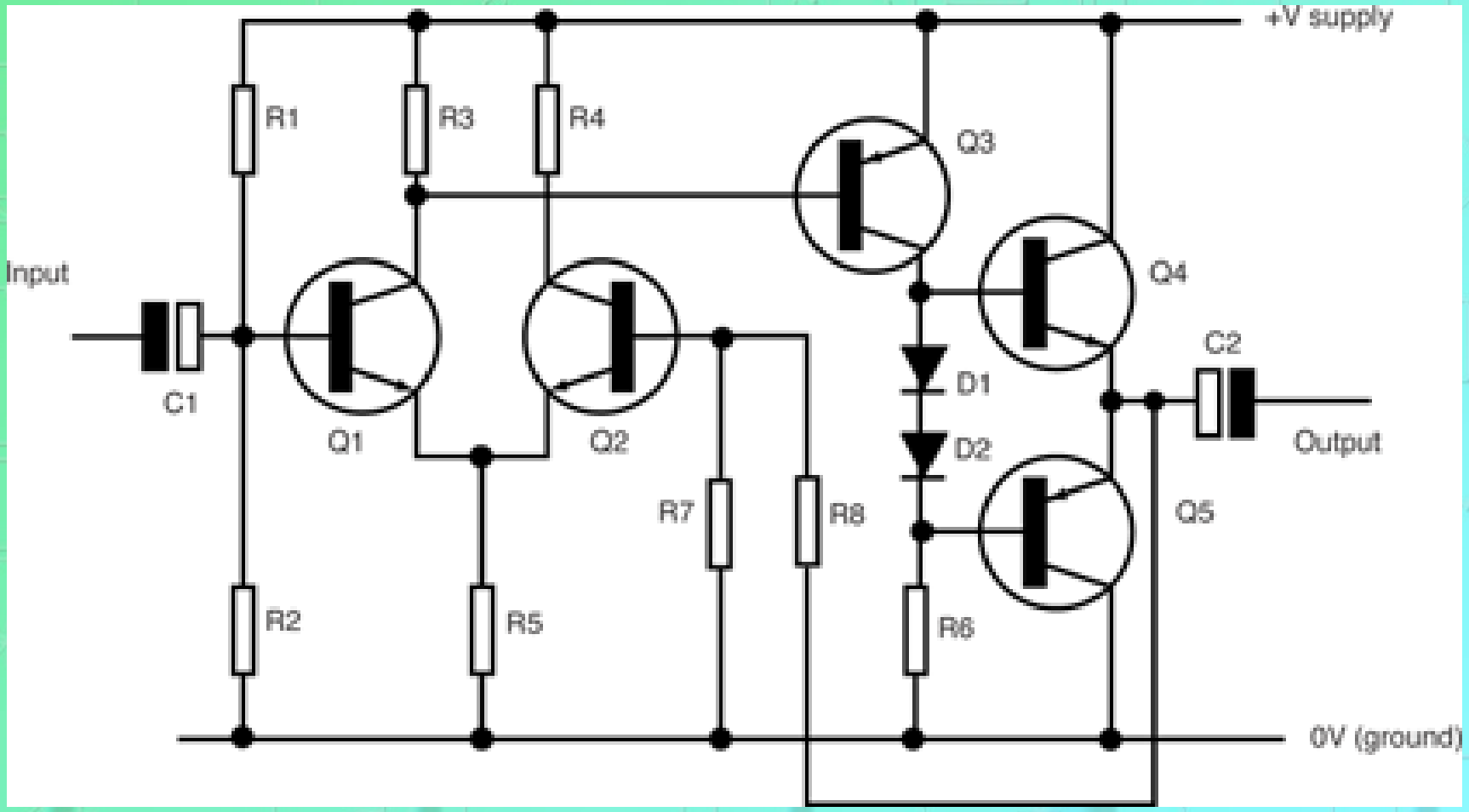
Двухтактный усилитель



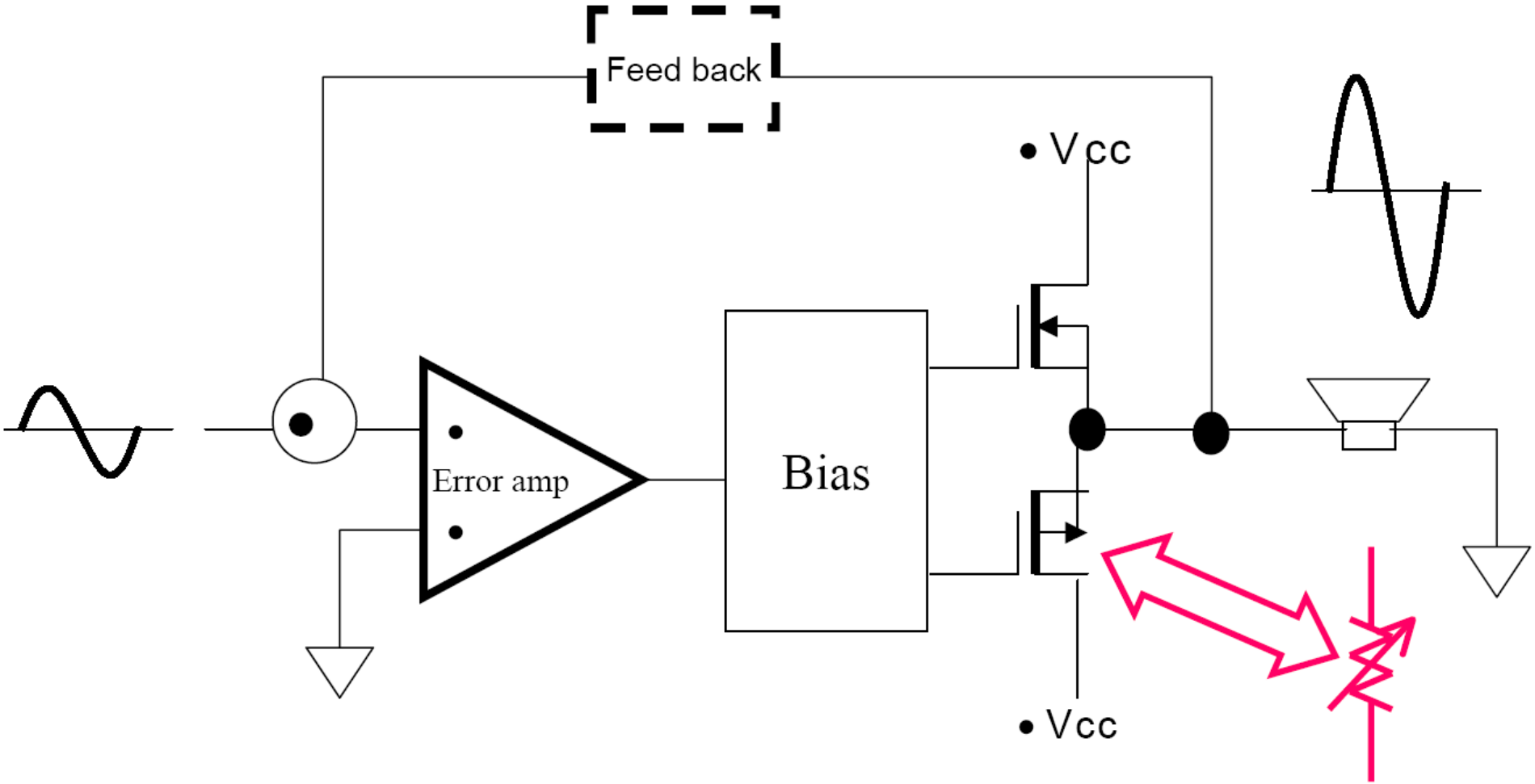


Искажения типа «ступенька»

Двухтактный усилитель



Двухтактный усилитель



Максимально возможное значение КПД двухтактного усилителя

$$\eta = \frac{P_н}{P_{ип}} = \frac{\frac{1}{t_2 - t_1}\int_{t_1}^{t_2} U_н(t) i_н(t) dt}{\frac{1}{t_2 - t_1}\int_{t_1}^{t_2} E_{ип}(t) i_{ип}(t) dt}$$

Принято определять предельное значение КПД линейных усилителей при гармоническом сигнале в нагрузке

$U_н(t)=Um\cos\omega t$; $i_н(t)=im\cos(\omega t+\varphi)$

КПД линейных усилителей

$$\eta = \frac{\frac{1}{T}\int_0^T U_m \cos\omega t i_m \cos(\omega t + \varphi)dt}{2E_{un} \cdot \frac{1}{T}\int_0^T i_{un\bullet}(t)dt} = \frac{\frac{U_m i_m}{2}\cos\varphi}{2E_{un} i_{un}^0}$$

При чисто активной нагрузке (φ=0)

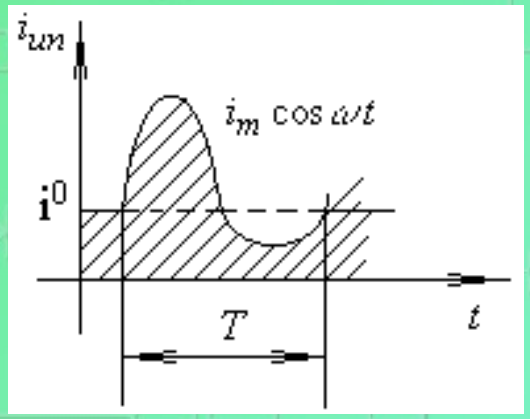
$$\eta = \frac{U_m i_m}{4E_{un} i_{un}^0}$$

Отсюда следует, что значение КПД зависит от использования напряжения источника питания *Um/Eип* и использования тока источника питания *im/iип0*

Использование напряжения источника питания

Если при заданных нагрузке и мощности значения *Um* и *im* оказываются неблагоприятными в указанном выше смысле, то можно, если это допустимо с других точек зрения, применить согласующийся трансформатор. Выбором коэффициента трансформации можно на выходе усилителя (на первичной обмотке) получить требуемое высокое значение напряжения при заданном низком его значении в нагрузке

Коэффициент использования тока источника питания



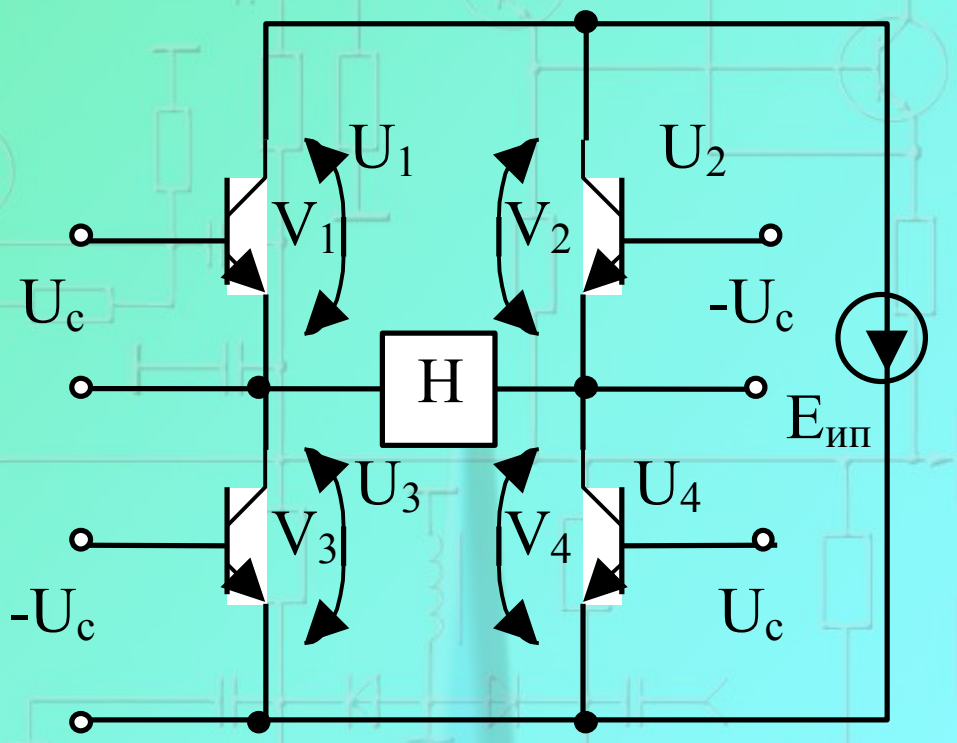
$$i_{un}^0 = i^0 + \frac{1}{T}\int_0^{T/2} i_m \cos\omega t dt - \frac{1}{T}\int_0^{T} i^0 \cos\omega t dt = i^0 + \frac{i_m}{\pi} - \frac{i^0}{\pi}$$

Очевидно, что значение *iип0*, соответствующее максимуму *i*, достигается *i*=π. Полагая, что предельные значения *u*=1 и *i*=π, получаем максимальное значение КПД двухтактного каскада при гармоническом выходном сигнале:

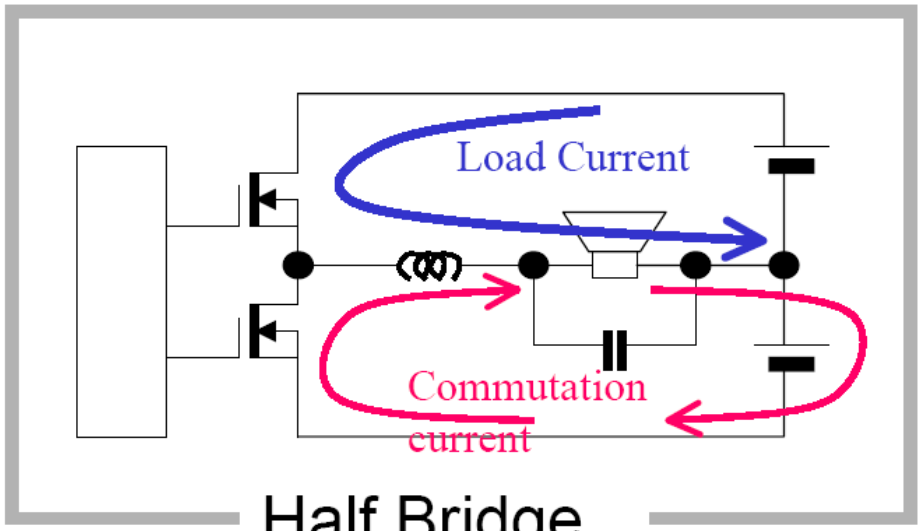
$$\eta_{max} = \frac{\pi}{4} \approx 78\% \qquad \eta = \frac{U_m i_m}{4 E_{un} i_{un}^0}$$

Мостовая схема

Требуемое напряжение источника питания при одной и той же амплитуде сигнала в нагрузке в мостовой схеме почти в 2 раза ниже, чем в ранее рассмотренных схемах. В результате и требуемое значение *U*кэ доп для транзисторов мостовой схемы также уменьшается в два раза.

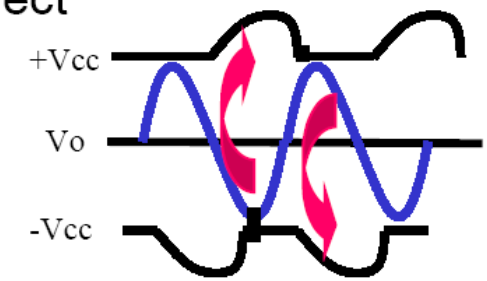


Мостовая схема (класс G)



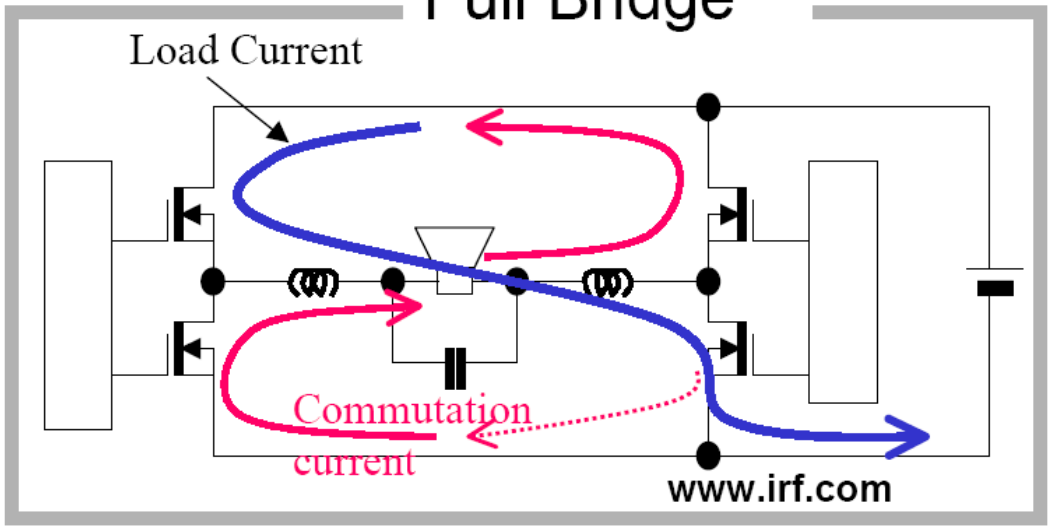
Half Bridge

Supply voltage Pumping effect



$$\Delta V_{BUS}\max = \frac{V_{BUS}}{8\cdot\pi\cdot f_{PWM}\cdot R_{LOAD}\cdot C_{BUS}}$$

Full Bridge



-Significant at low frequency output

-Significant at low load impedance

-Significant at small bus capacitors

-Largest at duty = 25%, and 75%

Особенности использования современных мощных транзисторов

- Допустимая мощность рассеивания
- Зависимость напряжения коллекторного перехода от температуры корпуса

Схема Дарлингтона

Для снижения мощности управления применяется схема составного транзистора, в котором ток управления уменьшен пропорционально усилению по току базы дополнительного транзистора VT1, который может быть значительно менее мощным, чем основной

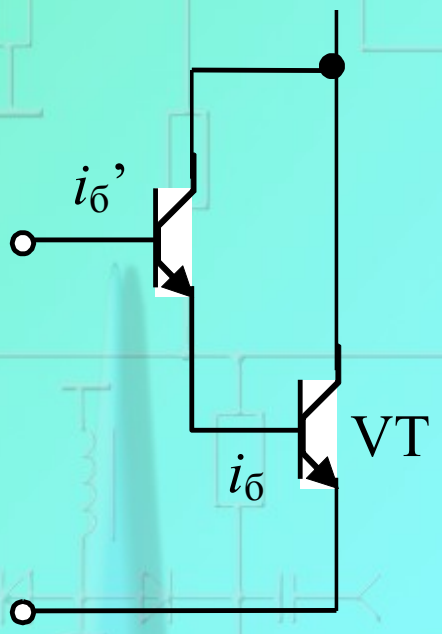
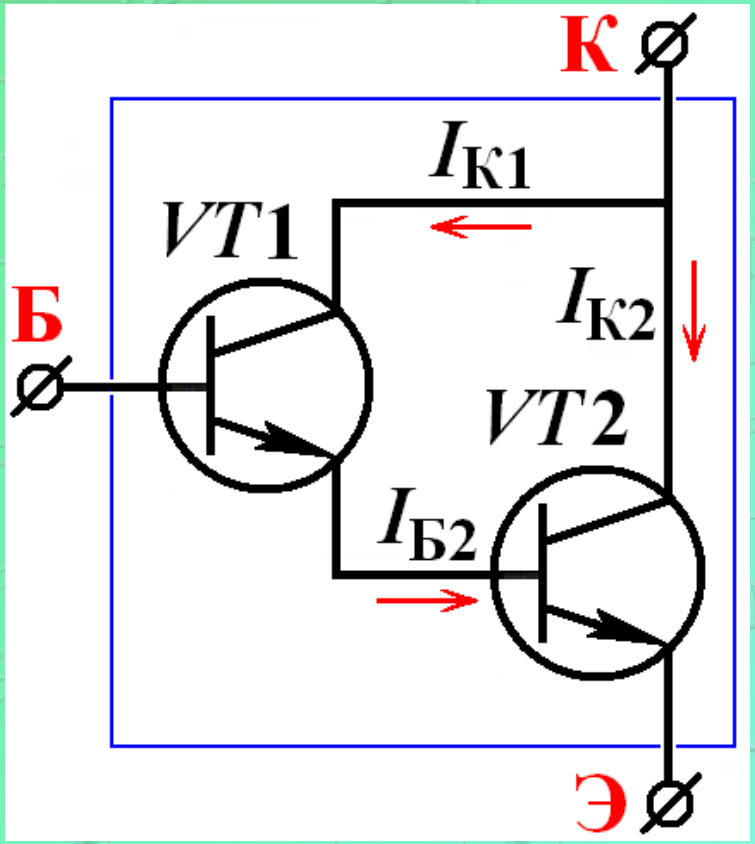


Схема Дарлингтона



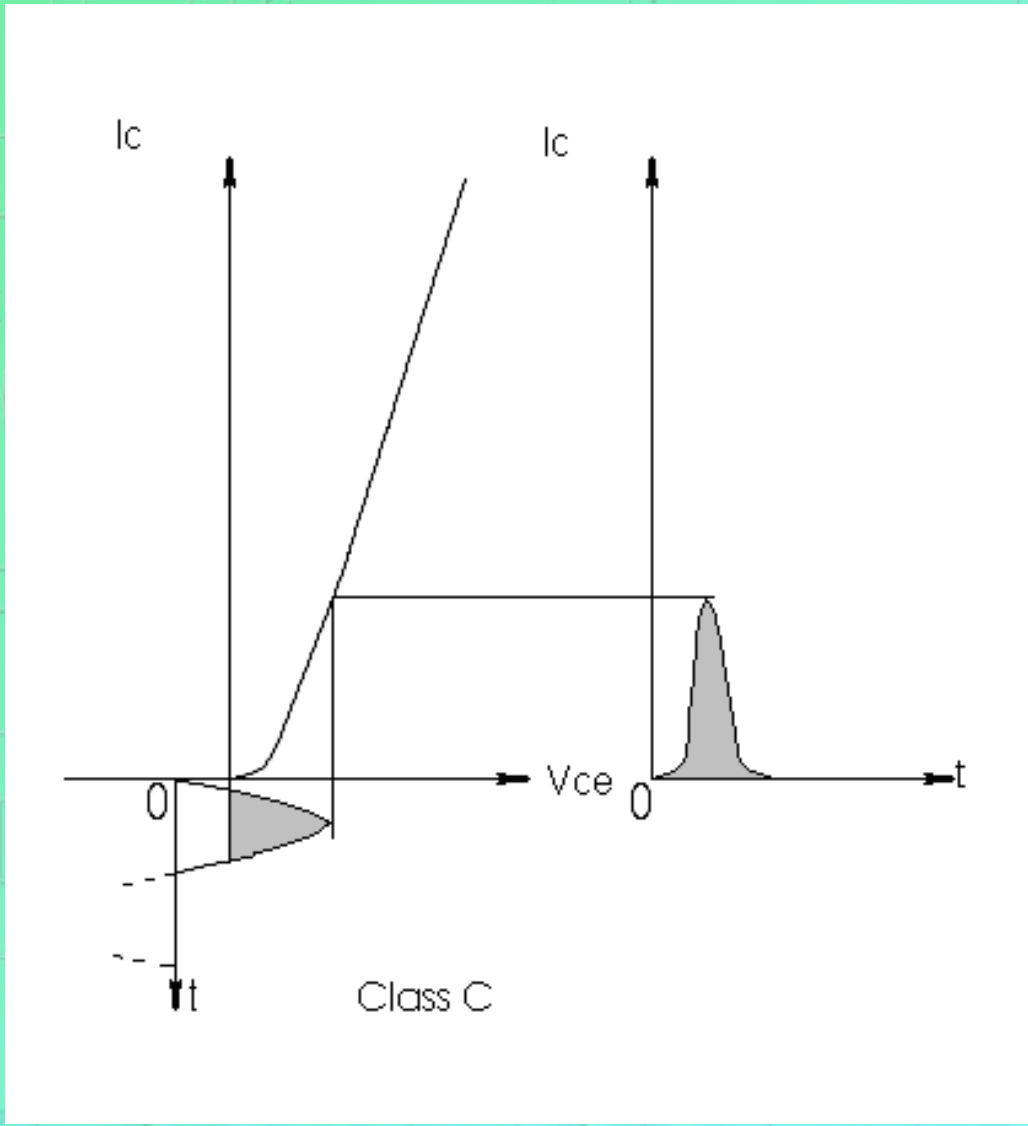
Ток коллектора составного транзистора:

$I_К = I_{К1} + I_{К2}$

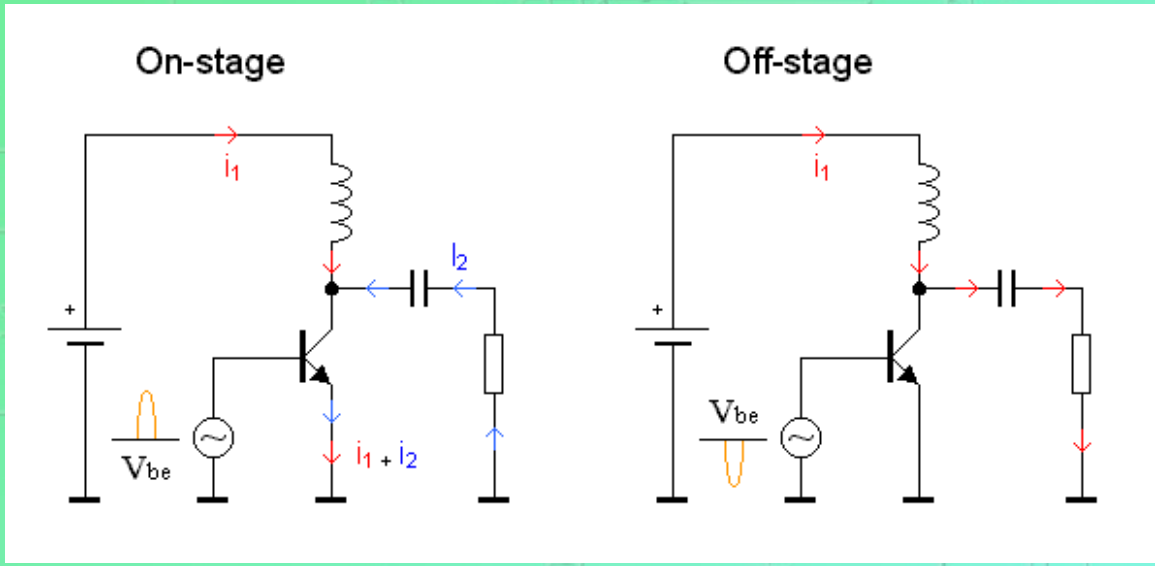
$I_{К1} = h_{21Э(1)} \cdot I_{Б1}$

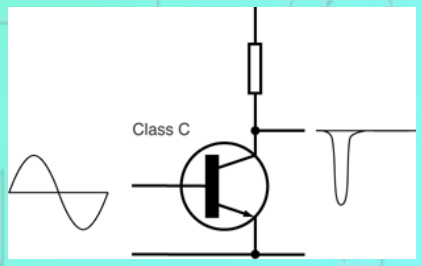
$I_{К2} = h_{21Э(2)} \cdot I_{Б2} = h_{21Э(2)} \cdot I_{Э1} = h_{21Э(2)} \cdot I_{Б1}(1 + h_{21Э(1)})$

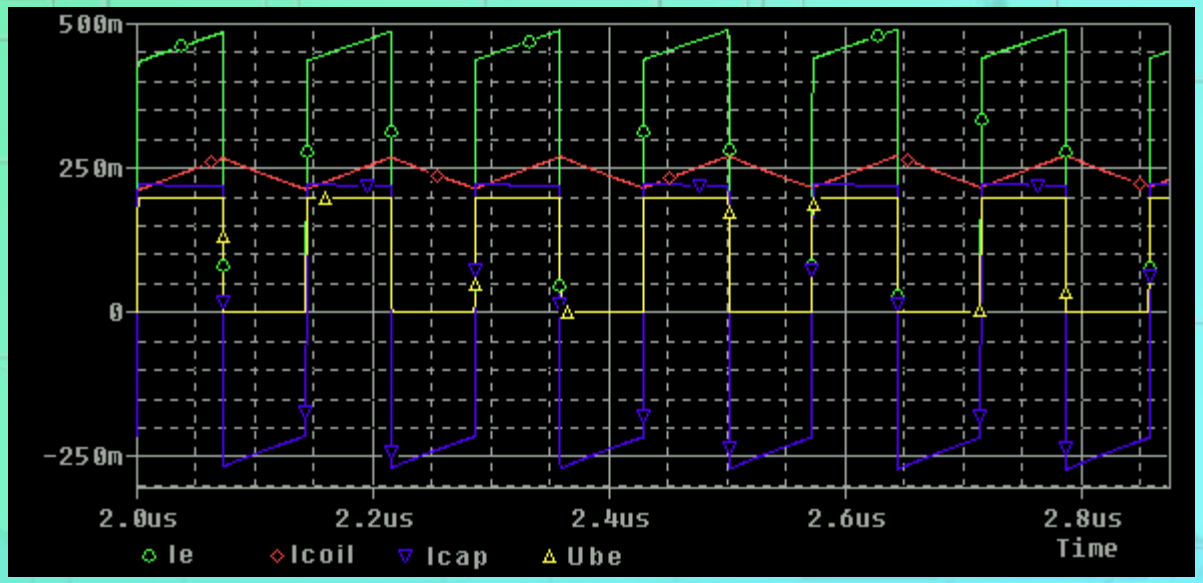
Класс С



Класс С


On-stage
Off-stage
i1
i2
+
Vbe
i1 + i2


Class C

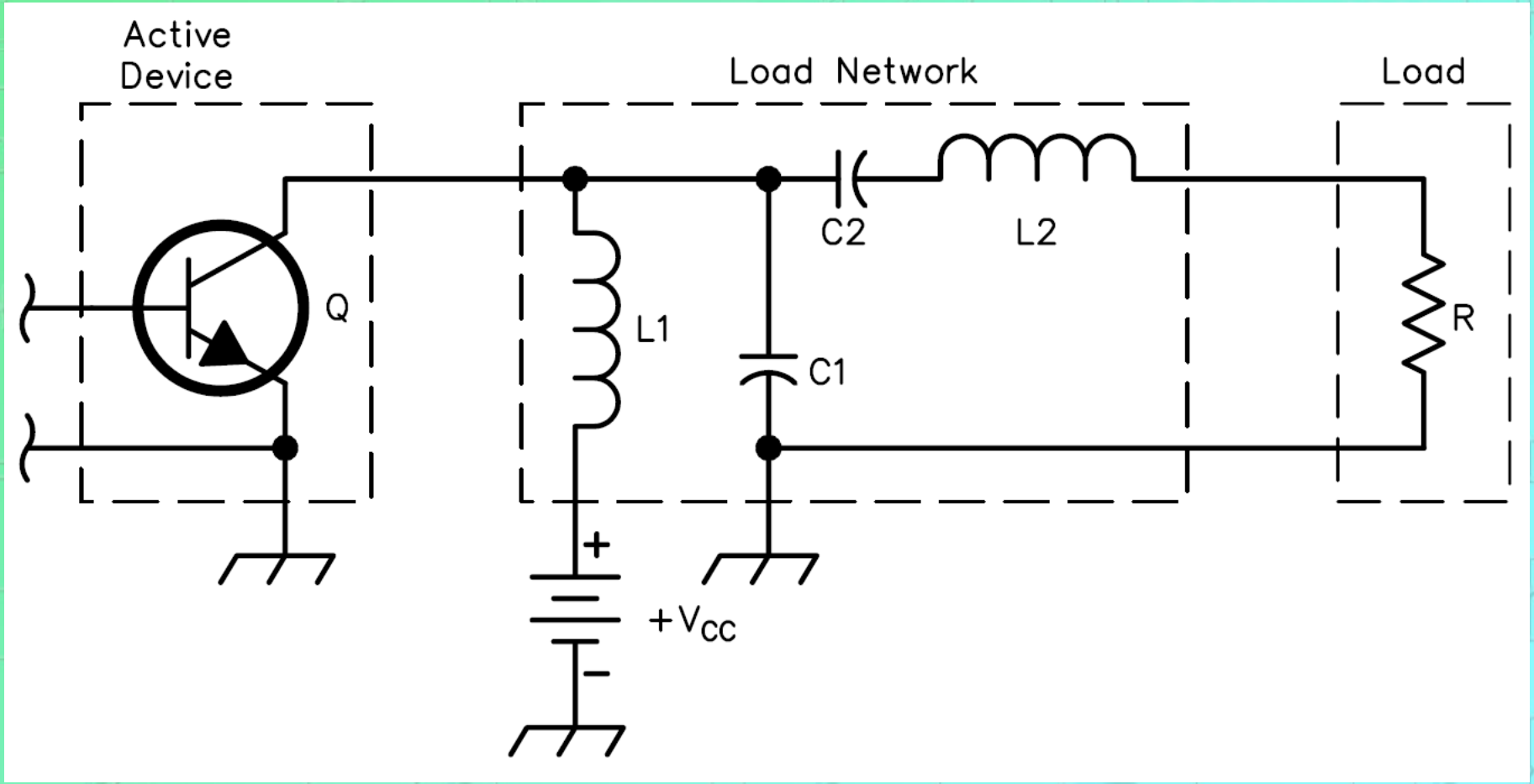

500m
250m
0
-250m
2.0us
2.2us
2.4us
2.6us
2.8us
Time
Ie
Icoil
Icap
Ube

Усилители мощности ключевого типа

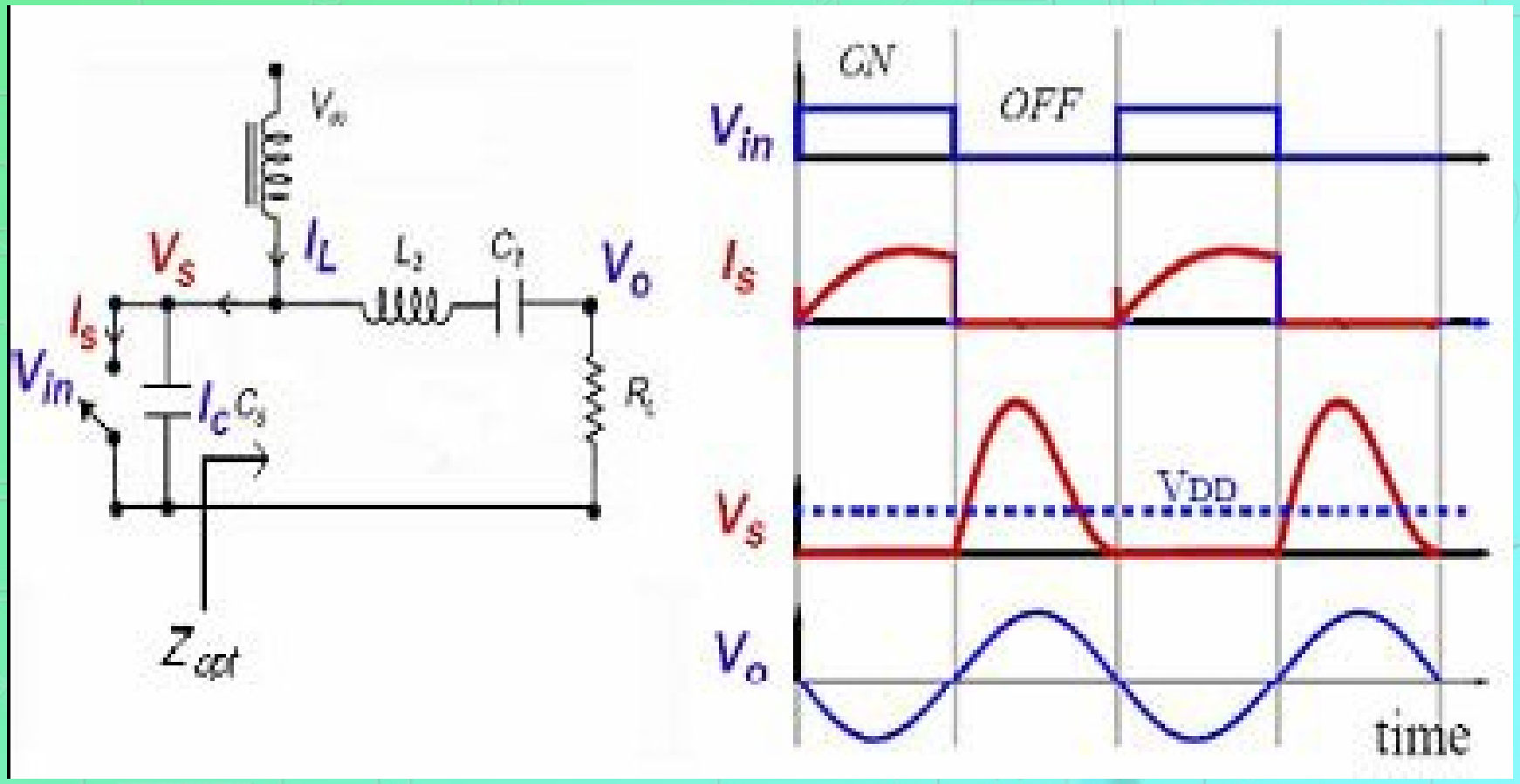
Для построения усилителей, характеризуемых выходной мощностью в несколько сотен ватт, линейные усилители не пригодны из-за низкого КПД

Усилители, в которых управление энергией сигнала в нагрузке осуществляется элементами, работающими в ключевом режиме, называются ключевыми усилителями

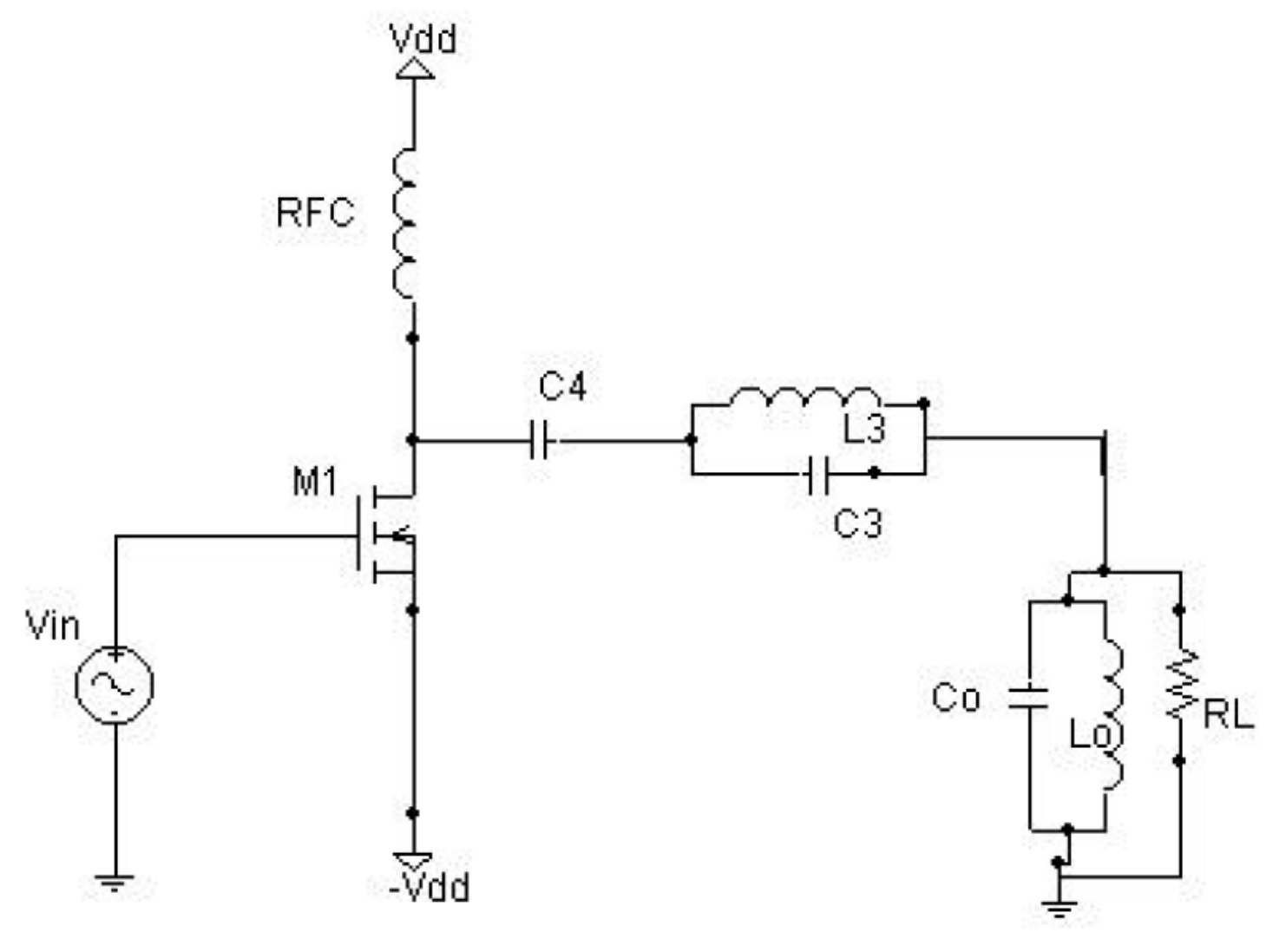
Класс E



Класс E


V_{∞}
V_S
I_L
L_2
C_1
V_O
I_S
V_{in}
I_C
C_S
R_L
Z_{opt}
ON
OFF
V_{in}
I_S
V_S
VDD
V_O
time

Класс F



Класс F

$$V_d(\theta) = V_{DD} + V_{om} \cdot \sin\theta + V_{om3} \cdot \sin(3\theta)$$

$$V_{om3} = \frac{V_{om}}{9} \qquad V_{om} = \frac{9}{8} \cdot V_{DD}$$

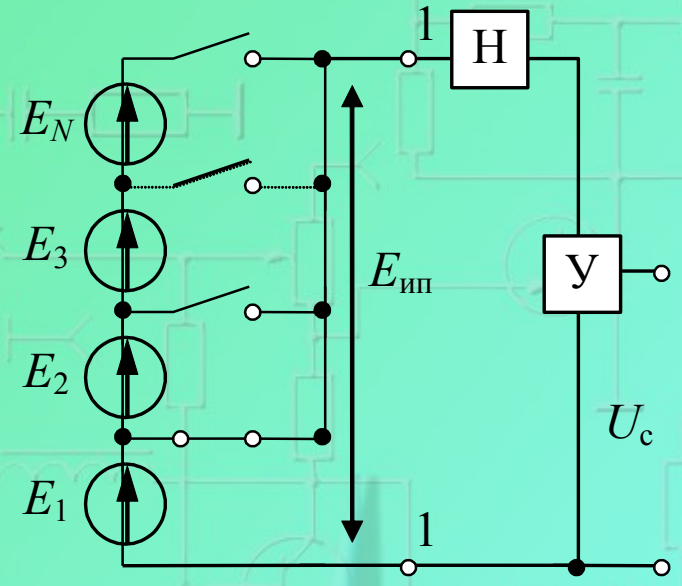
$$I_{dc} = \frac{I_{dm}}{\pi} \qquad P_{dc} = V_{DD} \cdot \frac{I_{dm}}{\pi}$$

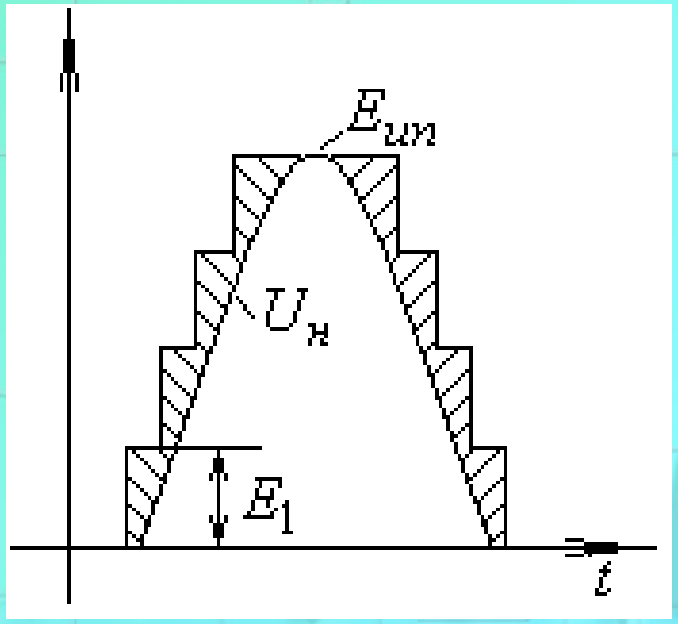
$$I_{om} = \frac{I_{dm}}{2} \cdot \sin\theta \quad , \qquad P_{o\max} = \frac{I_{dm}}{4} \cdot V_{om} \quad ,$$

$$\eta_{\max} = \frac{P_{o\max}}{P_{dc}} \cdot 100 = \frac{\frac{I_{dm}}{4}}{\frac{I_{dm}}{\pi}} \cdot \frac{\frac{9}{8} V_{DD}}{V_{DD}} \cdot 100 = 88.36\%$$

Реализация ключевого режима (класс I)

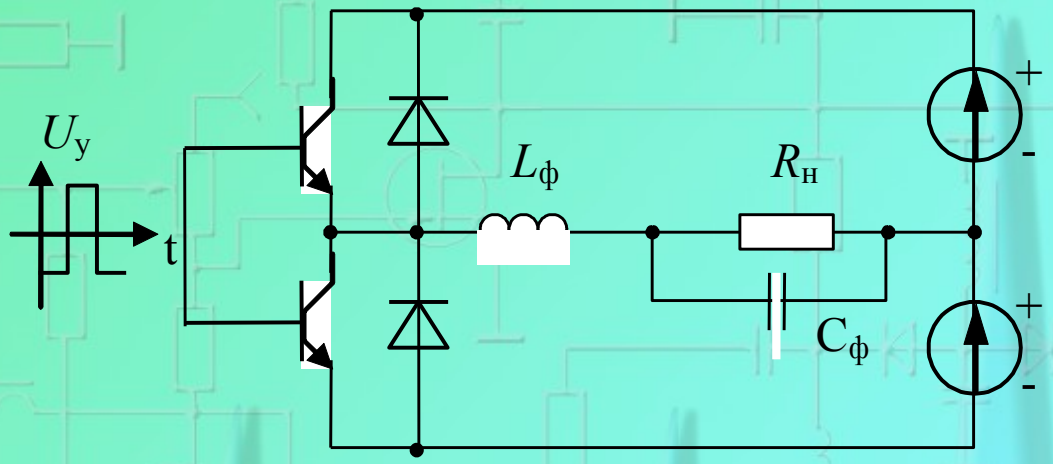
- напряжение источника питания должно “следить” за изменением напряжения на нагрузке
- напряжение нагрузки должно “повторять” напряжение источника питания



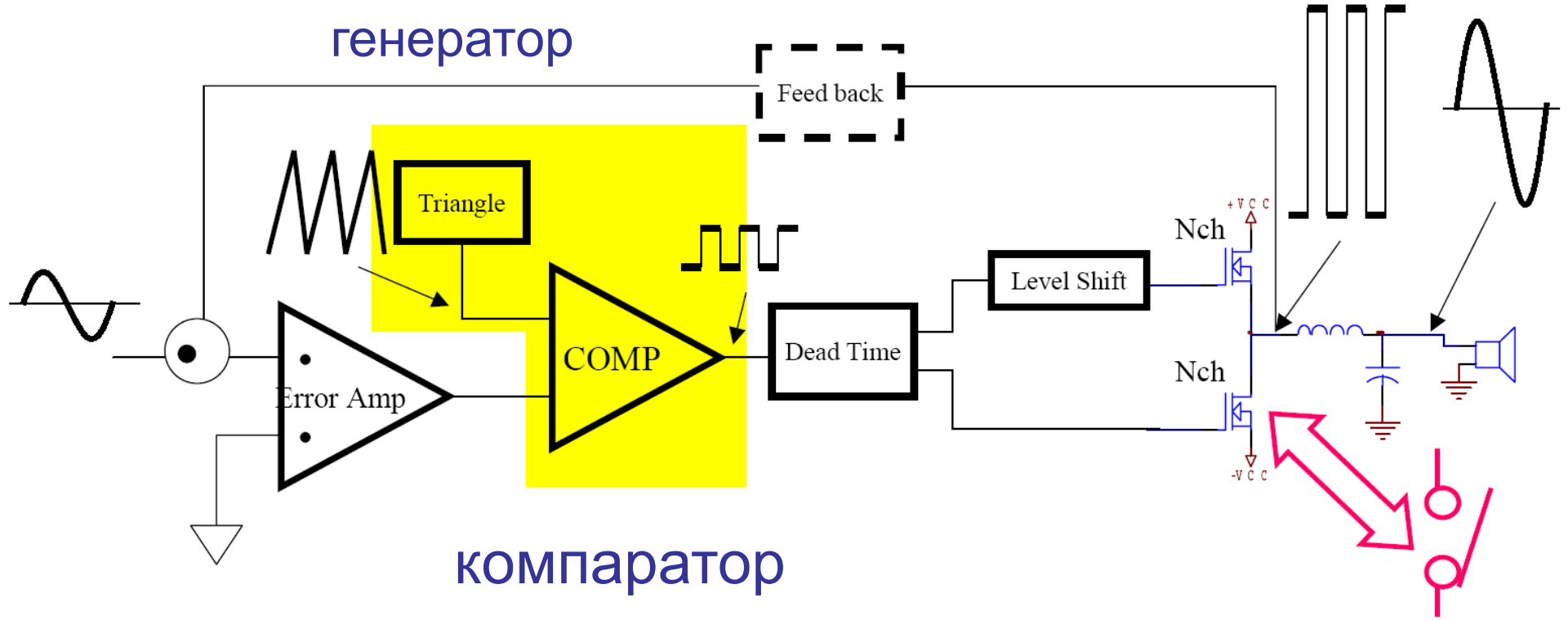


Схемотехника ключевых усилителей

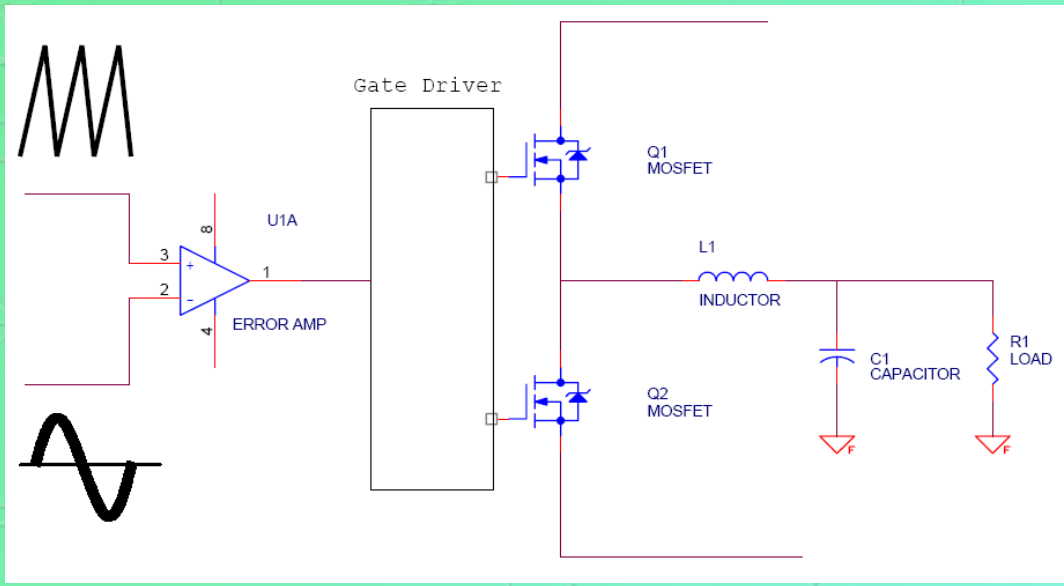
При передаче положительной или отрицательной полярности сигнала увеличивается длительность соответственно положительных или отрицательных импульсов управления, в спектре которых появляются составляющие с частотой сигнала, которые фильтром не подавляются и поступают в нагрузку

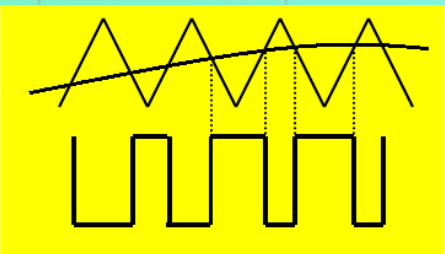


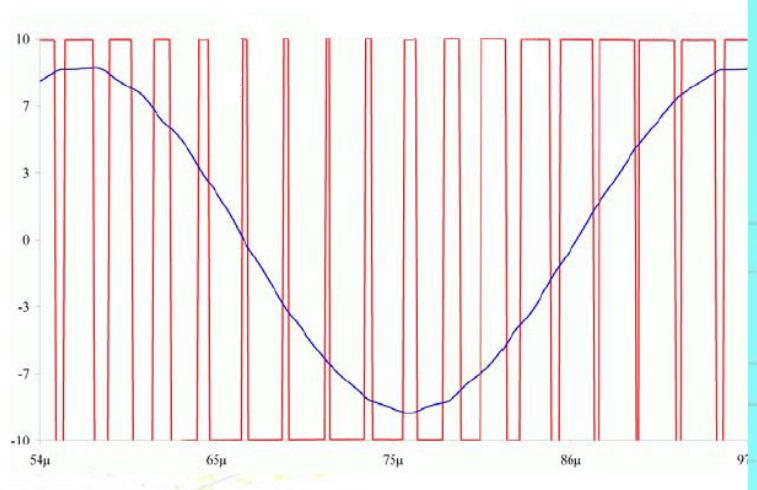
Класс D


генератор
Feed back
Triangle
Error Amp
COMP
Dead Time
Level Shift
Nch
Nch
+VCC
-VCC
компаратор

Класс D

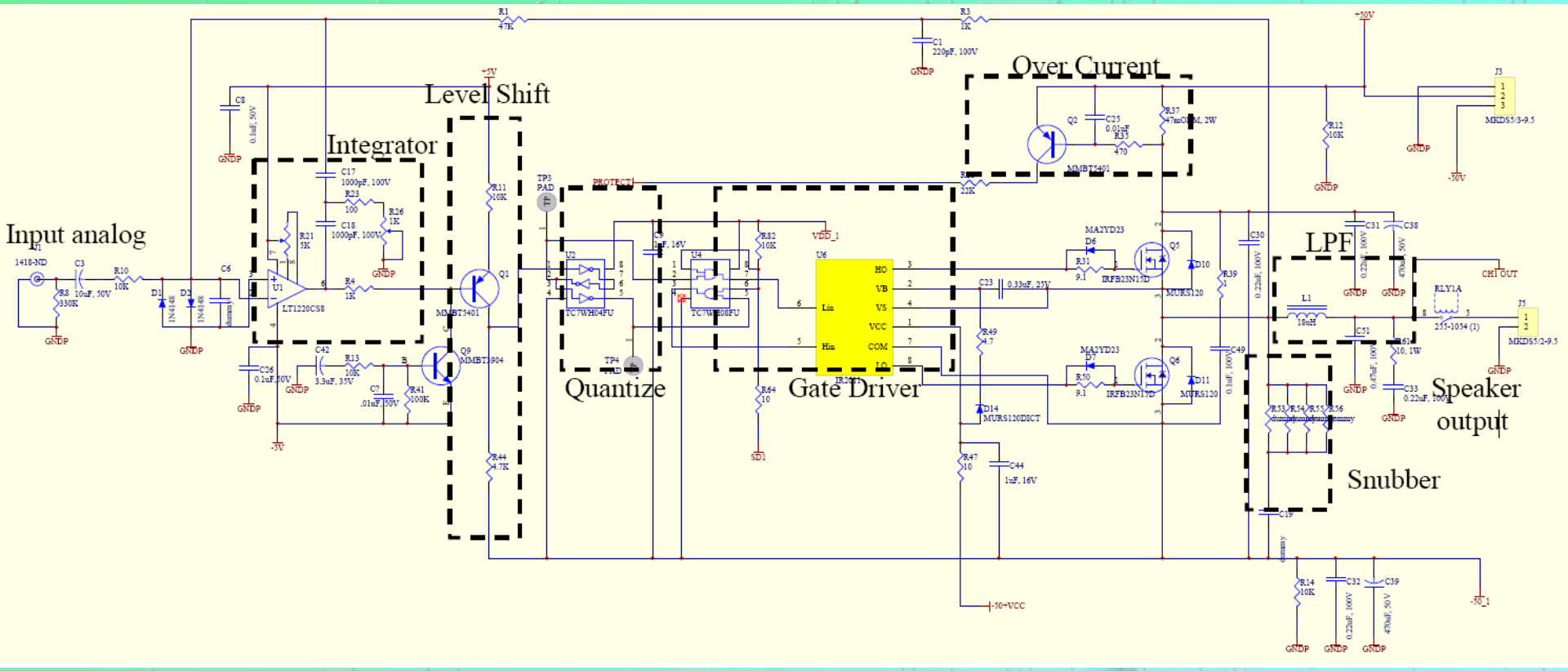






Выходной сигнал компаратора во много раз больше опорного синусоидального сигнала

Класс D



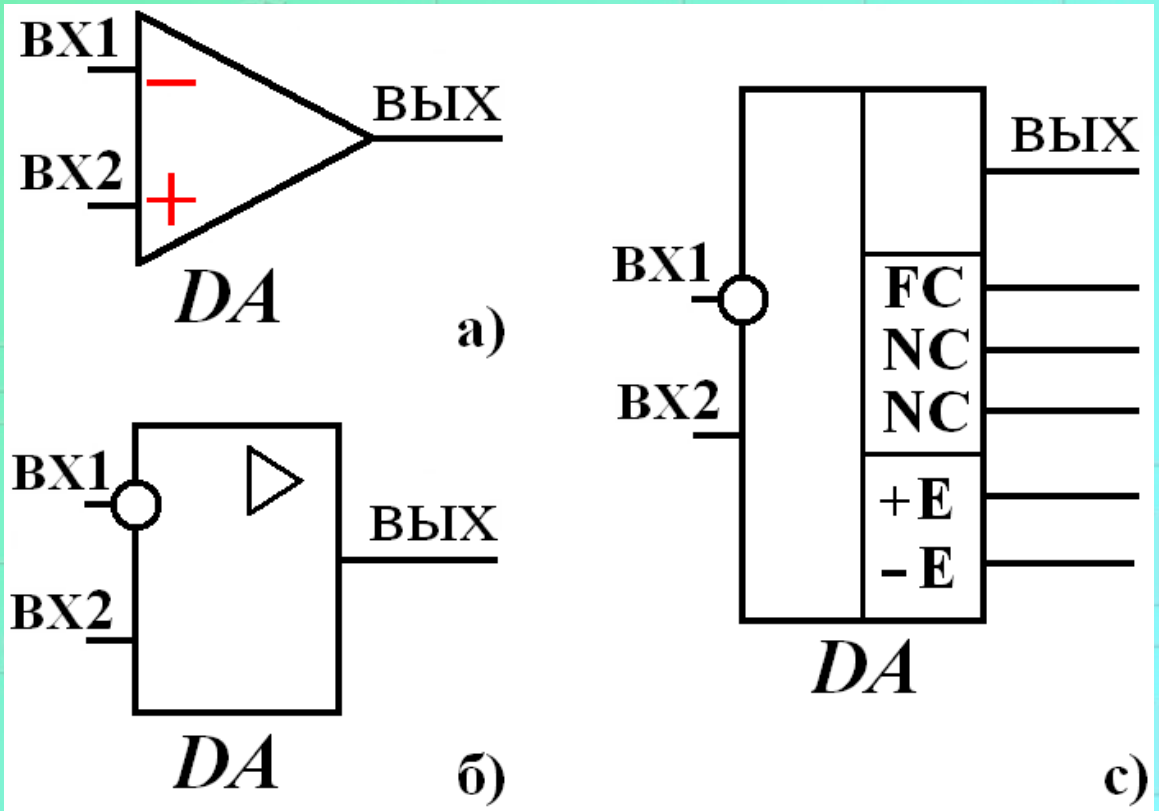
Advantages of electron devices applying for communication and measurement systems

Операционные усилители

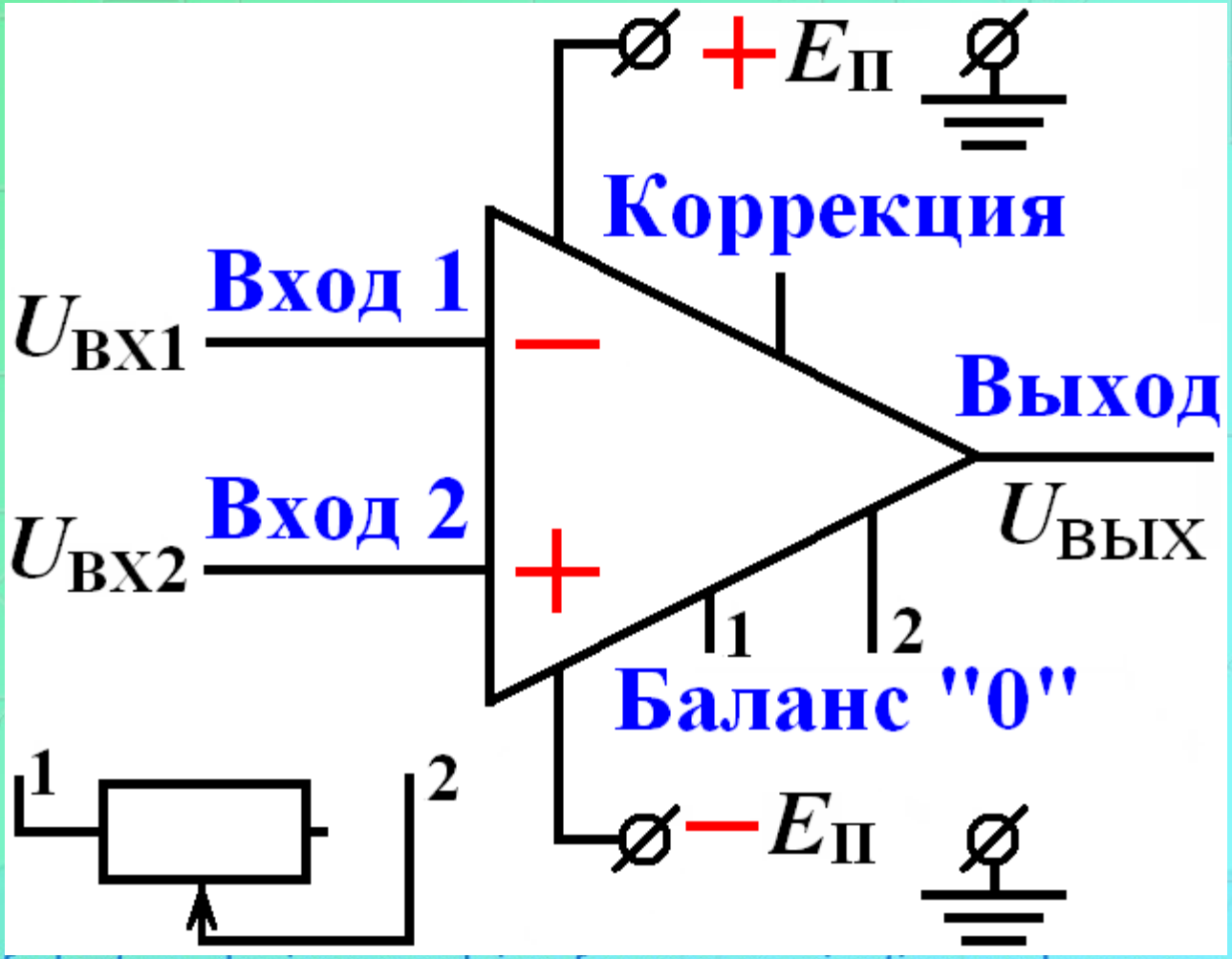
Oleg Stukach
National Research Tomsk Polytechnic University
30 Lenin Avenue, Tomsk, 634050, Russia
E-mail: tomsk@ieee.org
http://ieee.tpu.ru or http://chapters.comsoc.org/tomsk/

Операционные усилители (ОУ)

Такое название получили широкополосные усилители постоянного тока с большим (десятки - сотни тысяч) усилением в микросхемном исполнении

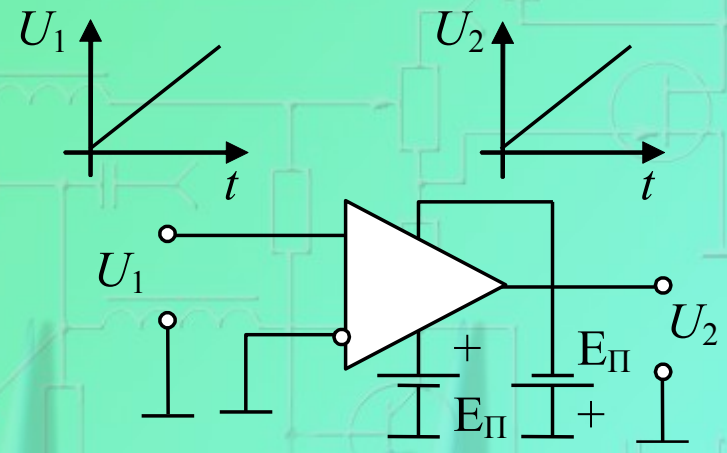


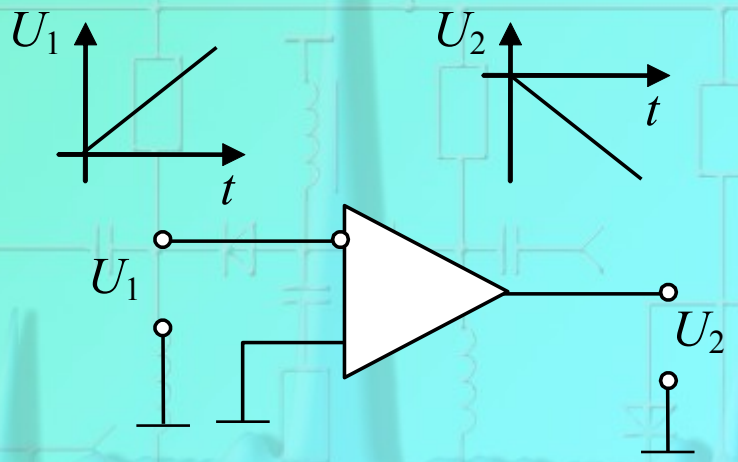
Операционный усилитель – с дифференциальным входом, его характеристики близки к идеальным



Структура ОУ

Входные сигналы ОУ могут подаваться на один из входов (относительно общего провода источника питания), на оба входа или между входами





Параметр	Идеальный ОУ	Реальный ОУ
$K_U \cdot 10^3$	∞	10 ÷1000
$R_{вх}$, кОм	∞	10 ÷10^2 (БТ) 10^3 ÷10^4 (ПТ)
$R_{вых}$, Ом	0	1÷ 1000
f_1, МГц	∞	0,1÷100
$K_{сф}$	0	0,1÷1

1-й вход	инвертирующий
2-й вход	не инвертирующий

Операционные усилители (ОУ)

K_U - коэффициент усиления ОУ:

$$K_U = U_{вых} / (U_{вх2} - U_{вх1}),$$

$R_{вх}$ - входное сопротивление,

$R_{вых}$ - выходное сопротивление,

f_1 - частота единичного усиления (усиление снижается до единицы),

$K_{ОС\ СФ}$ - коэффициент ослабления синфазного сигнала:

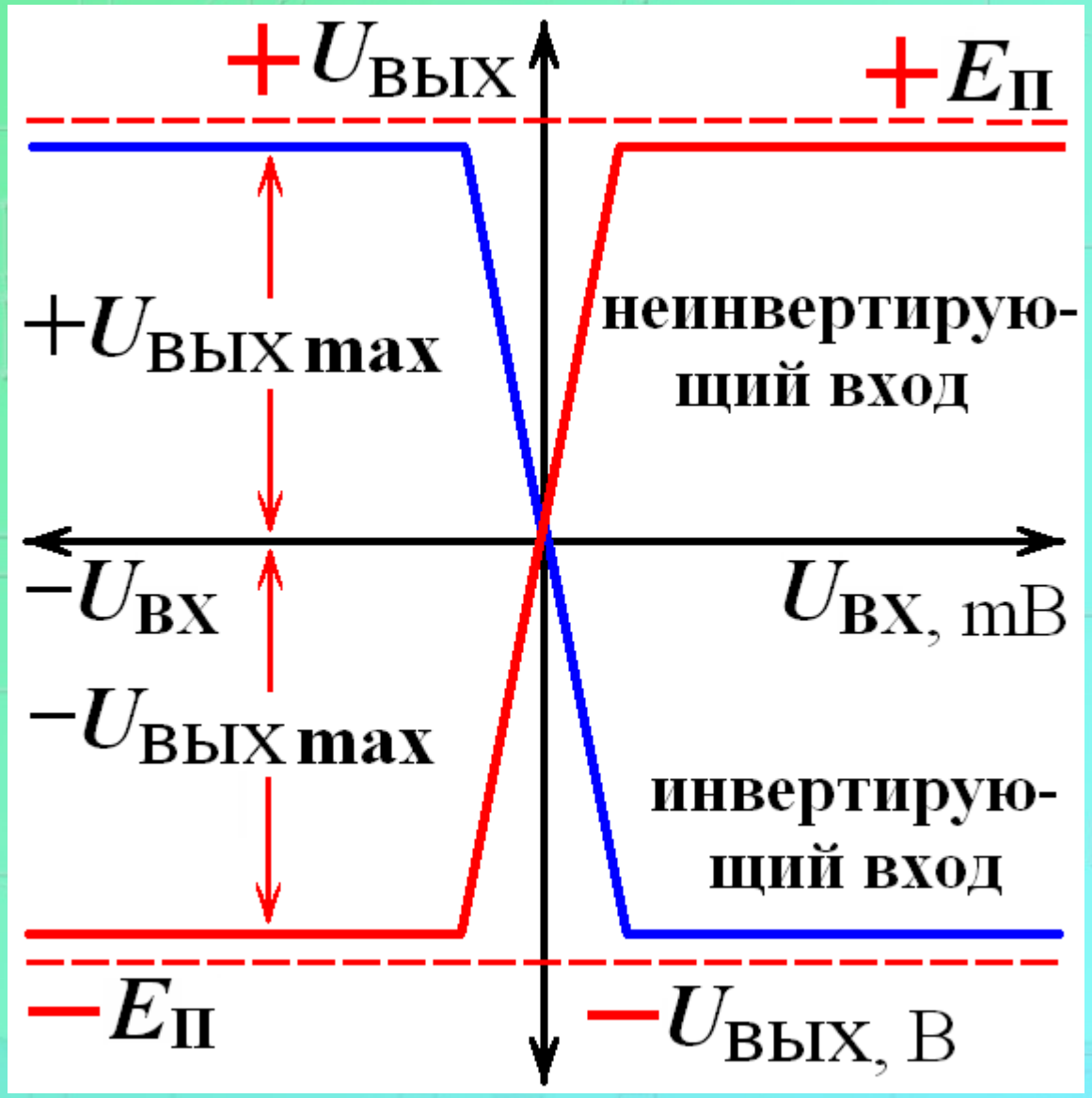
$$K_{ОС\ СФ} = K_U / K_{СФ}.$$

На основе ОУ создаются:

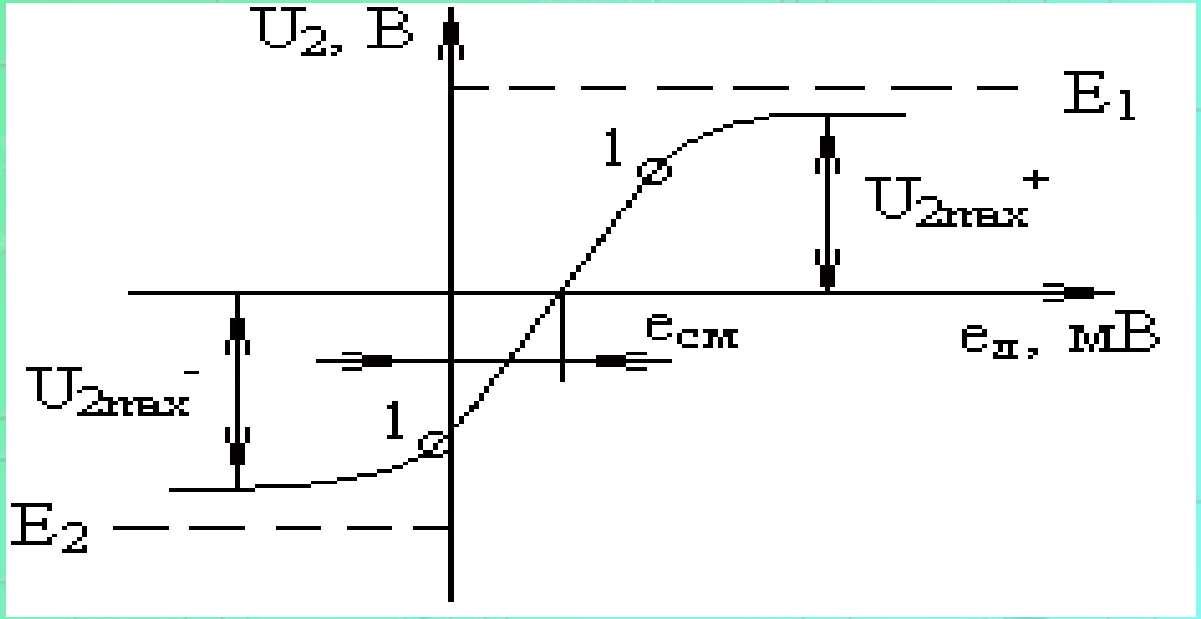
интеграторы, дифференциаторы, сумматоры, схемы умножения, деления, логарифмирования, функциональные преобразователи, источники постоянного тока и стабильного напряжения, компараторы, генераторы, активные фильтры и др.

Устройства на основе интегральных ОУ имеют малые габариты, массу и стоимость

Передаточная характеристика



Нелинейные свойства

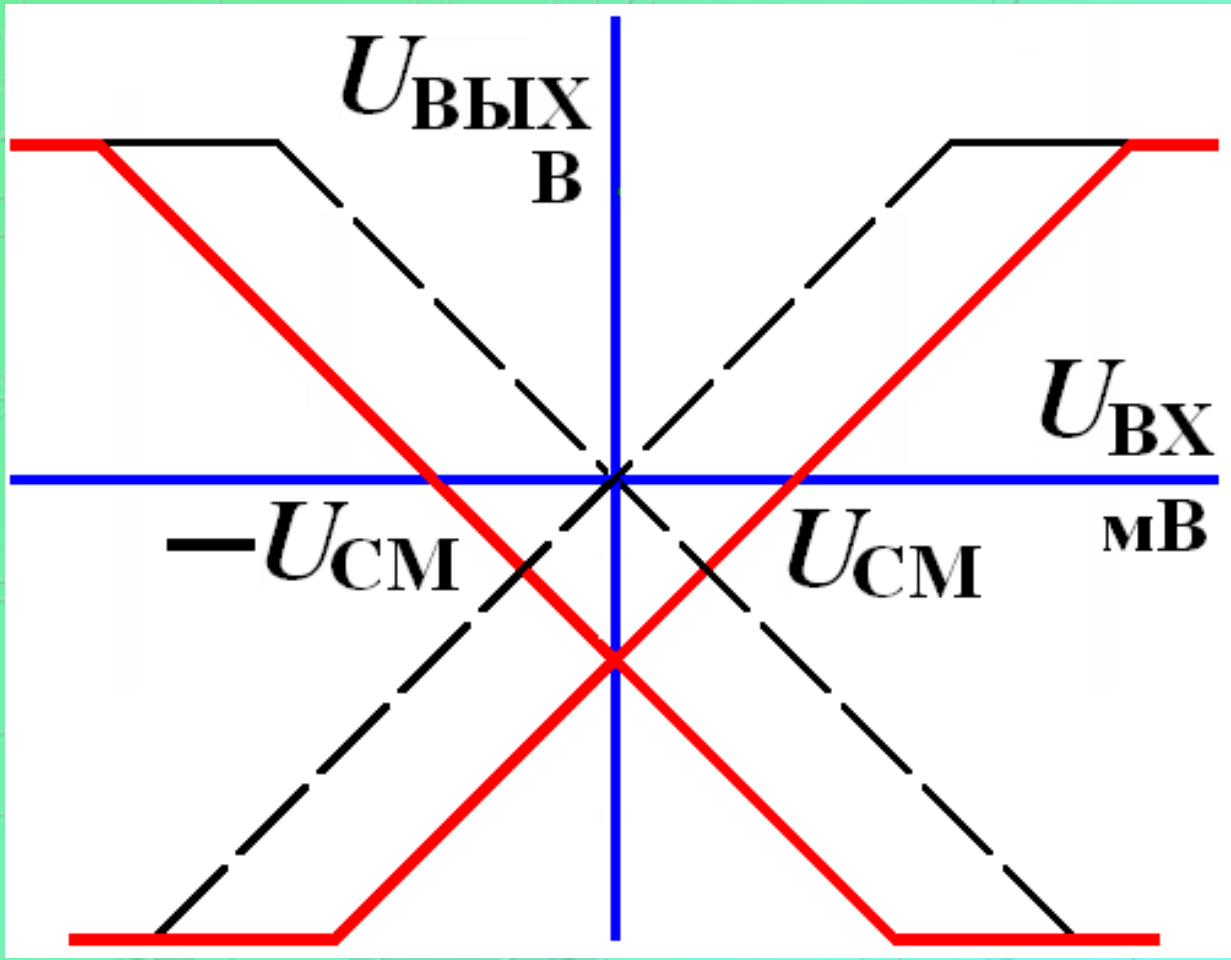


Статическая характеристика ОУ

Особенности ОУ

- смещение нулевого уровня выходного напряжения
- температурный и временной дрейф

Дрейфовые характеристики

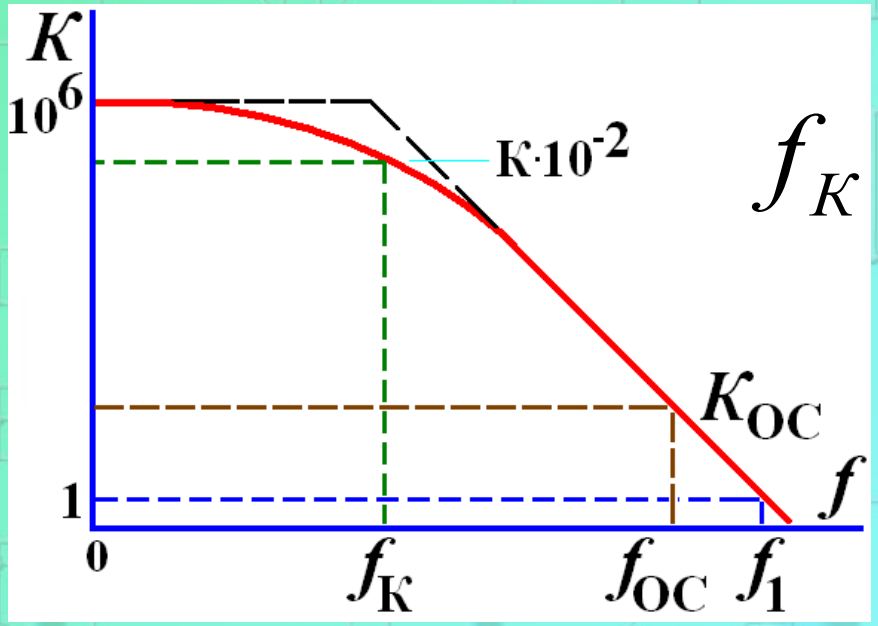


$U_{СМ} = U_{ВЫХ} / K_U$

$U_{СМ}$ – необходимо приложить на вход, чтобы на выходе получить ноль

Частотные характеристики

Инерционность линеаризованного ОУ, как и обычного усилителя, описывается с помощью АЧХ, ФЧХ при гармоническом анализе и переходной характеристики - при временном



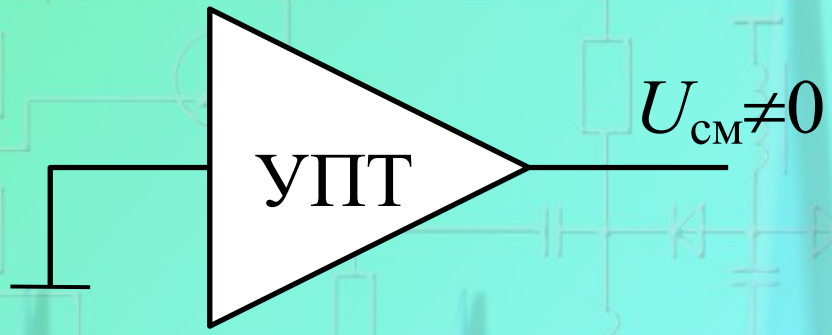
$$f_K = f_1 / K_{OC}$$

Частота единичного усиления fT является справочным параметром ОУ

$K_{ОС}$ – коэффициент усиления ОУ с отрицательной обратной связью

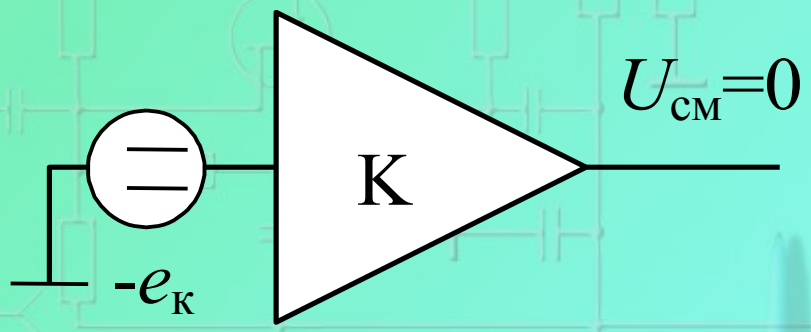
Режим покоя ОУ

При коротком замыкании входных зажимов выходное напряжение ОУ должно быть равно нулю. В реальном же случае на его выходе может остаться напряжение *U*см, не равное нулю, которое называется *смещением нуля*



Компенсация смещения

$$e_K = \frac{U_{см}}{K}$$



Однако реально смещение нуля медленно меняется (дрейфует) с изменением температуры, поэтому компенсация смещения внешним постоянным источником с изменением температуры нарушается

Идеальный (в смысле дрейфа) многокаскадный УПТ

- $e1 \to 0$, $K1 \to \infty$ $e\Sigma \to 0$
- Поскольку дрейф напряжения смещения вызывается температурной нестабильностью первого каскада, последовательно усиливаемой всеми последующими, то его уменьшают введением обратной связи

$$K_B^{\text{ос}} = \frac{K_B}{F} \qquad U_{\text{см}}^{\text{ос}} = \frac{U_{\text{см}}}{F} \qquad e_B^{\text{ос}} = \frac{U_{\text{см}}^{\text{ос}}}{K_B^{\text{ос}}} = e_B$$

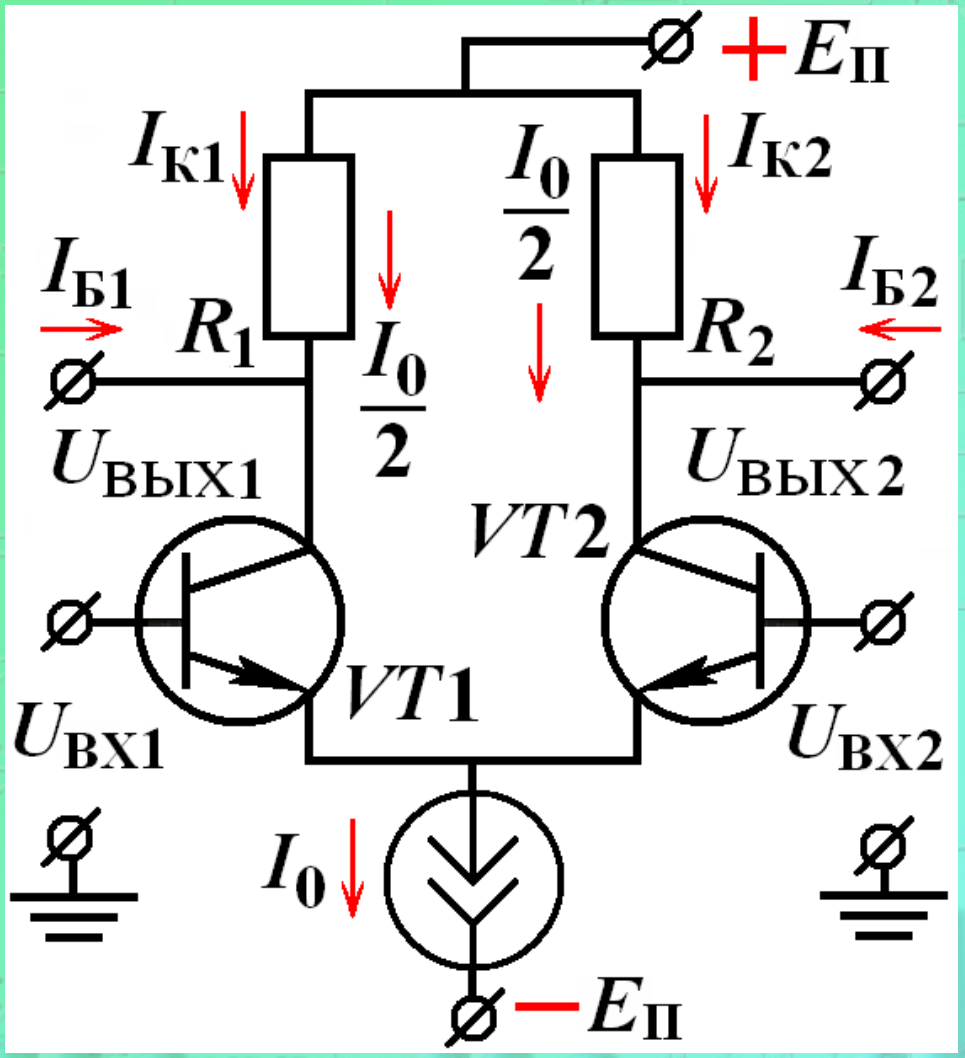
Устройство операционного усилителя

Характеристики ОУ:

- низкий коэффициент усиления одинаковых сигналов, поданных на входы одновременно (синфазные сигналы);
- высокое полное сопротивление к входным сигналам.

Входной каскад ОУ определяет величину полного входного сопротивления, минимизирует чувствительность к синфазным сигналам и напряжение сдвига

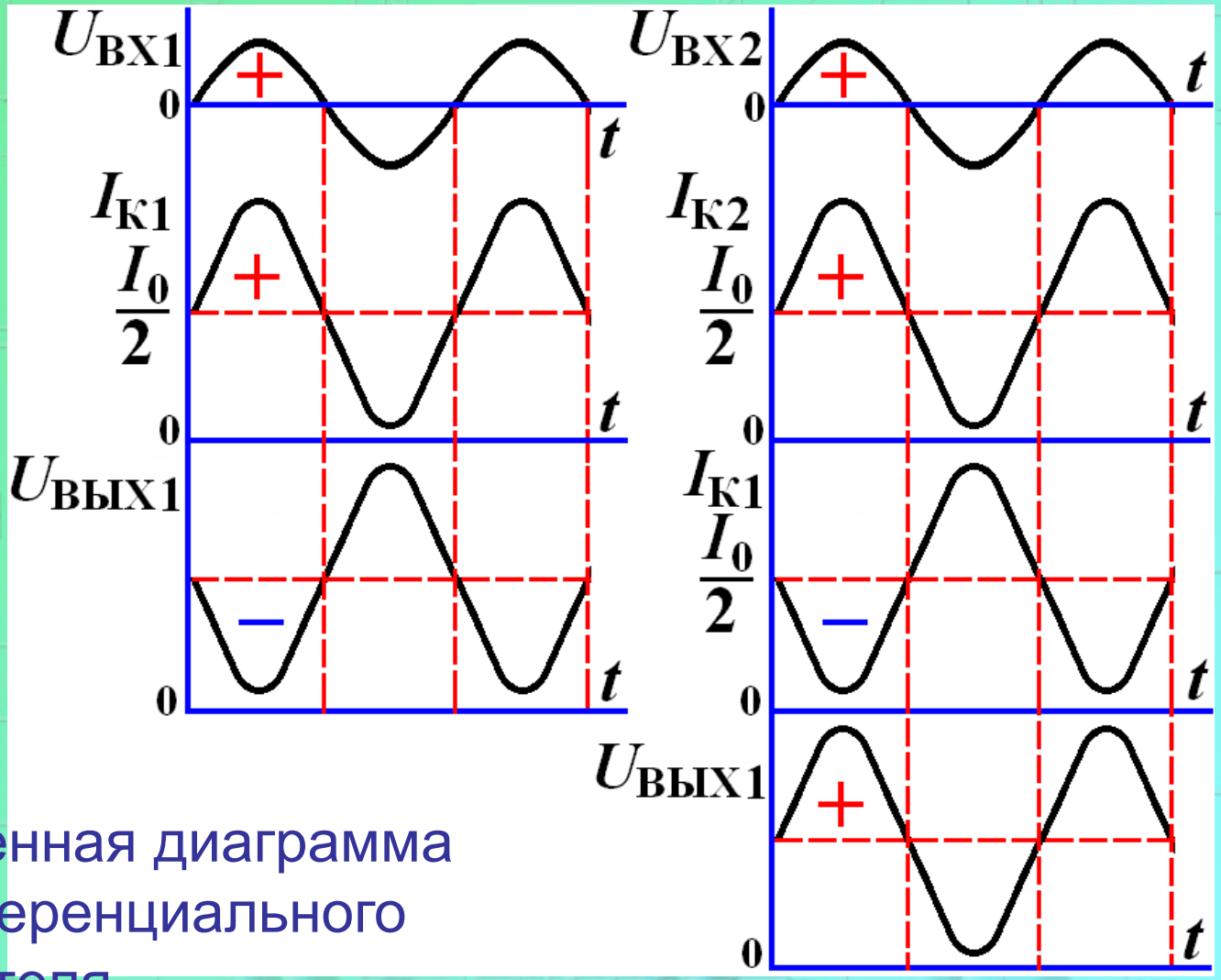
Дифференциальный усилитель



$$I_{к1} + I_{к2} = I_0;$$

$$I_0 = const$$

Дифференциальный усилитель



Временная диаграмма дифференциального усилителя

Дифференциальный усилитель

Если на вход 1 подать гармонический сигнал, а вход 2 соединить с общим проводом, то:

$$K_{U\,ДУ} = U_{ВЫХ\,1} / U_{ВХ\,1} \quad (1)$$

$$U_{ВЫХ\,1} = I_{К1} \cdot R_1 \quad (2)$$

$$I_{К1} = h_{21Э} \cdot I_{Б1} \quad (3)$$

Входное напряжение распределяется на двух эмиттерных *p-n* - переходах (VT1, VT2):

$$U_{ВХ\,1} = (I_{Б1} \cdot h_{11Э} + I_{Э2} \cdot h_{11Б}) \quad (4)$$

$$I_{Э2} = (h_{21Э} + 1) \cdot I_{Б1} \quad (5)$$

$$h_{11Б} = h_{11Э} / (h_{21Э} + 1) \quad (6)$$

Дифференциальный усилитель

Подставляя (2, 3, 4, 5, 6) в (1) получим:

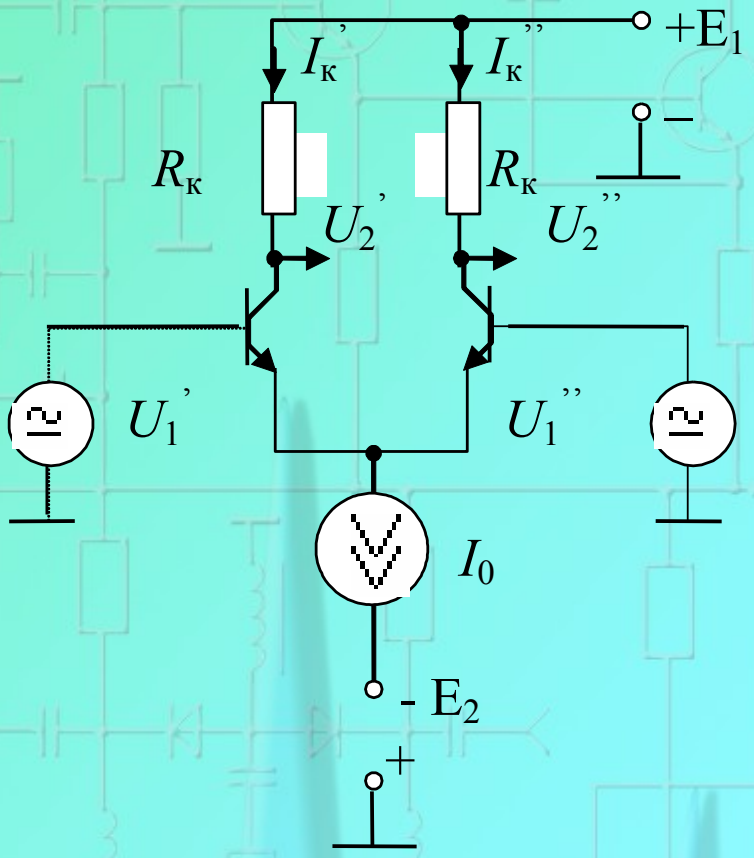
$$K_{U\,ДУ} = h_{21Э} \cdot R_1 / 2 \cdot h_{11Э}.$$

Входное сопротивление:

$$R_{ВХ} = U_{ВХ\,1} / I_{Б1} = 2 \cdot h_{11Э}$$

Дифференциальный усилитель

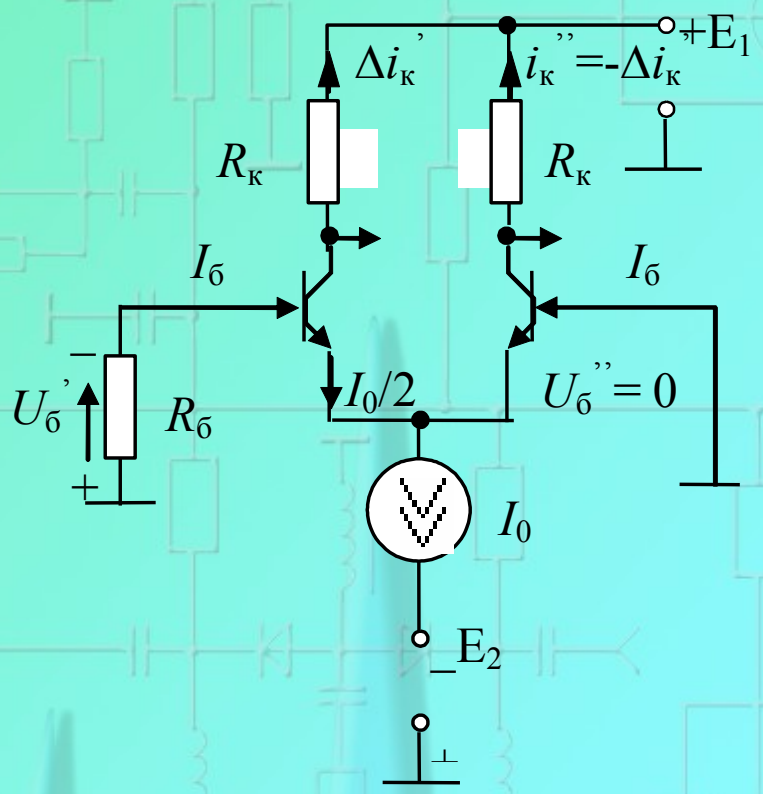
- Минимально возможный дрейф нуля ДУ обеспечивается за счет задания токов эмиттера обоих транзисторов от источника стабильного тока (ИСТ)
- *I*э’+*I* э’’ =*I*0 = const
- ∆Iэ’= - ∆I э’’
- ∆Iэ’(t°)=∆Iэ’’(t°)



Нестабильность за счёт входных токов

В случае неравенства сопротивлений постоянному току в цепях базы одного и другого транзистора на сопротивлении *R*б возникает напряжение *U*б, которое вызовет разнонаправленное изменение токов коллекторов

$\Delta i_к' = -\Delta i_к''$

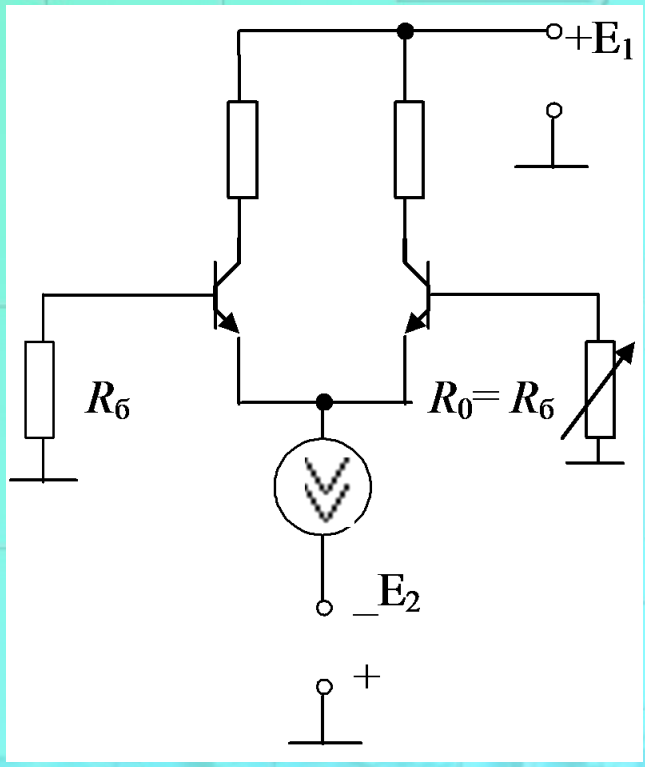


Дифференциальный усилитель

При равенстве сопротивлений в базовых цепях температурный дрейф будет определяться только температурной нестабильностью *разности базовых токов*, которая в силу идентичности транзисторов может быть сделана очень малой

$ei = iб(Rб' - Rб'')$,

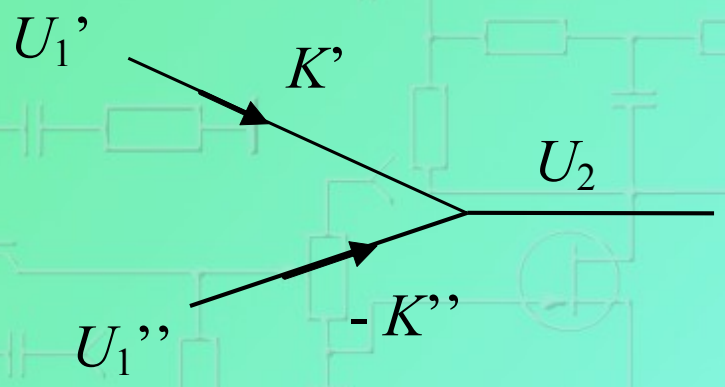
$\Delta ei(t^\circ) = \Delta\, iб'(t^\circ)Rб' - \Delta\, iб'(t^\circ)Rб''$,



ОУ на ПТ

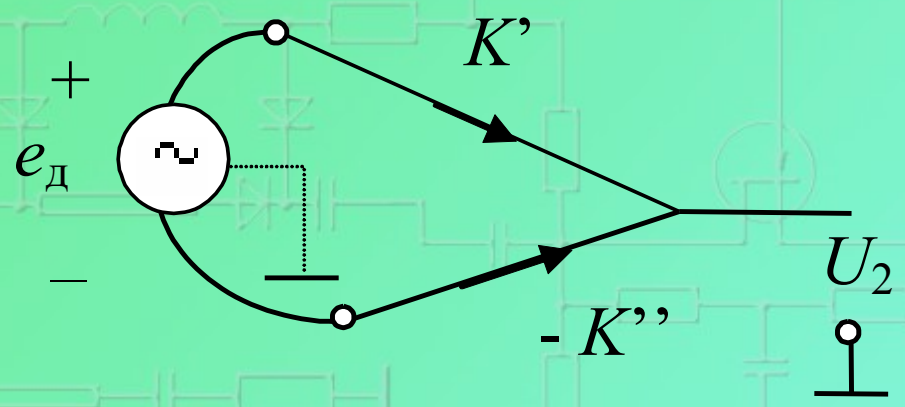
В ДУ на полевых транзисторах явление дрейфа за счет входных токов практически отсутствует, но абсолютное значение как приведенного ко входу напряжения смещения, так и его температурного дрейфа на несколько порядков выше, чем у ДУ на биполярных транзисторах

Линеаризованная модель ОУ



- *K'* - усиление по прямому входу, *K''* - по инверсному

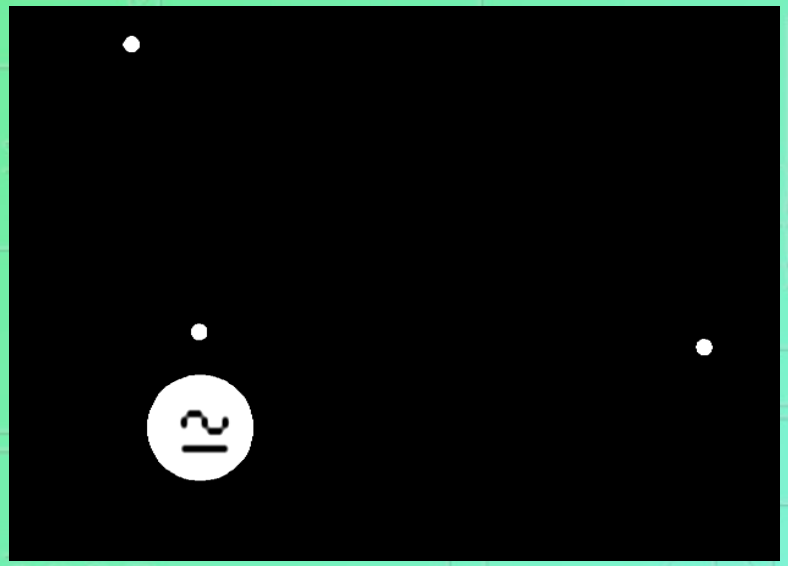
Дифференциальный входной сигнал ОУ



$$U_2 = e_б \frac{K' + K''}{2} = e_б K_б = e_б K$$

Сигнал, поданный между входами ОУ, называется *дифференциальным*, а *К*д - коэффициентом усиления дифференциального сигнала, который и приводится в справочных данных на ОУ и чаще называется просто коэффициентом усиления *К*

Синфазный входной сигнал ОУ



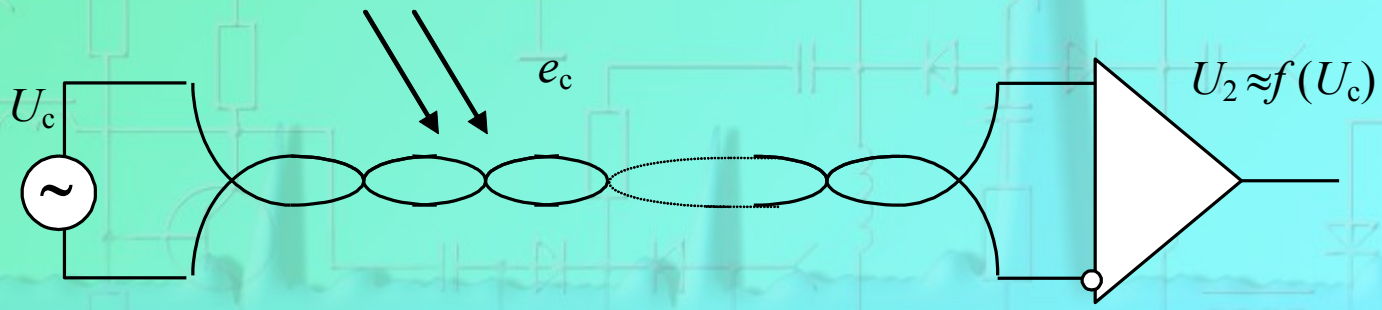
$U2 = e_c(K' - K'') = e_c K_c$,

где K_c - коэффициент передачи синфазного сигнала

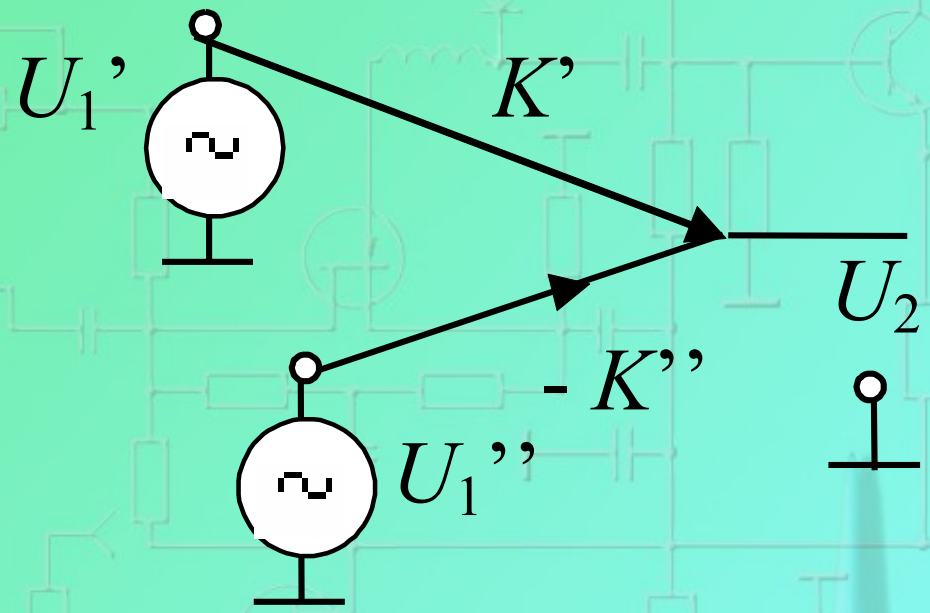
$K' \approx K''$, из которого следует $K_c << K$

Коэффициента подавления синфазного сигнала

- Mc= K/Kc, Mc>>1
- Mc>>1 *означает, что ОУ обладает свойством глубокого подавления синфазного сигнала, что делает возможным усиление слабых дифференциальных сигналов на фоне больших синфазных помех*

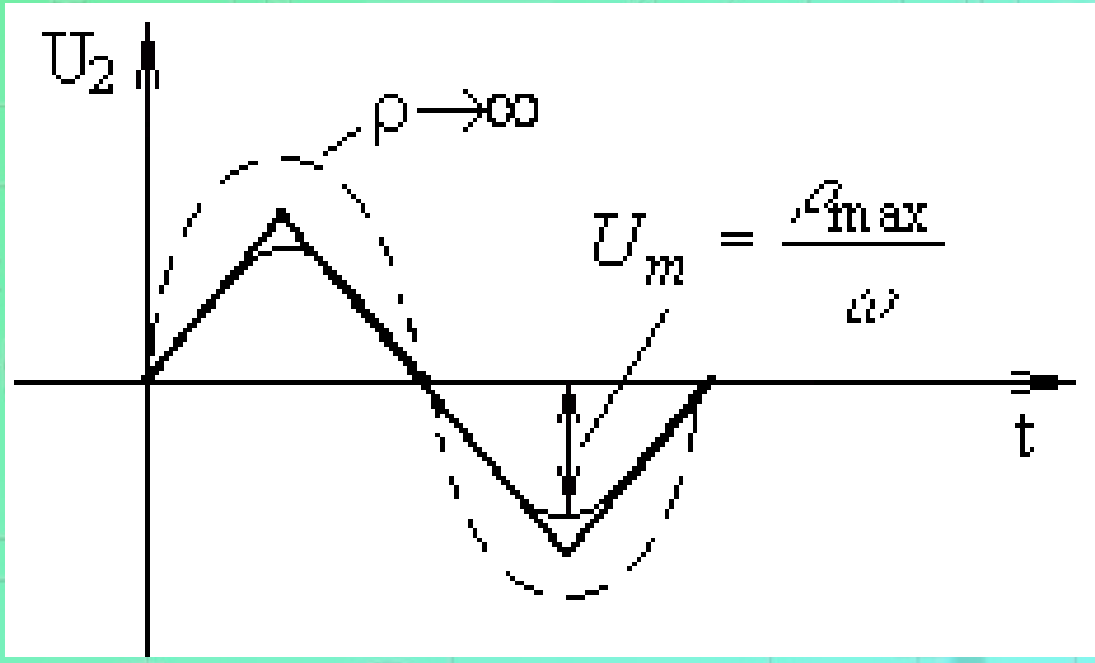


Одновременная подача двух сигналов



$$U_2 = (U_1' - U_1'')K + \left(\frac{U_1' + U_2''}{2}\right)K_c = e_\partial K + e_c K_c$$

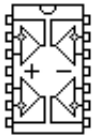
Скорость изменения выходного сигнала

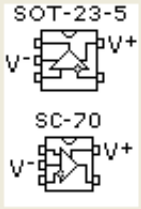


$$\rho_{max} = \frac{dU_2}{dt} \qquad \rho = \frac{dU_2}{dt} = U_m \omega \cos \omega t \qquad \rho_{max} = U_m \omega$$

Примеры ОУ

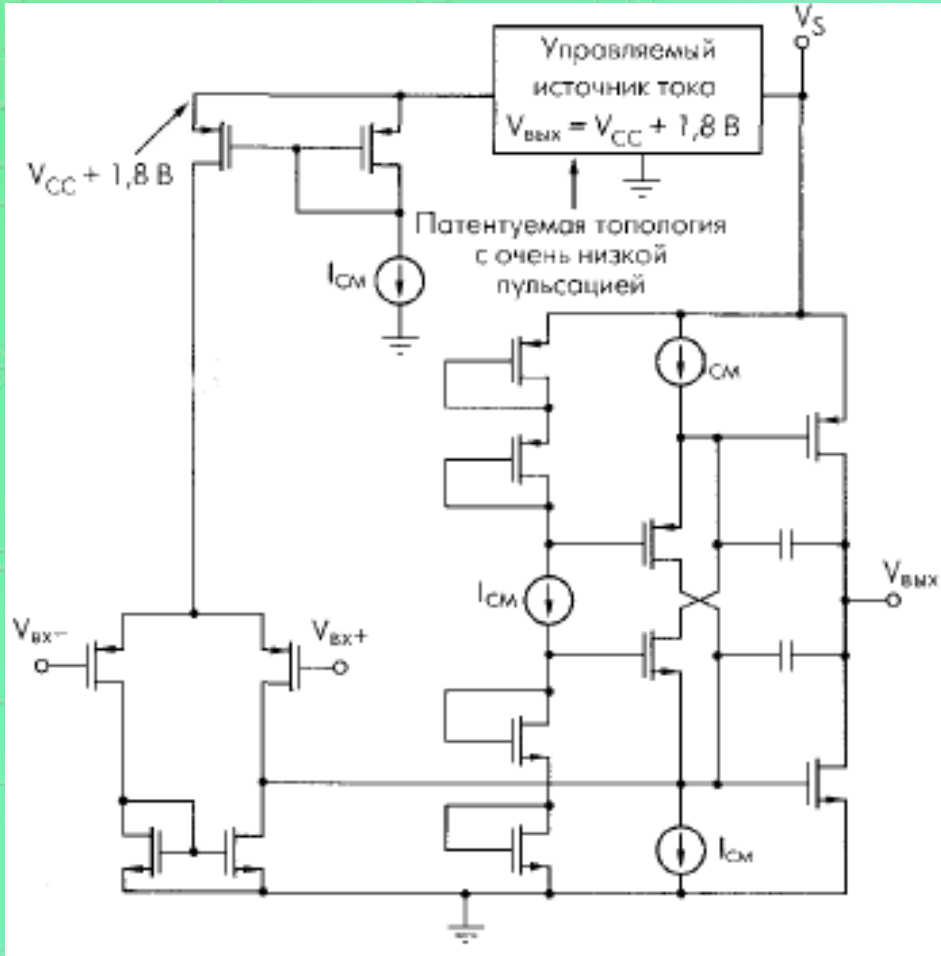
Операционные усилители: классика

Device	Pic.	IIB typ (uA)	V_{io} (mV)	GBW MHz	Supply	Comments
uA741		0.5	6	1	±3.0 ... ±18	Compensated
TL081		200 pA	6	4	±5.0 ... ±18	JFET
LM358A		0.25	6	1	±1.5 ... ±18	NE532
LM2904		0.25	10	1	±1.5 ... ±13	
MC1458		Dual uA741				MC4558
TL082		Dual TL081				
LM324		Quad LM358				
LM2902		Quad LM2904				MC3303
MC3403		Quad uA741				RC4136
TL084		Quad TL081				



• **Современные ОУ в корпусах SOT-23 и SC-70**
Такая цоколевка стала стандартом де-факто для современных одноканальных ОУ. Мы рекомендуем применять ОУ с цоколевкой, показанной на рисунке слева. Это TS951, LMC2001, LMC7101, LMC7111, LMC8101, TLV24x1, OPA340, OPA342, AD8091, ОУ серии "Gain-Amps" MAX4174/MAX4175 с фиксированным коэффициентом усиления. Все приводимые ниже ОУ имеют рекомендуемую цоколевку.

Упрощённая блок-схема ОУ OPA 363/364



Семейство высокопроизводительных КМОП-микросхем OPA363/364, работающих с однополярным источником питания на низкое напряжение: 1,8 (+0,9) - 5,5 (±2,75) В.

Низкий коэффициент ослабления синфазного сигнала (типичное значение -90 дБ). Это достигнуто благодаря модификации однокаскадного rail-to-rail входного блока ОУ с управляемым источником тока.

Максимальное значение напряжения смещения нуля равно 500 мкВ

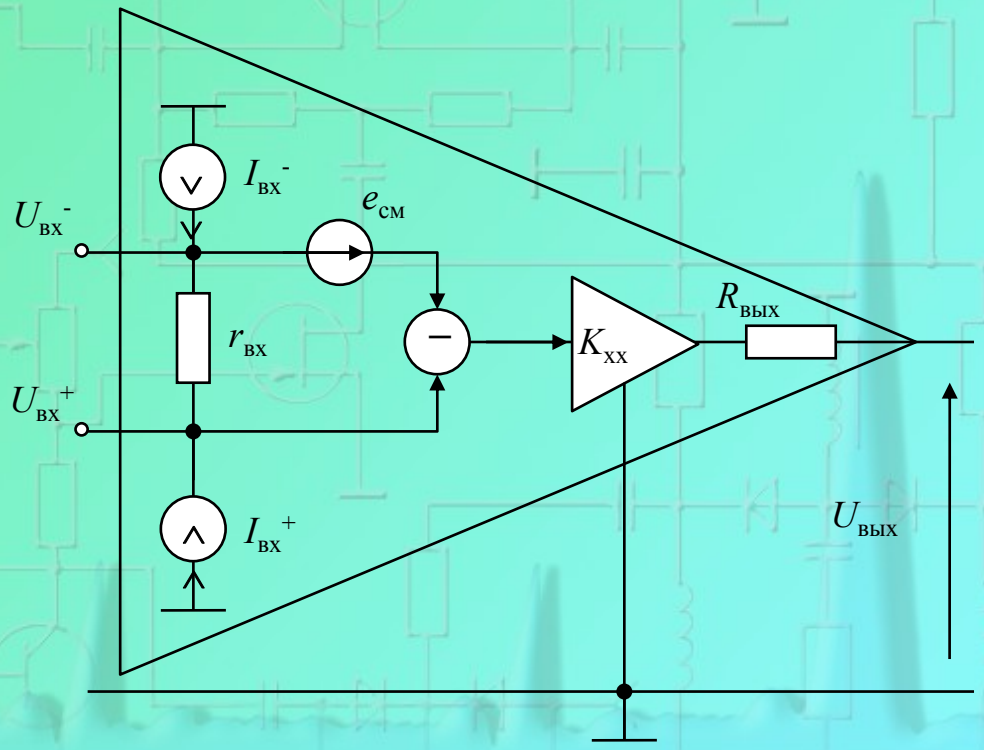
Рабочий ток -750 мкА/канал.

Предусмотрена возможность отключения выхода усилителя, при этом потребляемый ток не превышает 1 мкА/канал.

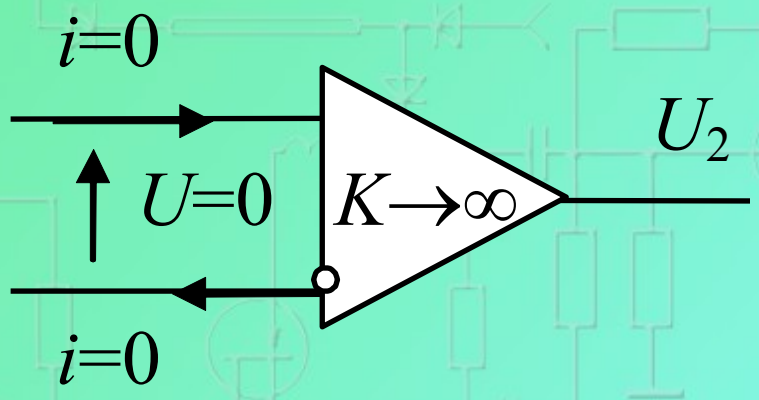
Скорость нарастания выходного сигнала 5 В/мкс.

Модели ОУ

Анализ функциональных устройств на основе ОУ можно осуществить обычными методами с использованием линейных схем замещения ОУ.



Модель идеального ОУ



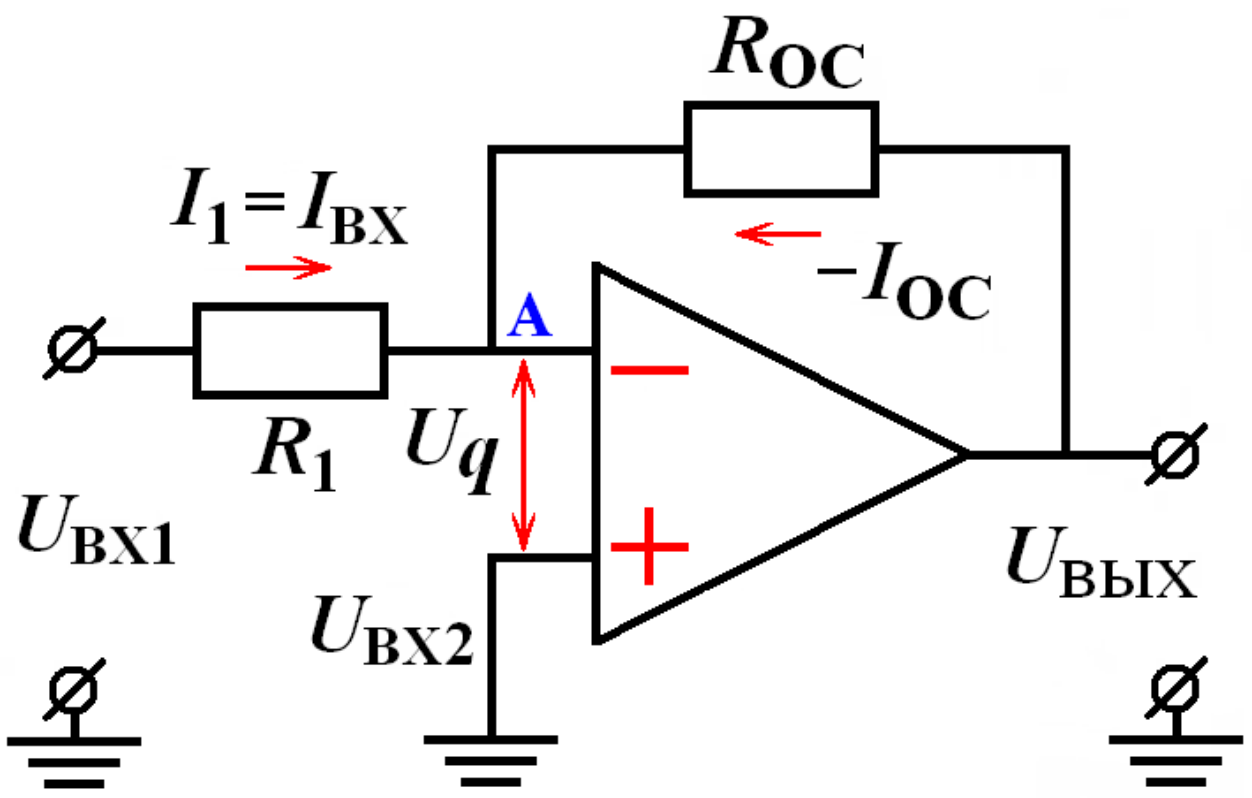
- Идеализация заключается в *принятии условия бесконечного значения усиления,* когда для получения выходного напряжения требуется выходной дифференциальный сигнал, стремящийся к нулю:

$$K \to \infty$$

- В свою очередь, нулевой входной сигнал означает равенство нулю входных токов, вызываемых сигналом.

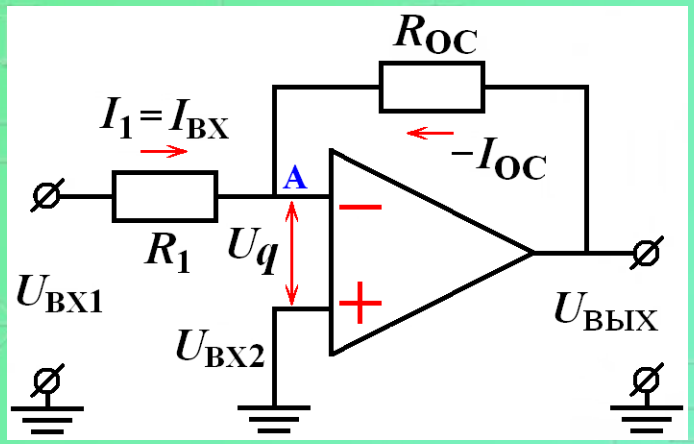
$$U = \frac{U_2}{K} \to 0$$

Инвертирующий усилитель



$$R_{BX\,OY} \to \infty; \qquad I_{BX\,OY} = 0.$$

Инвертирующий усилитель



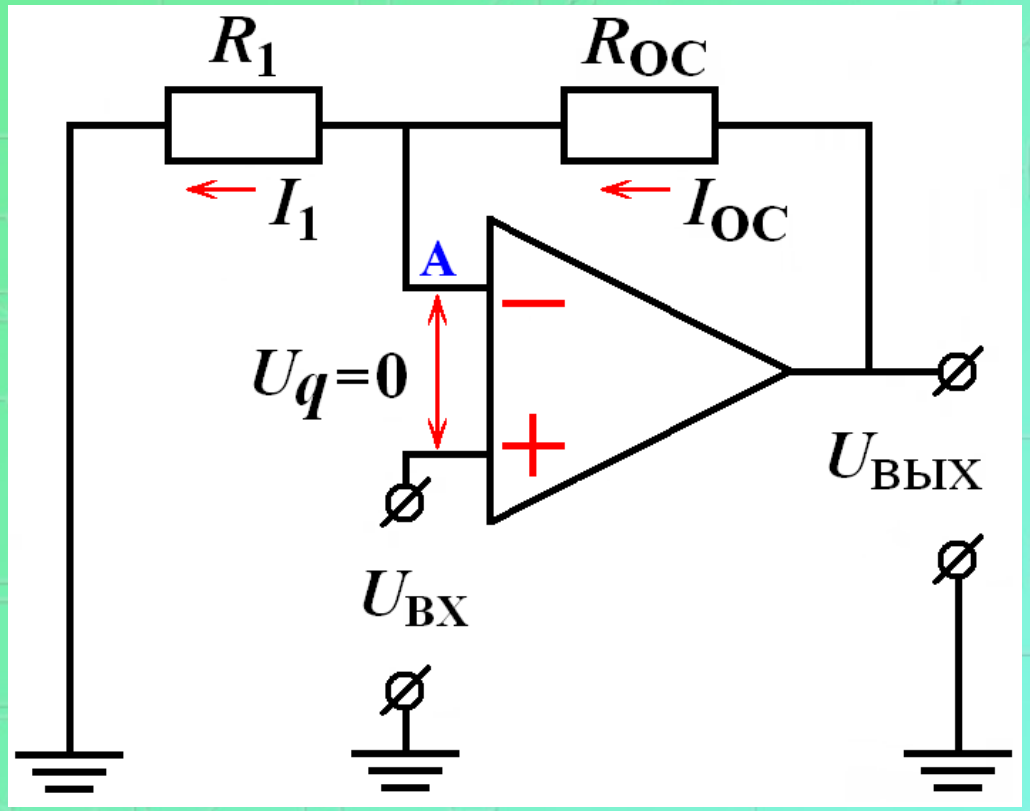
$$I_1 = (U_{вх} - U_q) / R_1;$$

$$-I_{OC} = (U_{вых} - U_q) / R_{oc};$$

$$I_1 = -I_{OC}; \qquad U_q = 0;$$

$$U_{BЫX} = -\frac{R_{OC}}{R_1} \cdot U_{BX} = K_{UOC} \cdot U_{BX}.$$

Неинвертирующий усилитель



$$I_{BX\,OY} = 0;$$

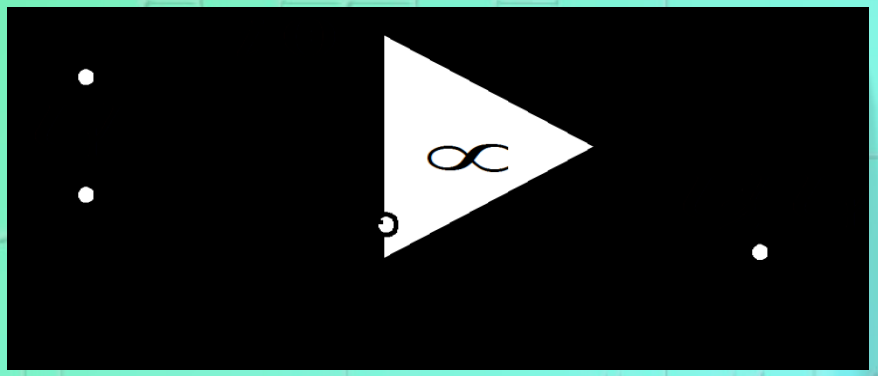
$$U_q = 0;$$

$$R_{BX\,OY} \to \infty.$$

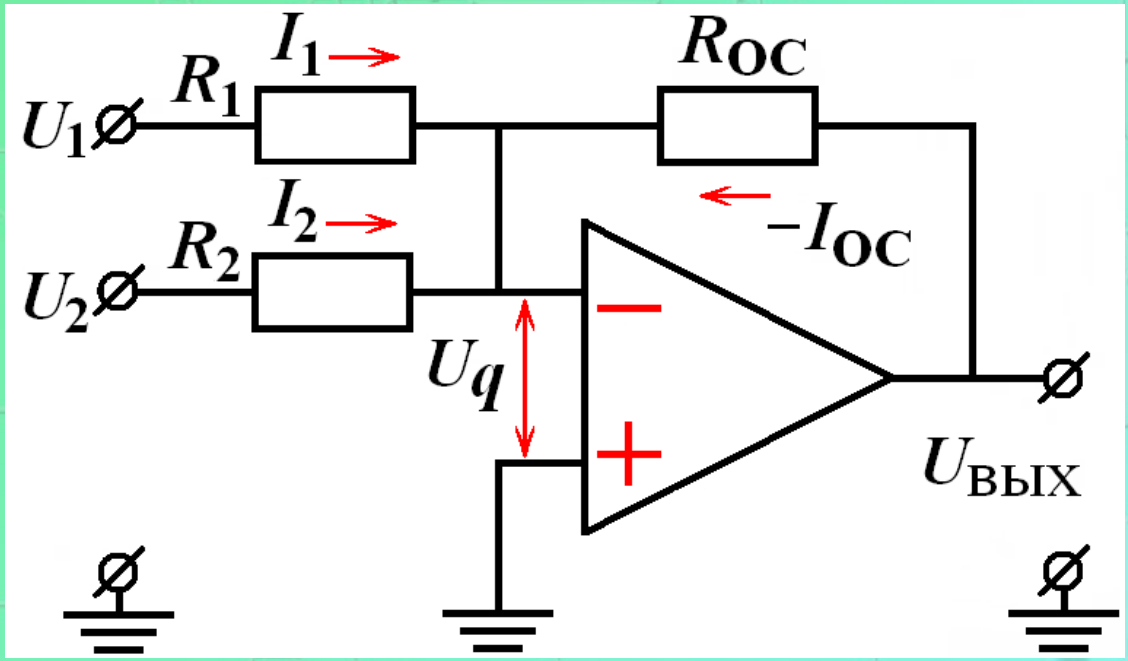
$$U_{BX} = U_{BЫX} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_{OC}};$$

$$U_{BЫX} = \left(1 + \frac{R_{OC}}{R_1}\right) U_{BX}.$$

Повторитель напряжения



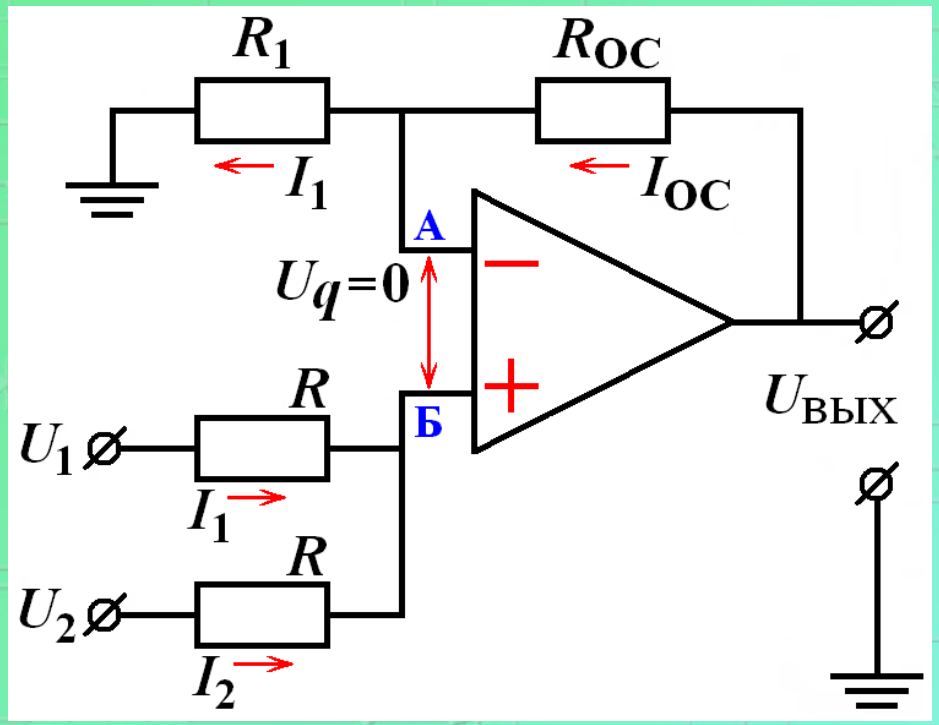
Инвертирующий сумматор



$$I_1 + I_2 = -I_{OC};$$

$$U_{ВЫХ} = -\left(\frac{R_{OC}}{R_1}U_{ВХ1} + \frac{R_{OC}}{R_2}U_{ВХ2}\right).$$

Неинвертирующий сумматор



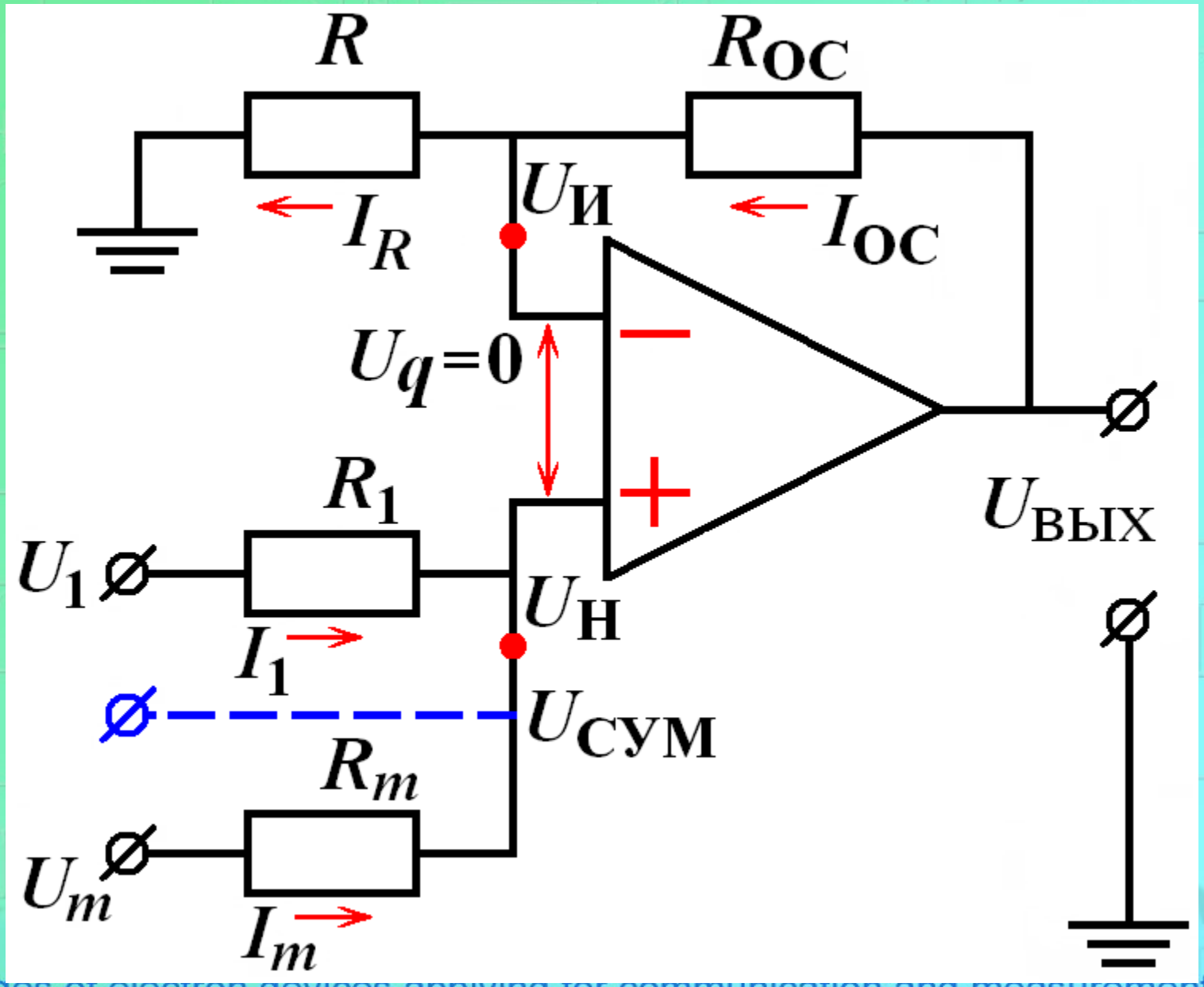
$$I_1 + I_2 = 0;$$

$$\frac{U_{BX1} - U_{СУМ}}{R} + \frac{U_{BX2} - U_{СУМ}}{R} = 0;$$

$$\frac{U_{BX1} + U_{BX2}}{n} = U_{СУМ};$$

$$U_{ВЫХ} = \frac{R_1 + R_{OC}}{R_1} \cdot \frac{U_{BX1} + U_{BX2}}{n}; \qquad n = 2$$

Неинвертирующий сумматор



Неинвертирующий сумматор

$$\sum_{j=1}^{m} I_j = 0; \qquad \sum_{j=1}^{m} \frac{U_j - U_H}{R_j} = 0; \qquad \sum_{j=1}^{m} \left(\frac{U_j}{R_j} \right) = U_H \sum_{j=1}^{m} \frac{1}{R_j};$$

$$I_{OC} = -I_R; \qquad U_H = U_И = U_{ВЫХ} \frac{R}{R + R_{OC}};$$

$$U_{ВЫХ} = \left(1 + \frac{R_{OC}}{R} \right) \cdot \frac{\sum_{j=1}^{m} \left(\frac{U_j}{R_j} \right)}{\sum_{j=1}^{m} \frac{1}{R_j}}.$$

Схема вычитания

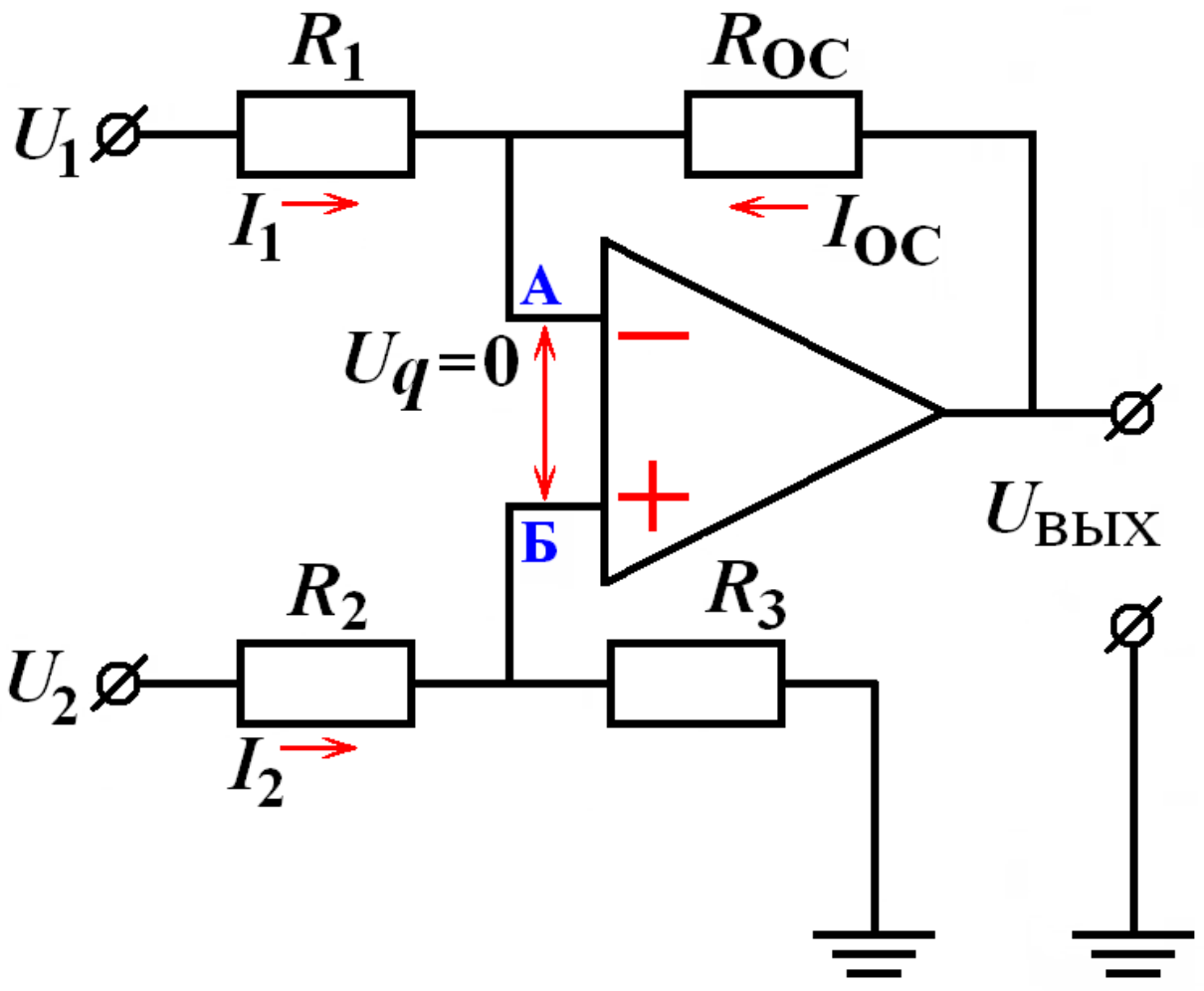


Схема вычитания

Если: $U_{BX2} = 0$ **тогда:** $U'_{ВЫХ} = -U_{BX1}\dfrac{R_{OC}}{R_1}$

Если: $U_{BX1} = 0$ **тогда:**

$$U''_{ВЫХ} = U_{BX2}\cdot\frac{R_3}{R_2 + R_3}\cdot\frac{R_{OC} + R_1}{R_1}$$

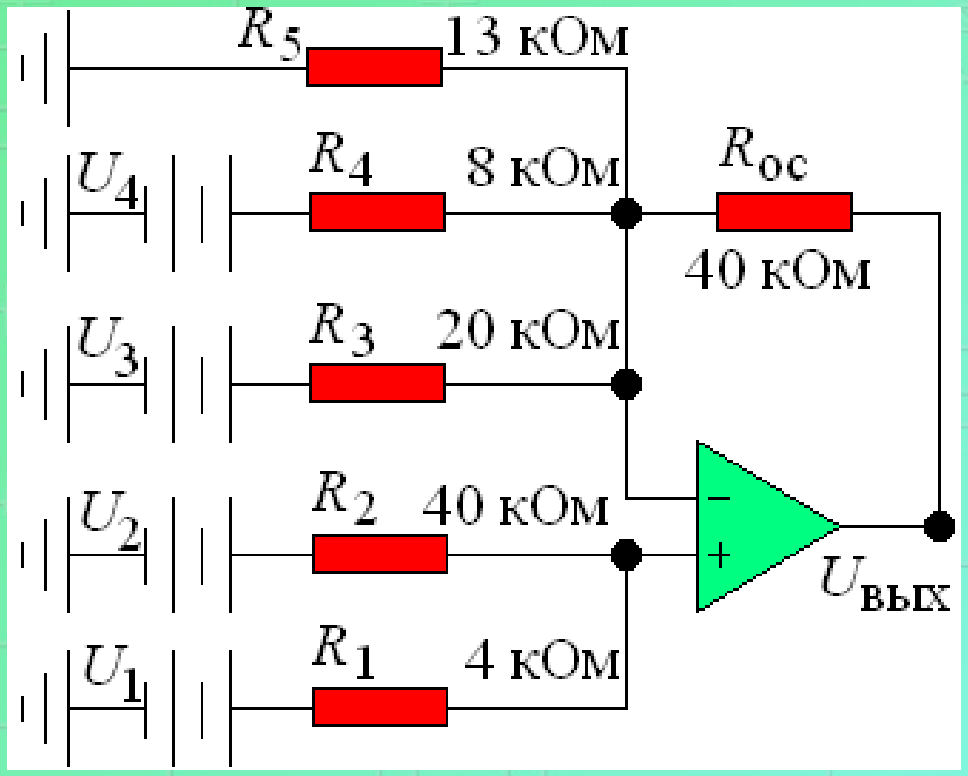
Если:

$$R_{OC} = R_3, \quad R_1 = R_2, \qquad U_{ВЫХ} = U'_{ВЫХ} + U''_{ВЫХ},$$

тогда: $$U_{ВЫХ} = \frac{R_{OC}}{R_1}\cdot\left(U_{BX2} - U_{BX1}\right)$$

Пример реализации сумматора

$$U_{ВЫХ} = 10U_1 + U_2 - 2U_3 - 5U_4;$$



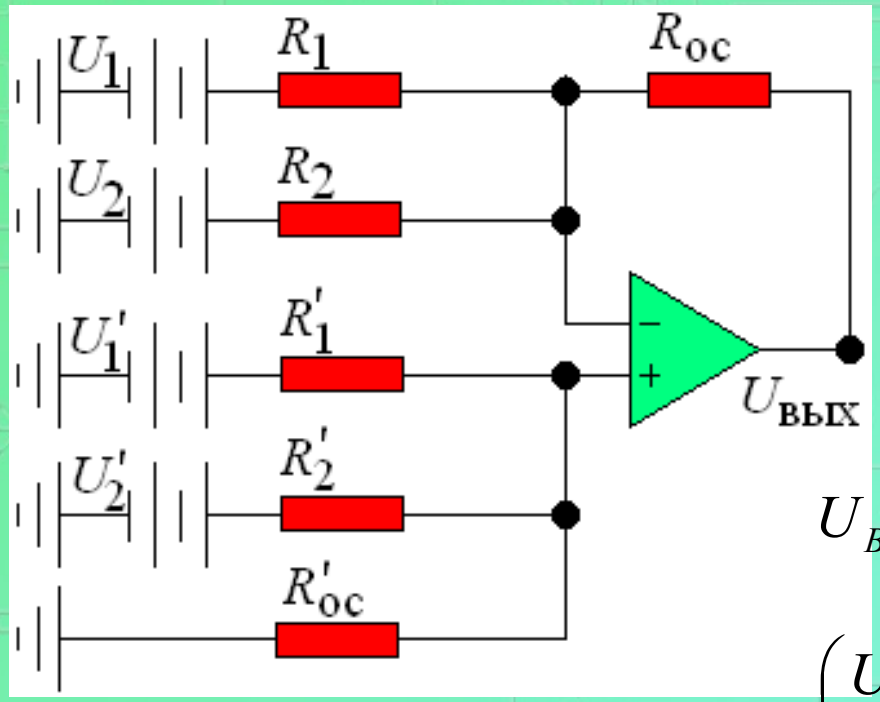
$$R_i = \frac{R_{OC}}{K_i};$$

где $\boldsymbol{R_i}$ – величина сопротивлений $\boldsymbol{R_1}$-$\boldsymbol{R_4}$; $\boldsymbol{K_i}$ – величины коэффициентов усиления $\boldsymbol{U_1}$-$\boldsymbol{U_4}$ соответственно.

Значение $\boldsymbol{R_5}$ - из выражения для проводимостей:

$$\frac{1}{R_{OC}} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}.$$

Пример реализации сумматора



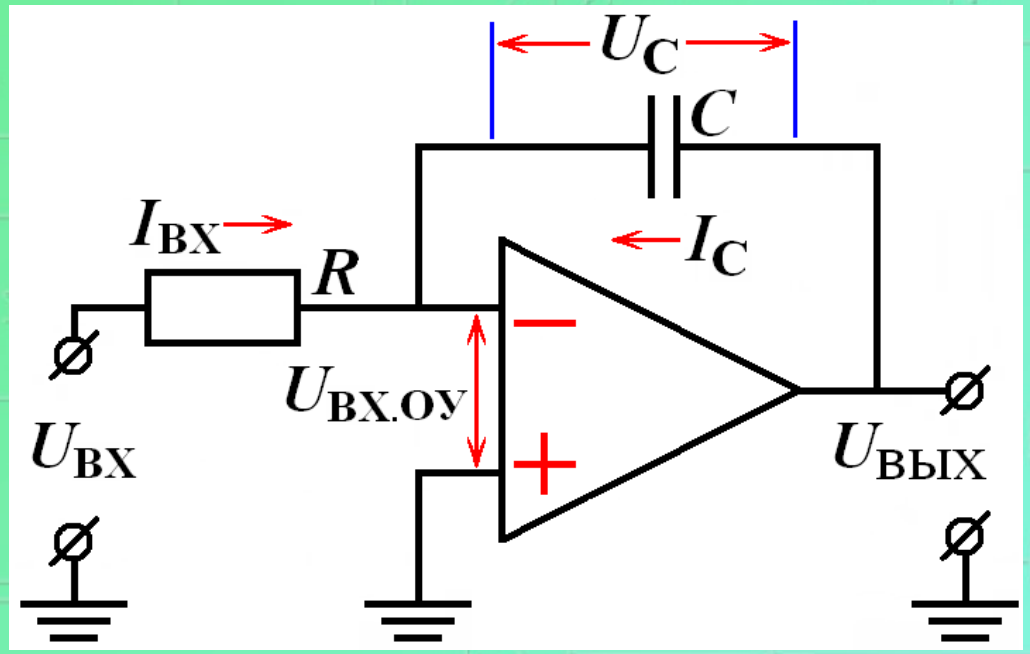
Суммы коэффициентов усиления инвертирующей и неинвертирующей части схемы должны быть одинаковы:

$$U_{ВЫХ} = -\left(\frac{U_1 R_{OC}}{R_1} + \frac{U_2 R_{OC}}{R_2} + \ldots + \frac{U_m R_{OC}}{R_m}\right) + \left(\frac{U_{m+1} R'_{OC}}{R'_1} + \frac{U_{m+2} R'_{OC}}{R'_2} + \ldots + \frac{U_{m+n} R'_{OC}}{R'_n}\right),$$

где m - число инвертирующих входов, n - число не инвертирующих входов. Следовательно:

$$\frac{R_{OC}}{R_1} + \frac{R_{OC}}{R_2} + \ldots + \frac{R_{OC}}{R_m} = \frac{R'_{OC}}{R'_1} + \frac{R'_{OC}}{R'_2} + \ldots + \frac{R'_{OC}}{R'_n}$$

Интегратор



$$i_C + i_{ВХ} = 0;$$

$$i_{ВХ} = U_{ВХ}/R;$$

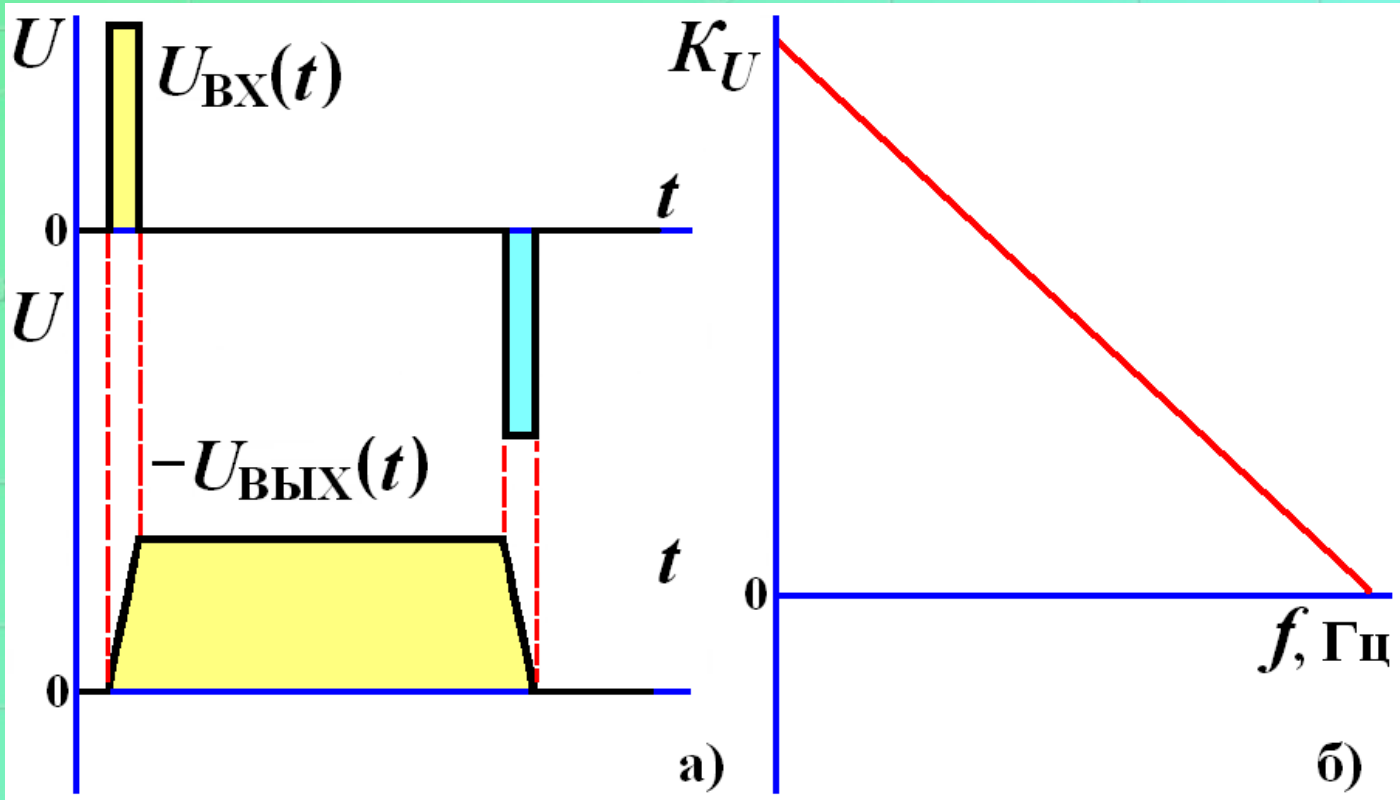
$$U_{ВЫХ} = U_C;$$

$$U_C = \frac{1}{C}\int i_C(t)dt$$

$$U_{ВЫХ} = U_{ВЫХ}(0) - \frac{1}{RC}\int_0^t U_{ВХ}(t)dt$$

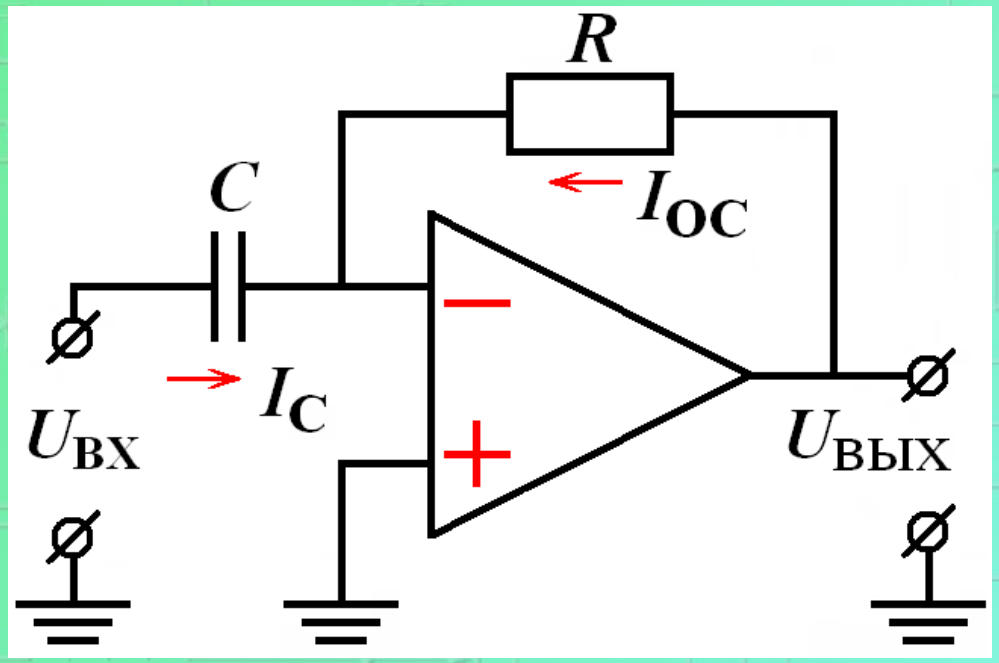
$U_{ВЫХ}(0)$ – начальное напряжение на конденсаторе в момент времени $t = 0$.

Интегратор



Временная диаграмма (а), амплитудно-частотная характеристика (б) интегратора

Дифференциатор



Напряжение на конденсаторе:

$$U_{BX} = Q / C,$$

где Q - заряд конденсатора. Если заряд конденсатора продифференцировать, то получится ток через конденсатор:

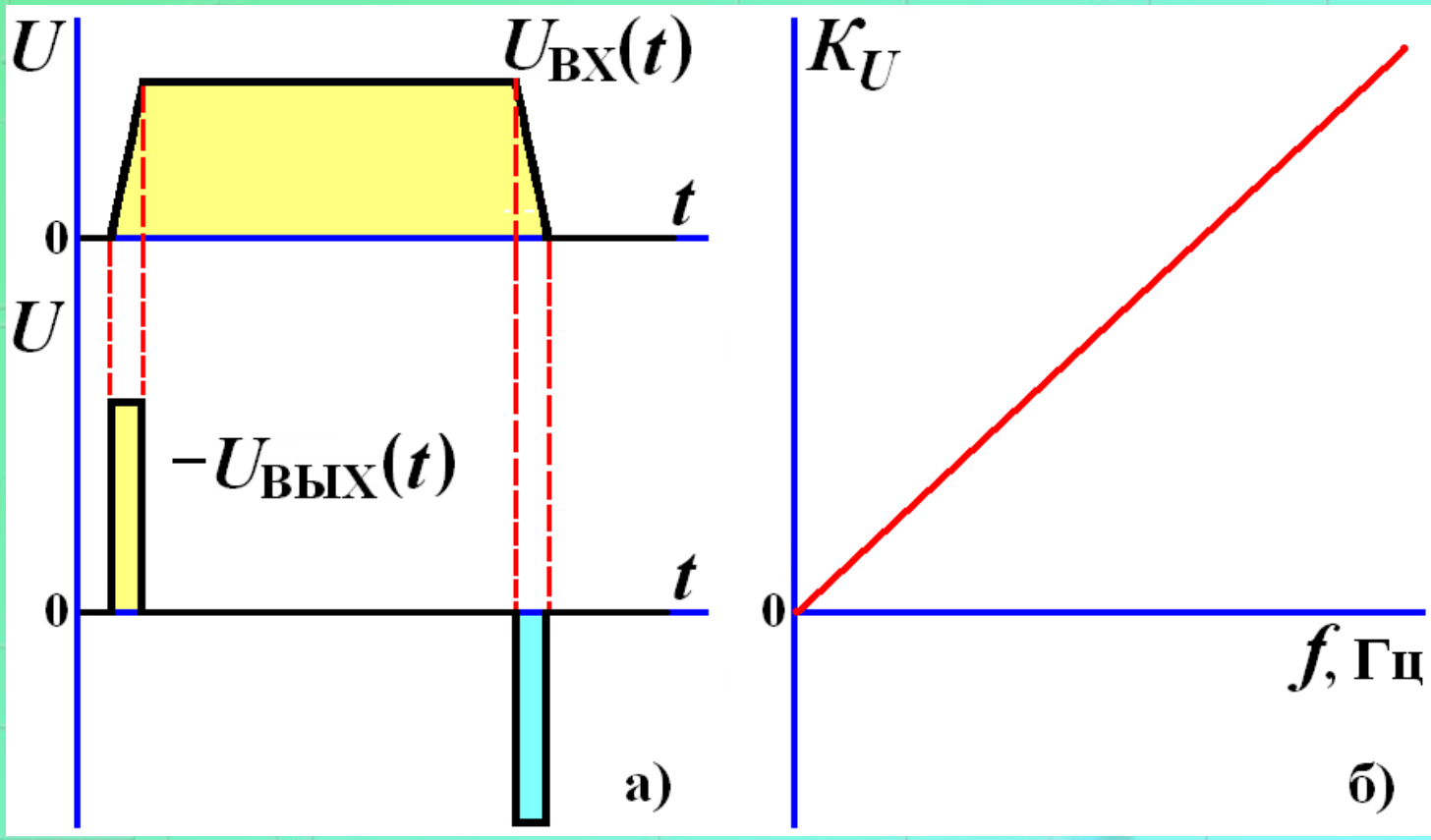
$$C\frac{dU_{BX}}{dt} = I_C;$$

он равен току цепи обратной связи:

$$i_c + i_{oc} = 0;$$

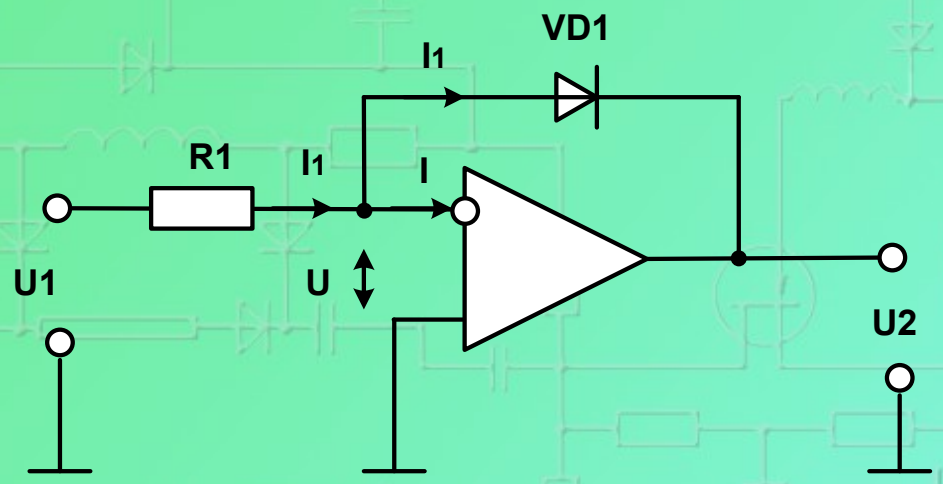
$$U_{ВЫХ} = -i_{OC}R = -CR\frac{dU_{BX}}{dt}.$$

Дифференциатор



Временная диаграмма (а), амплитудно-частотная характеристика (б) дифференциатора

Логарифмический усилитель



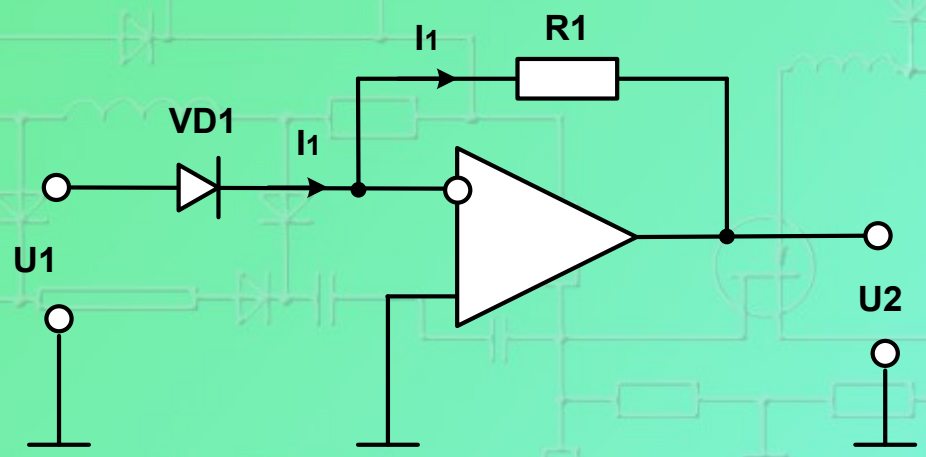
$$i_{\text{вх}} = -i_{\partial}$$

$$u_{\text{вых}} = u_{\partial}$$

$$i_{\partial} = I_s e^{u_{\text{д}}/\varphi_{\text{т}}}$$

$$u_{\text{вых}} = -\varphi_{\text{т}} \ln \frac{i_{\text{вх}}}{I_s}$$

Антилогарифмический усилитель

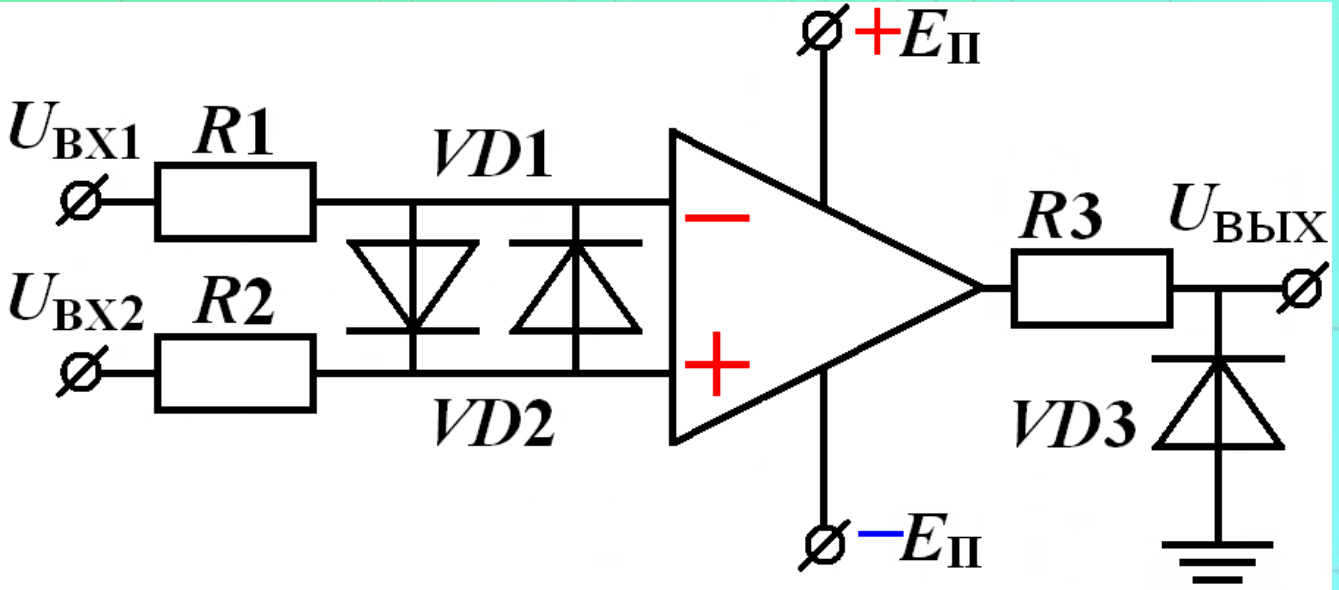


$$i_1 = i_д = I_s e^{u_1/\varphi_т}$$

$$u_{вых} = -R_1 I_1 = I_s e^{u_1/\varphi_т}$$

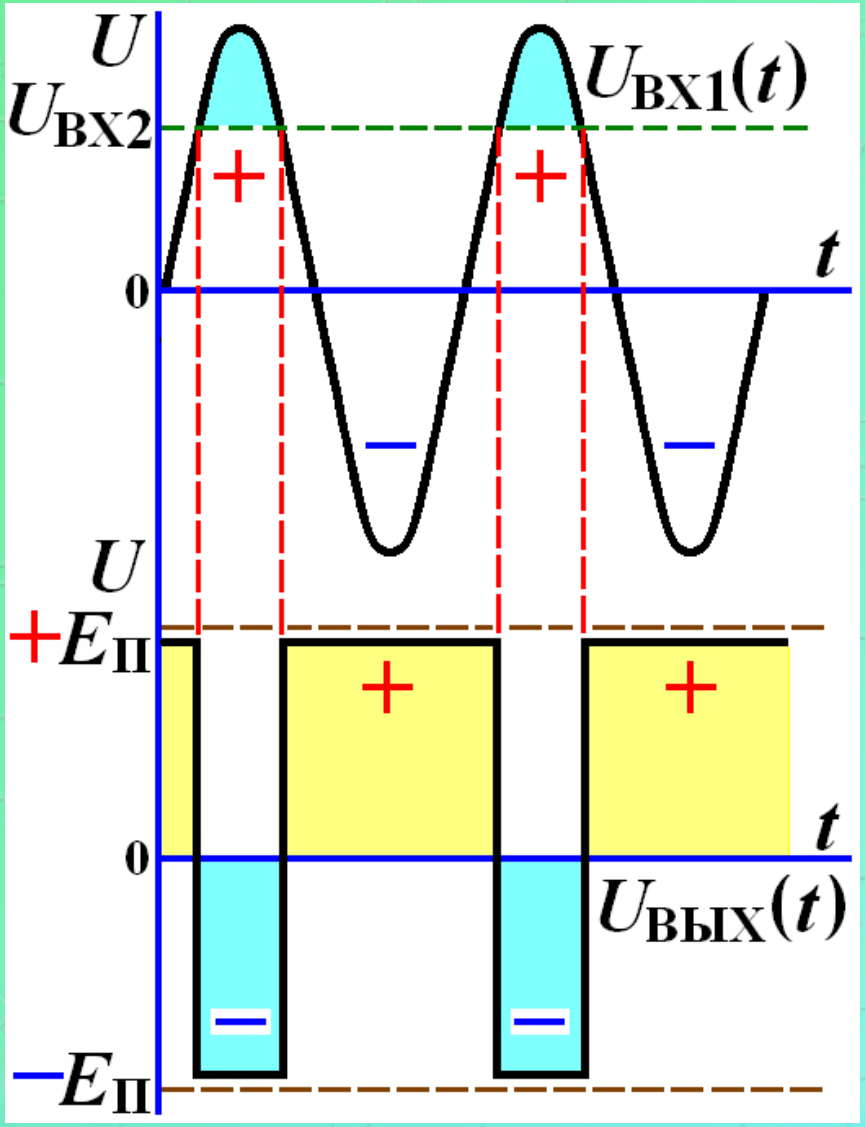
Компаратор

сравнение мгновенных значений двух напряжений и преобразование аналоговых сигналов в цифровую форму



Резисторы R_1, R_2 ограничивают величину тока диодов *VD1*, *VD2* (диоды для защиты входных цепей ОУ от высокого напряжения)

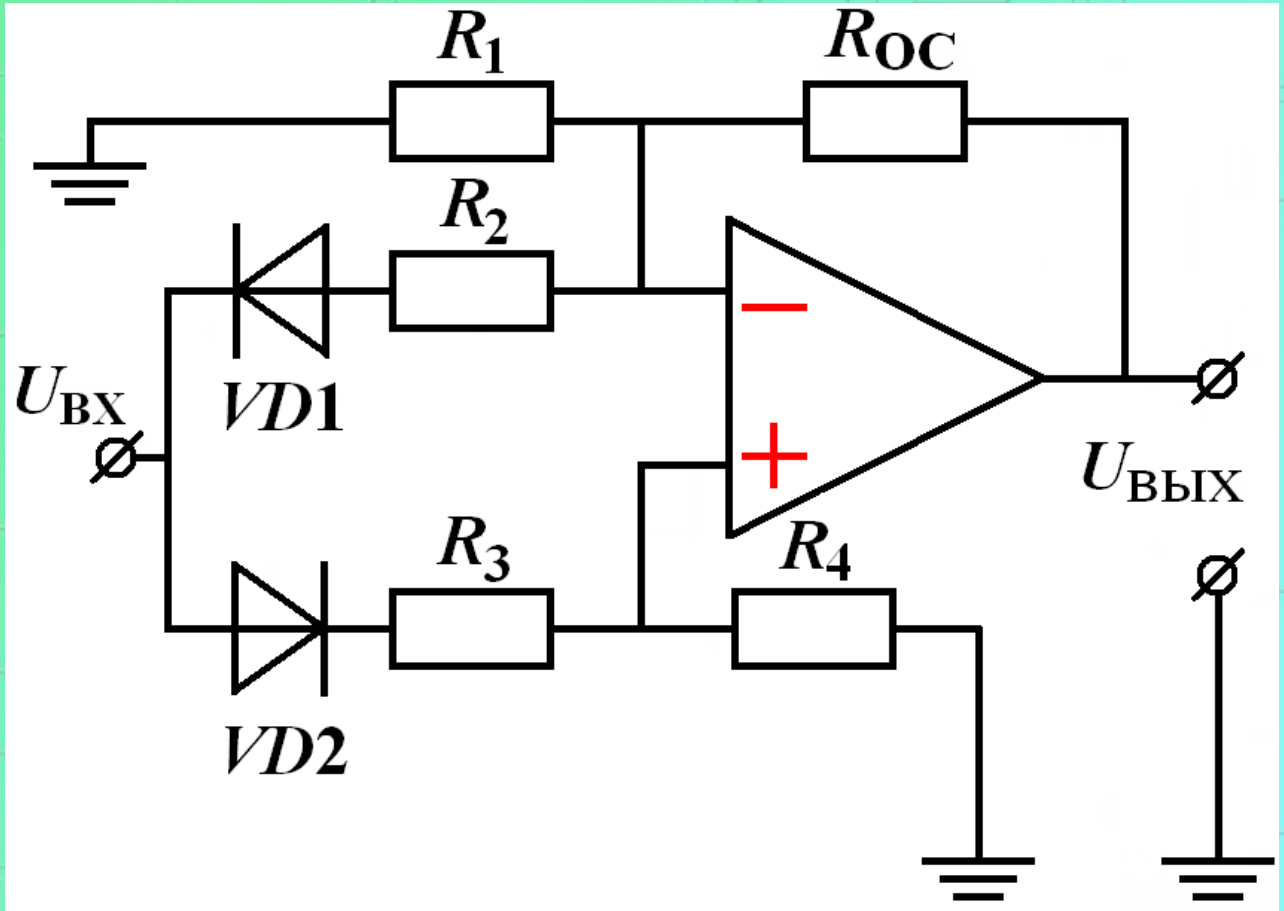
Компаратор



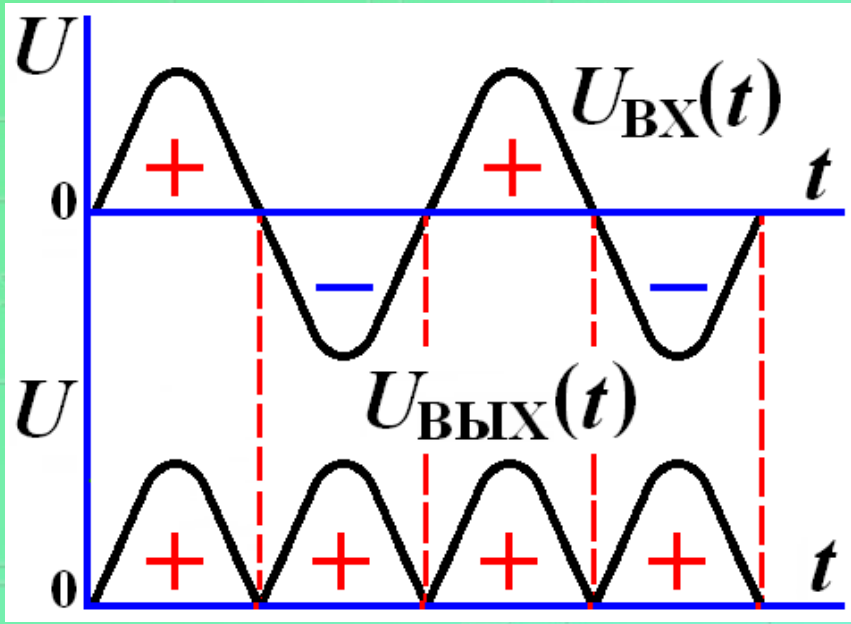
значение K_U велико и незначительная разница значений $U_{ВХ1}$ и $U_{ВХ2}$ ведет к переключению компаратора, $U_{ВЫХ} \approx U_П$

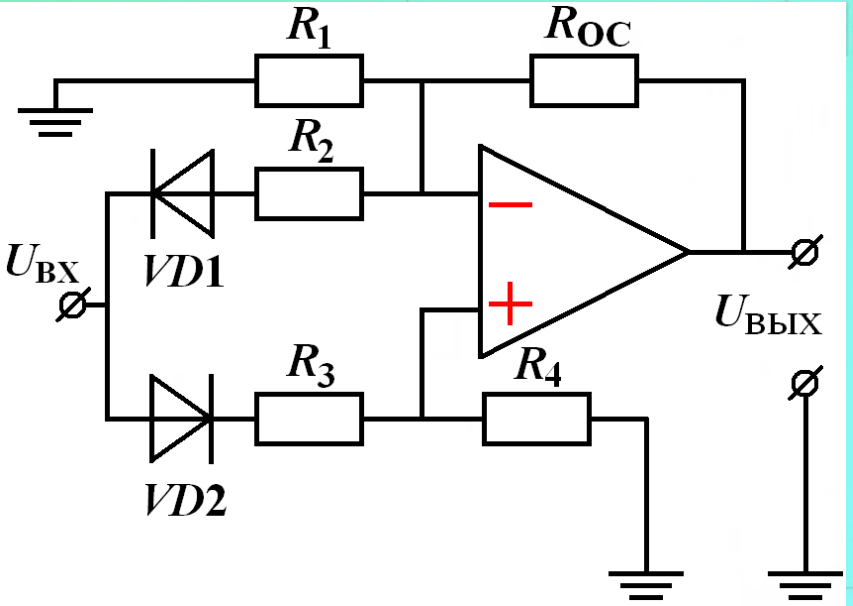
$U_{ВХ2}$ задает уровень переключения

Выпрямитель



Выпрямитель





Когда диод VD_1 закрыт, отрицательную обратную связь обеспечивает верхний резистор R_1. В этом случае входное напряжение делится на резисторах R_3, R_4 и усиливается $K=1+(R_{ОС}/R_1)$. Когда закрыт диод VD_2, коэффициент усиления $K=R_{ОС}/R_2$. Следовательно, работа выпрямителя аналогична схеме вычитания.

ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Oleg Stukach
National Research Tomsk Polytechnic University
30 Lenin Avenue, Tomsk, 634050, Russia
E-mail: tomsk@ieee.org
http://ieee.tpu.ru or http://chapters.comsoc.org/tomsk/

Более 1/3 всей вырабатываемой электроэнергии используется потребителями постоянного тока

Например, многие энергоемкие производства по технологическим нормам требуют использования постоянного тока

В тяговом и промышленном электроприводе использование постоянного тока предпочтительно и т.д.

ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Вторичными называются источники, полученные путем преобразования электрической энергии некоторого первичного источника (напряжения промышленной сети, аккумулятора, фотобатарей и т.п.).

Состав выпрямителя:

1. Трансформатор:
- понижение ~U, электрическая развязка источника и нагрузки.

2. Выпрямитель – преобразование ~U в пульсирующее напряжение $U_П$.

3. Фильтр – снижение переменной составляющей в пульсирующем $U_П$.

4. Стабилизатор - поддерживает неизменным выпрямленное напряжение.

Основные параметры выпрямителей

- средние значения выпрямленных тока и напряжения: I_D, U_D

- мощность нагрузочного устройства:

$$P_D = U_D \cdot I_D$$

- амплитуды основной гармоники выпрямленного напряжения и тока:

$$U_{OCH.M}, I_{OCH.M}$$

- коэффициент пульсации выпрямленного напряжения: $p = U_{OCH.M} / U_D;$

Основные параметры выпрямителей

- действующие значения тока и напряжения первичной и вторичной обмоток трансформатора:

$$I_1, \qquad U_1, \qquad I_2, \qquad U_2.$$

- мощность трансформатора:

$$S_{TP} = 0{,}5 \cdot (S_1 + S_2);$$

$$S_1 = U_1 I_1; \qquad S_2 = U_2 I_2.$$

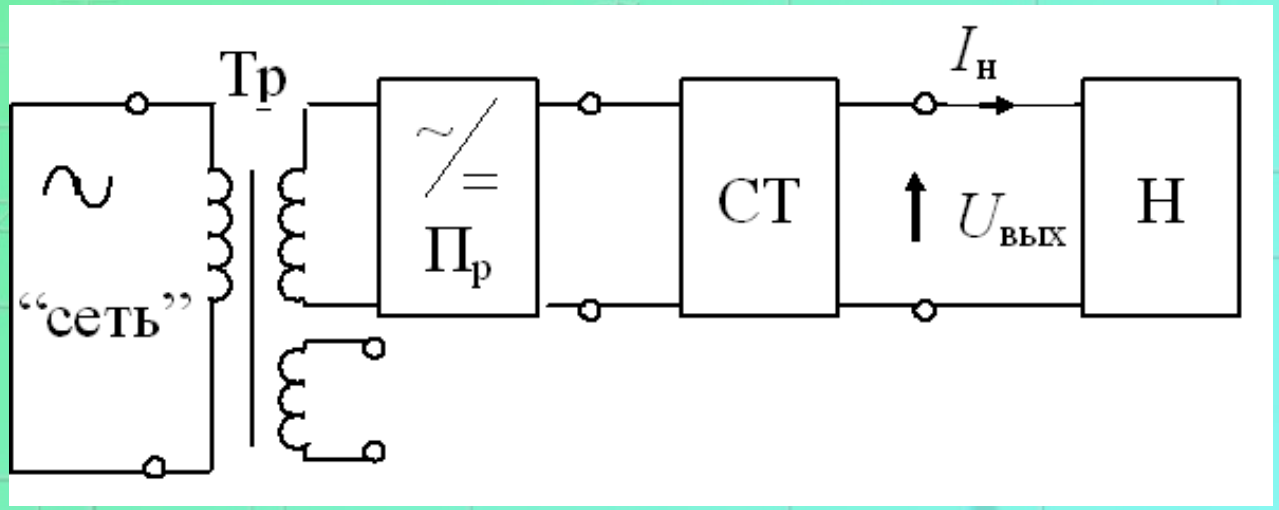
- коэффициент полезного действия:

$$\eta = P_D / (P_D + P_{TP} + P_Д),$$

потери в трансформаторе: P_{TP}

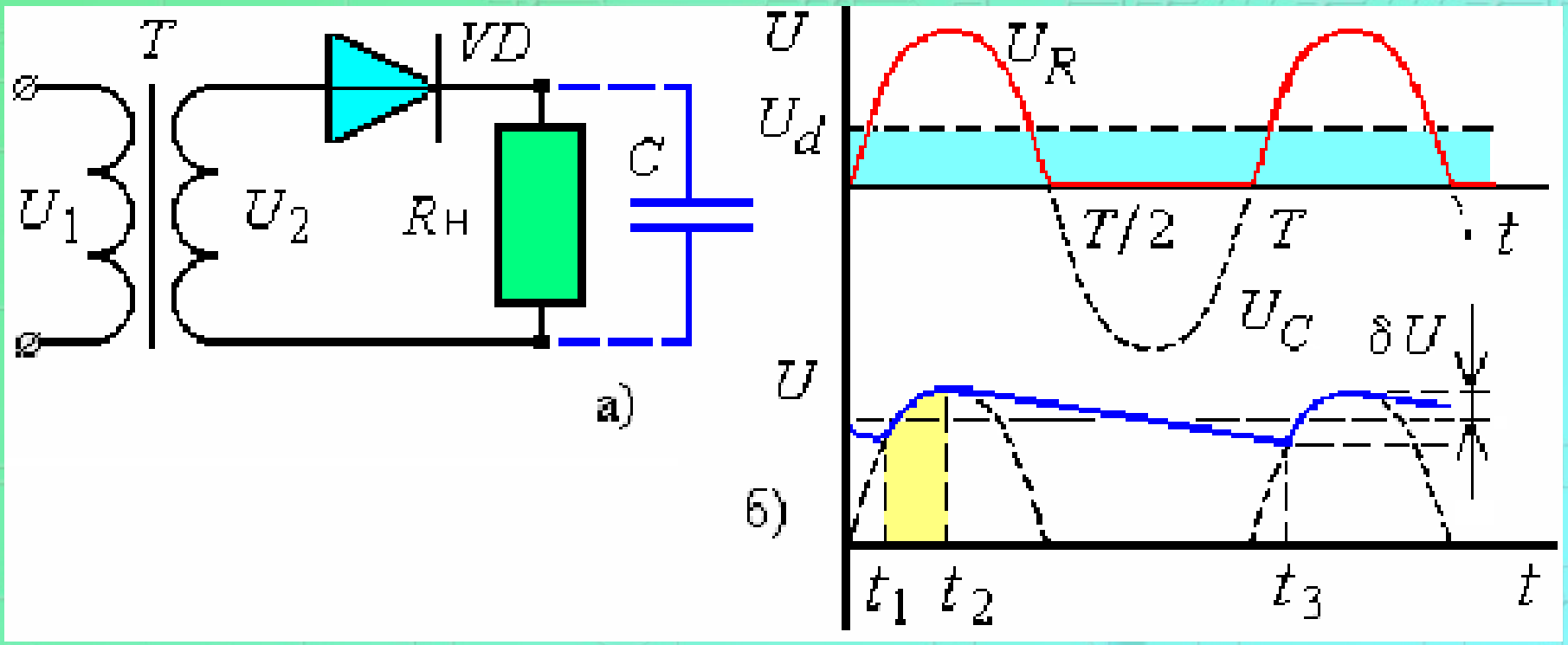
потери в диодах: $P_Д$

Классическая схема вторичного источника



- Из теории электромагнитных устройств известно, что число витков первичной обмотки прямо пропорционально напряжению и обратно пропорционально частоте. Высокий уровень первичного напряжения (220В, 110В) и низкая частота приводят к необходимости применения (при имеющихся ферромагнитных сердечниках) большого числа витков (более тысячи).
- Во многих случаях масса и габариты такого трансформатора могут составлять более 90% от всего электронного устройства.

Однополупериодный выпрямитель



$t_1 – t_2$: заряд конденсатора через диод;
$t_2 – t_3$: разряд конденсатора в нагрузку.

Однополупериодный выпрямитель

$$U_D = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} U_{2M}\sin\omega t d\omega t =$$

$$-\frac{U_{2M}}{2\pi}(\cos\pi - \cos 0) =$$

$$-\frac{U_{2M}}{2\pi}(-1-1) = \frac{\sqrt{2}\cdot U_2}{\pi} \approx 0{,}45\cdot U_2$$

- среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_2 = \frac{\pi\cdot U_D}{\sqrt{2}} \approx 2{,}22\cdot U_D;$$

средний прямой ток диода

$$I_{ПР.СР} = I_D = \frac{U_D}{R_H} \approx \frac{0{,}45\cdot U_2}{R_H}$$

$$I_2 = \frac{U_2}{R_H}; \qquad I_D = \frac{U_D}{R_H}.$$

- среднее значение выпрямленного тока

Однополупериодный выпрямитель

Действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} i_2^2 d\omega t} = \frac{\pi}{2} I_D \approx 1{,}57 \cdot I_D;$$

$$i^2 = I_{2M}^2 \sin^2 \omega \cdot t; \qquad \sin^2 \omega \cdot t = \frac{1-\cos 2\omega t}{2};$$

$$i^2{}_2 = \frac{I_{2M}^2 (1-\cos 2\omega t)}{2};$$

т.к.: $I_D = \frac{U_D}{R_н} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_2}{R_н \cdot \pi} = \frac{U_{2M}}{R_н \cdot \pi} = \frac{I_{2M}}{\pi};$

и: $I_D = \frac{U_D}{R_н};$ **то:** $I_{2M} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_2}{R_н} = \frac{\pi \cdot U_D}{R_н} = \pi \cdot I_D.$

Однополупериодный выпрямитель

мощность трансформатора:

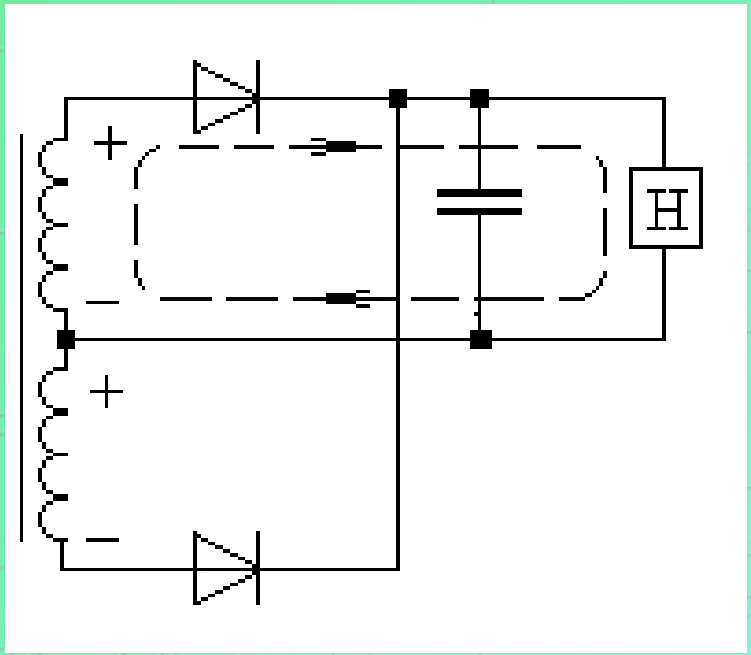
$$S_{TP} \approx S_2 = U_2 \cdot I_2 = 2{,}22 \cdot U_D \cdot 1{,}57 \cdot I_D \approx 3{,}5 \cdot P_D$$

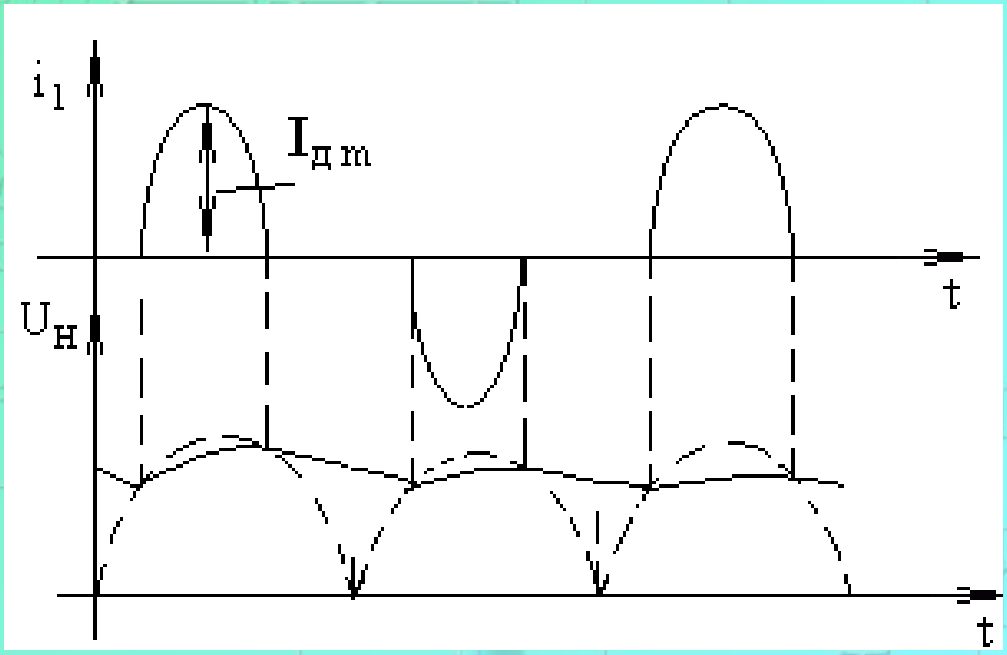
$$U_{ОБР.MAX} = U_{2M} = \sqrt{2} U_2 = \frac{\pi}{2} U_D \approx 1{,}57 \cdot U_D,$$

т. к.: $U_H = U_D \cdot \left(1 + \frac{\pi}{2} \cos \omega t + \frac{2}{3} \cos 2\omega t - \ldots\right)$

Коэффициент пульсаций: $p = \frac{U_D \, \pi/2}{U_D} = \frac{\pi}{2} \approx 1{,}57$

Двухполупериодная схема на основе трансформатора со средней точкой





Двухполупериодная схема на основе трансформатора со средней точкой

$$U_D = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} U_{2M}\sin\omega t d\omega t = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}U_2 \approx 0{,}9U_2;$$

$$I_D = U_D / R_н = 2I_{2M}/\pi; \qquad U_2 = \frac{\pi \cdot U_D}{2\sqrt{2}} \approx 1{,}11 \cdot U_D$$

Так как: $u_H = U_D\left(1 + \frac{2}{3}\cos 2\omega t - \frac{2}{15}\cos 4\omega t + \ldots\right)$

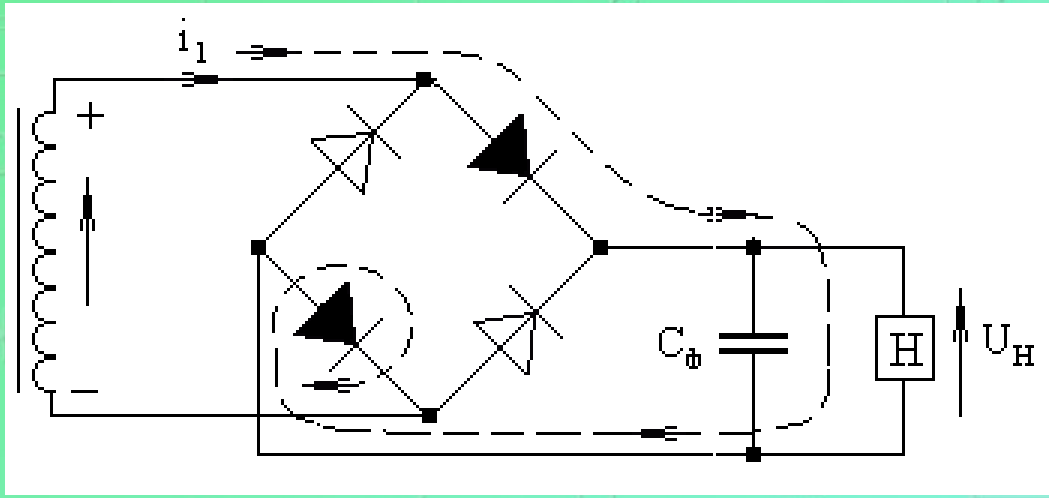
коэффициент пульсаций: $\rho = \frac{2}{3} \approx 0{,}67;$

$$U_{ОБР.MAX} = 2 \cdot U_{2M} = 2 \cdot \sqrt{2}U_2 =$$

$$2\sqrt{2}\frac{\pi \cdot U_D}{2\sqrt{2}} = \pi U_D \approx 3{,}14 \cdot U_D$$

U_{2M} – напряжение на половине вторичной обмотки

Двухполупериодные выпрямители



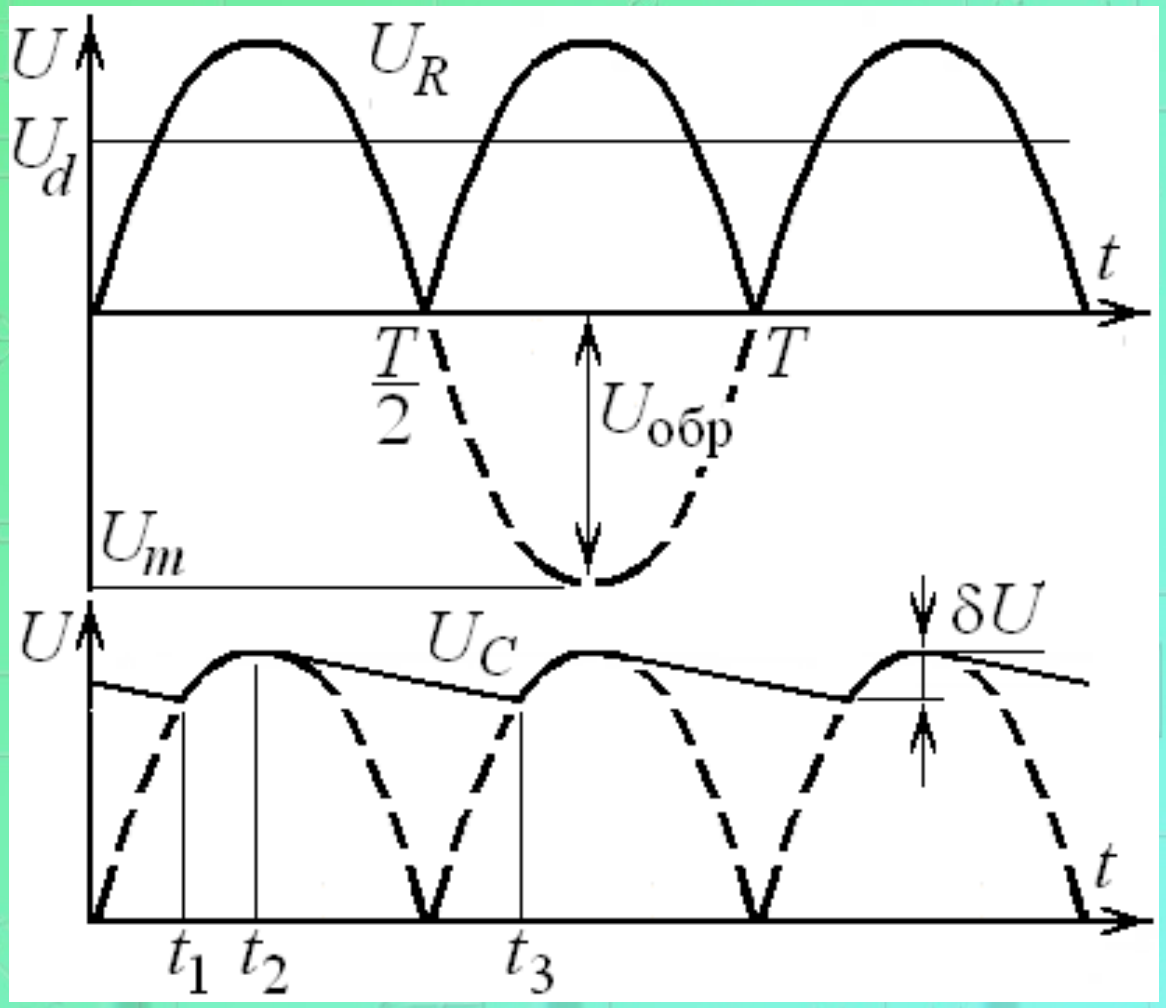
$$\Delta U_1 = \frac{I_H}{2Cf_C}\left(1 - \frac{R_i}{2R_H}\right)$$

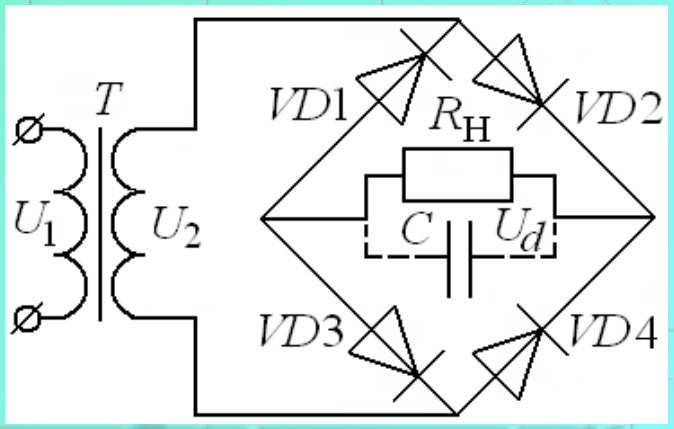
$I_{д\ ср.} = 0{,}5 I_H \sqrt{2R_1R_H}$

$$I_{д\ m} \approx (U_{1\ m} - 2U_{д\ пр}) / \sqrt{2R_1R_H}$$

При этом ток *i1* меняет направление на противоположное, а через нагрузку ток направления не меняет

Временная диаграмма мостового выпрямителя





$$\delta U = \frac{U_d}{2\pi \cdot R_н C \cdot f}$$

Мостовой выпрямитель

$$U_D = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} U_{2M}\sin\omega t d\omega t = \frac{2U_{2M}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} \approx 0{,}9U_2;$$

$$I_D = U_D / R_H \approx 0{,}9 \cdot U_2 / R_H; \quad U_2 = \frac{\pi \cdot U_D}{2\sqrt{2}} \approx 1{,}11 \cdot U_D$$

Средний ток каждого диода (I_2): $I_{ПР.СР} = I_{2СР} = 0{,}5 \cdot I_D$

Максимальный ток вторичной обмотки:

$$I_{2m} = U_{2m} / R_H$$

Действующее значение тока вторичной обмотки:

$$I_2 = \frac{\pi \cdot U_D}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot R_H} \approx 1{,}11 \cdot I_D$$

Мостовой выпрямитель

$$U_{ОБР.MAX} = U_{2m} = \sqrt{2} \cdot U_2 = \frac{\sqrt{2} \cdot \pi}{2} \frac{U_D}{\sqrt{2}}$$

$$= \frac{\pi}{2} \cdot U_D \approx 1{,}57 \cdot U_D.$$

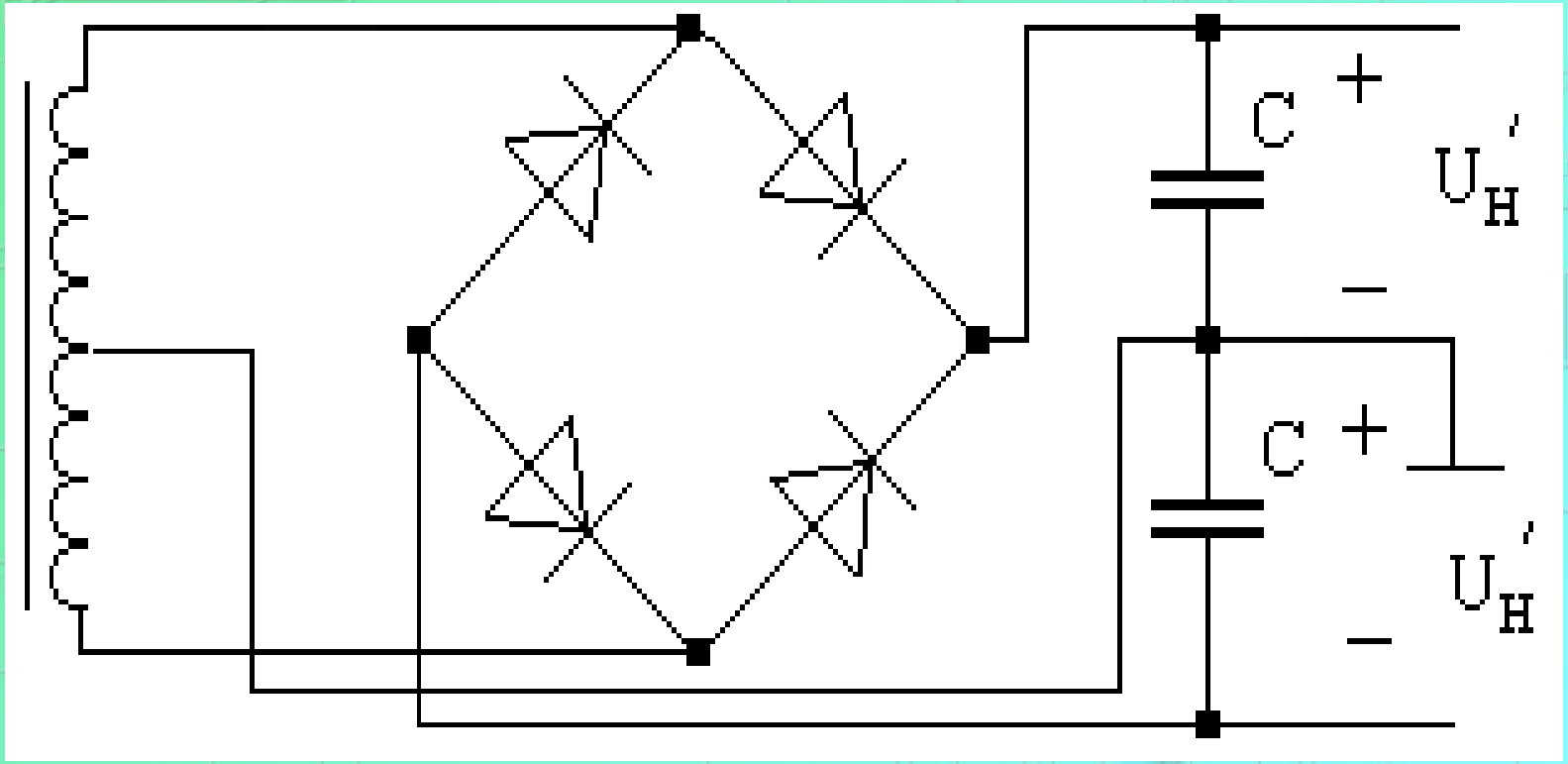
Максимальный прямой ток диода:

$$I_2 = \frac{U_{2m}}{R_H} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{U_D}{R_H} \approx 1{,}57 \cdot I_D$$

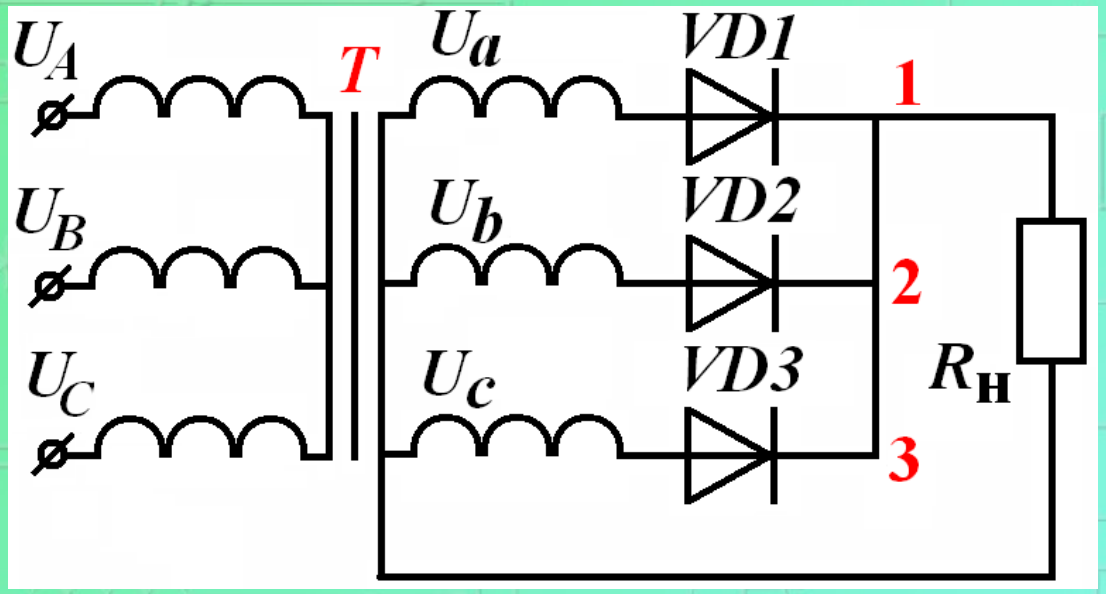
Так как: $u_H = U_D \left(1 + \frac{2}{3} \cos 2\omega t - \frac{2}{15} \cos 4\omega t + \ldots \right)$

Коэффициент пульсаций: $\rho = 0{,}67$

Разнополярные напряжения



Трехфазные выпрямители средней и большой мощности



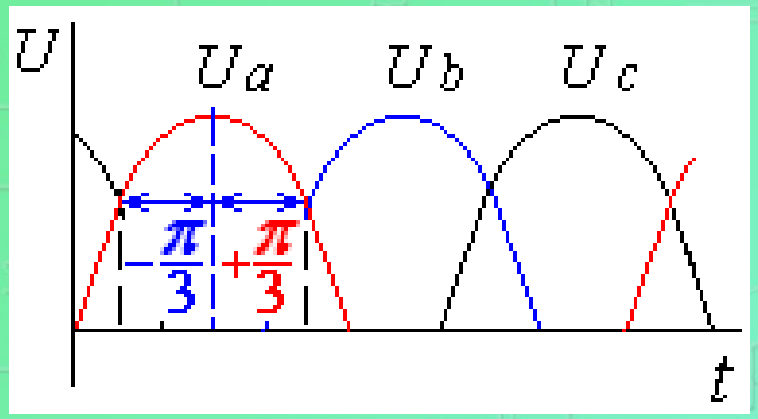
трехфазный выпрямитель с нейтральным выводом

Назначение - питание нагрузочных устройств со средним значением выпрямленного тока до сотен ампер, напряжение — до десятков киловольт.

Достоинства: о высокая надежность (минимальное количество диодов).

Недостатки: подмагничивание сердечника трансформатора постоянным током (снижение к.п.д.).

Трехфазный выпрямитель



Среднее значение выпрямленного напряжения:

$$U_D = \frac{3}{2\pi}\int_{-\pi/3}^{\pi/3} U_{2ФМ}\cos\omega t d\omega t = \frac{3}{\pi}U_{2ФМ}\sin\frac{\pi}{3} \approx 1{,}17\cdot U_{2Ф}$$

$$U_D = U_{н.ср} = \frac{m}{2\pi}\cdot\int_{\pi/2-\pi/m}^{\pi/2+\pi/m} U_{2M}\cdot\sin(\omega\cdot t)\cdot d\omega t = \frac{m}{\pi}\cdot U_{2m}\cdot\sin\frac{\pi}{m} =$$

$$= \frac{3}{\pi}\cdot U_{2M}\cdot\sin 60^\circ = \frac{3\cdot\sqrt{2}}{\pi}\cdot U_2\cdot\sin 60^\circ = \frac{3\cdot\sqrt{2}}{\pi}\cdot U_2\cdot\frac{\sqrt{3}}{2} \approx$$

$$1{,}17\cdot U_2$$

m - коэффициент фазности

Трехфазный выпрямитель

Средний и максимальный прямой ток диодов:

$$I_{ПР.СР} = \frac{I_D}{3};$$

$$I_{ПР.\max} = \frac{U_{ФМ}}{R_H} = \frac{U_D}{\frac{3\cdot\sqrt{3}}{2\pi}R_H} = \frac{U_D}{0{,}827\cdot R_H} \approx 1{,}21\cdot I_D.$$

где: $U_{ФМ} = \frac{U_D\cdot 2\pi}{3\cdot\sqrt{3}}.$

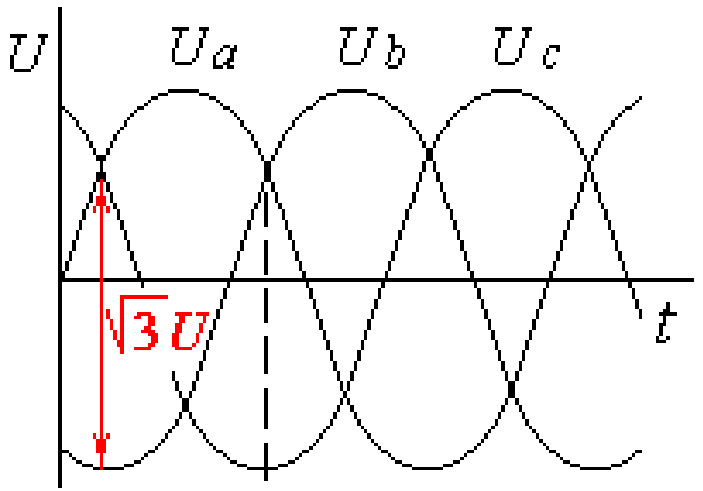
Разложим напряжение $U_Н$ в ряд Фурье:

$$U_H = U_D\left(1 + \frac{1}{4}\cos 3\omega t - \frac{2}{35}\cos 6\omega t + \frac{1}{40}\cos 9\omega t - \ldots\right)$$

Трехфазный выпрямитель

Первая гармоника: $\delta U = U_{\Gamma} = U_d \cdot \frac{1}{4} \cos 3\omega t = 0{,}25 \cdot U_d.$

Или: $q_1 = {}^{2}\!/_{m^2-1} = {}^{2}\!/_{3^2-1} = 0{,}25$

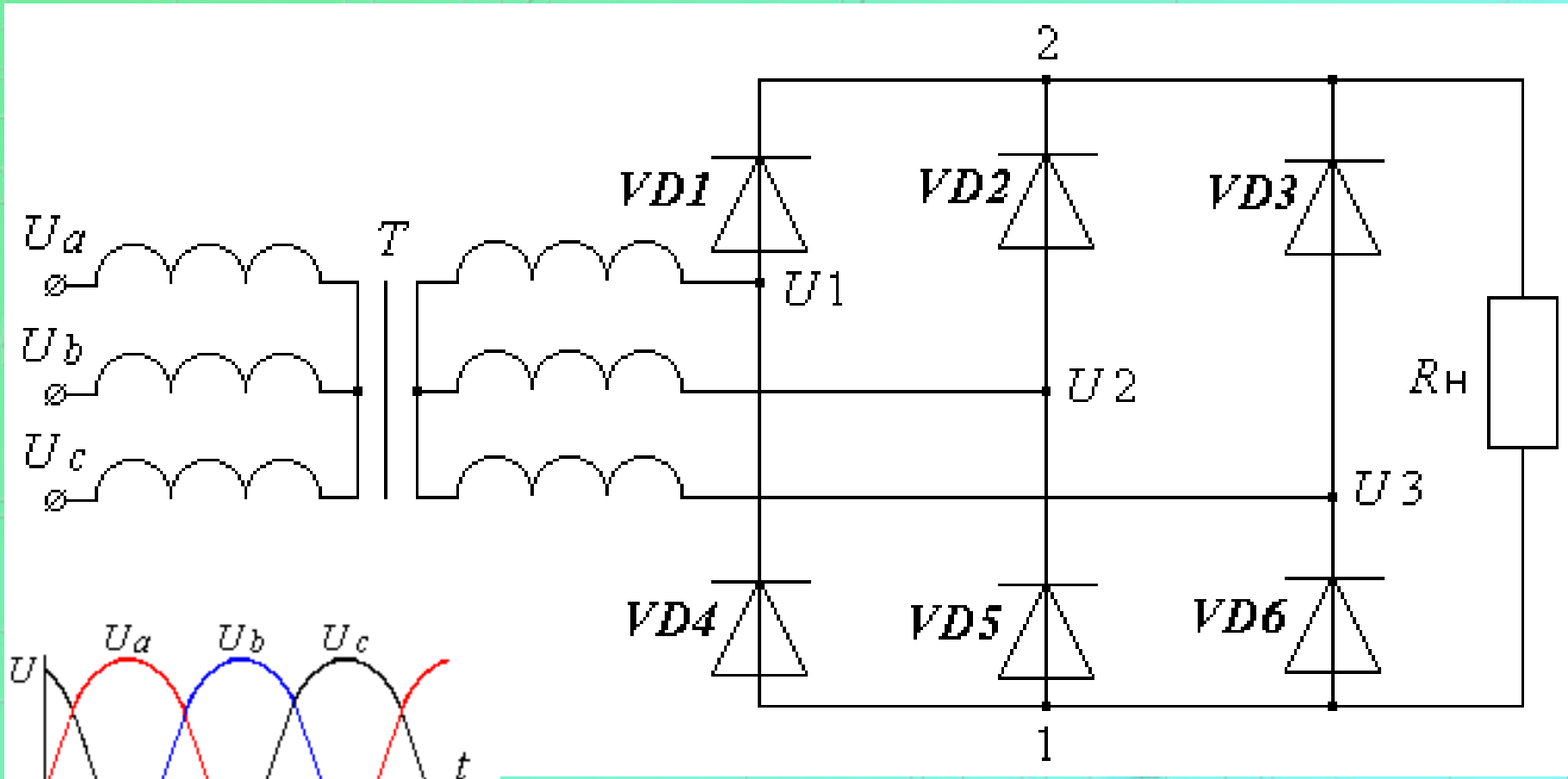


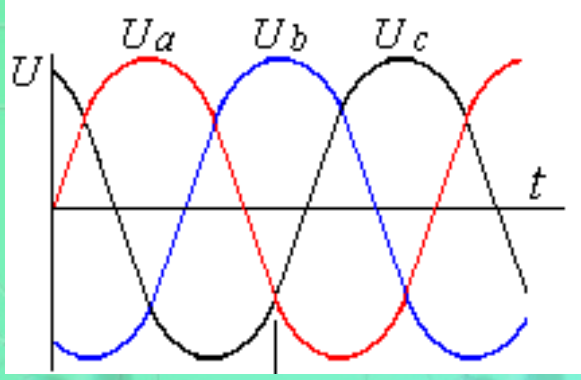
Коэффициент пульсаций: 0,25.

Частота пульсаций $f_п = mf = 3f$

$$U_{ОБР.\max} = \sqrt{2}\sqrt{3}U_{2Ф} = \sqrt{6}U_{2Ф} = \frac{2\pi}{3} \cdot U_D \approx 2{,}09 \cdot U_D$$

Трехфазный мостовой выпрямитель





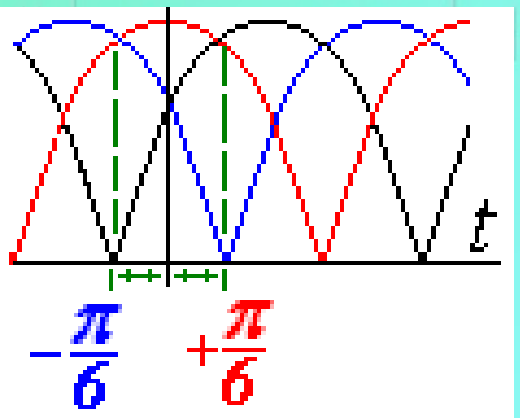
(схема Ларионова)

Трехфазный мостовой выпрямитель

$$U_D = U_{H.CP} =$$

$$\frac{3}{\pi}\int_{-\pi/6}^{\pi/6}\sqrt{2}U_{2Л}\cos\omega t d\omega t =$$

$$\frac{3\sqrt{2}}{\pi}\cdot U_{2Л} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi}U_2 \approx 2{,}34\cdot U_2$$



Где $U_{2Л}$ –действующее значение линейного напряжения

Трехфазный мостовой выпрямитель

$$U_D = U_{H.CP}\left(1 + \frac{2}{35}\cos 6\omega t - \frac{2}{143}\cos 12\omega t + \frac{2}{323}\cos 18\omega t + \ldots\right)$$

Первая гармоника: $\delta U = U_{\Gamma} = U_d \cdot \frac{2}{35}\cos 6\omega t = 0{,}057 \cdot U_d.$

Коэффициент пульсаций: 0,057.

Частота пульсаций: *f*п = *mf* = 6*f*

$$U_{ОБР.\max} = \sqrt{3}\sqrt{2}U_{2Ф} \approx 2{,}45 \cdot U_{2Ф}$$

$$\approx 2{,}09U_d$$

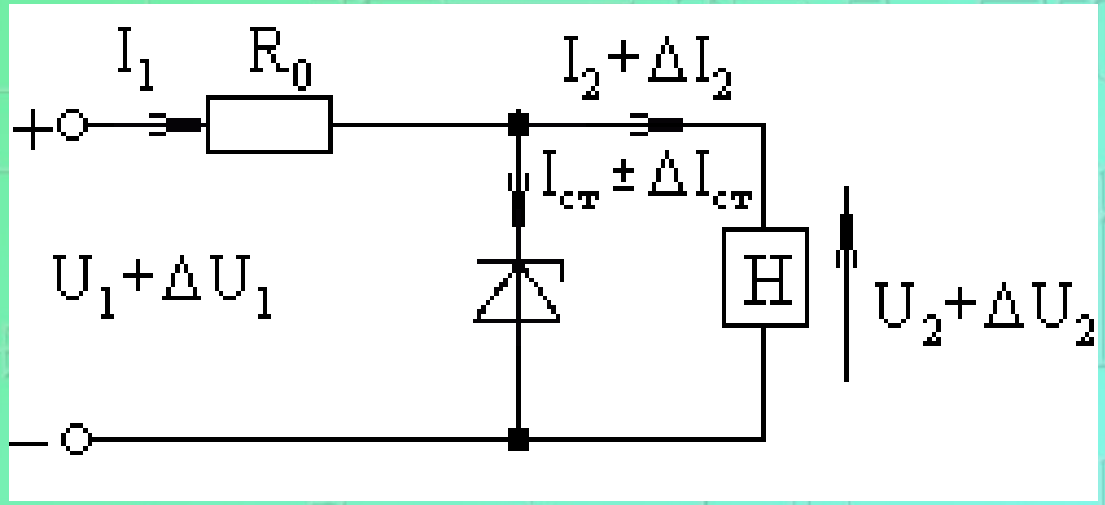
КПД выпрямителя Ларионова больше КПД выпрямителя с нейтральным выводом, так как нет подмагничивания сердечника трансформатора постоянным током.

Стабилизаторы постоянного напряжения (СПН)

СПН обеспечивают стабильный уровень выходного напряжения источника питания при действии двух дестабилизирующих факторов - нестабильности входного напряжения и изменениях выходного (нагрузочного) тока *U*2=*F*(*U1, I*2)

$$\Delta U_2 = \frac{1}{k}\Delta U_1 + r_{22}\Delta I_2 \qquad k = \left.\frac{\Delta U_1}{\Delta U_2}\right|_{\substack{\Delta I_2 = 0 \\ I_2 = I_2^0}} \qquad r_{22} = \left.\frac{\Delta U_2}{\Delta I_2}\right|_{\substack{\Delta U_1 = 0 \\ U_1 = U_1^0}}$$

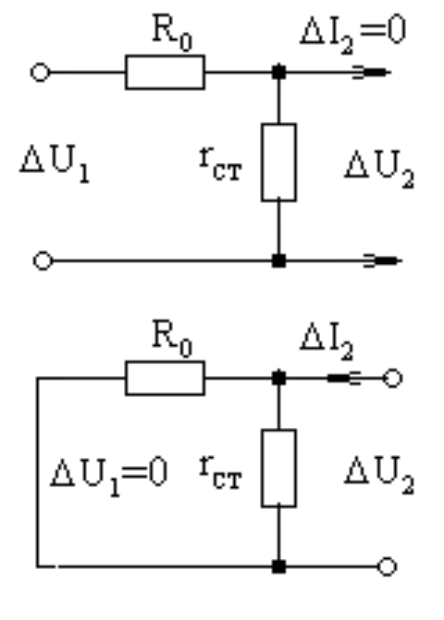
Параметрический (пассивный) СПН



Изменение входного напряжения (ΔU1) или тока нагрузки (ΔI2) в этой схеме приводит лишь к изменению тока через стабилитрон (ΔIст), а напряжение на нем, которое и равняется выходному напряжению, меняется незначительно

Расчётная схема для определения параметров параметрического стабилизатора

Требуемый коэффициент стабилизации согласно можно обеспечивать за счет увеличения балластного резистора *R*0, хотя это приведет к снижению КПД стабилизатора



[redacted]

Стабилитроны

Рабочий участок $U_{СТ}$ лежит в области лавинного пробоя диода и характеризуется малым изменением напряжения $\Delta U_{СТ}$ при больших изменениях тока $\Delta I_{СТ}$.

Основные параметры стабилитронов:

– номинальное напряжение стабилизации $U_{СТ.НОМ}$ (оптимальное для использования) при $I_{СТ.НОМ}$;

– номинальный ток стабилизации $I_{СТ.НОМ}$;

– минимальный ток стабилизации $I_{СТ.MIN}$ (при котором начинается стабилизация);

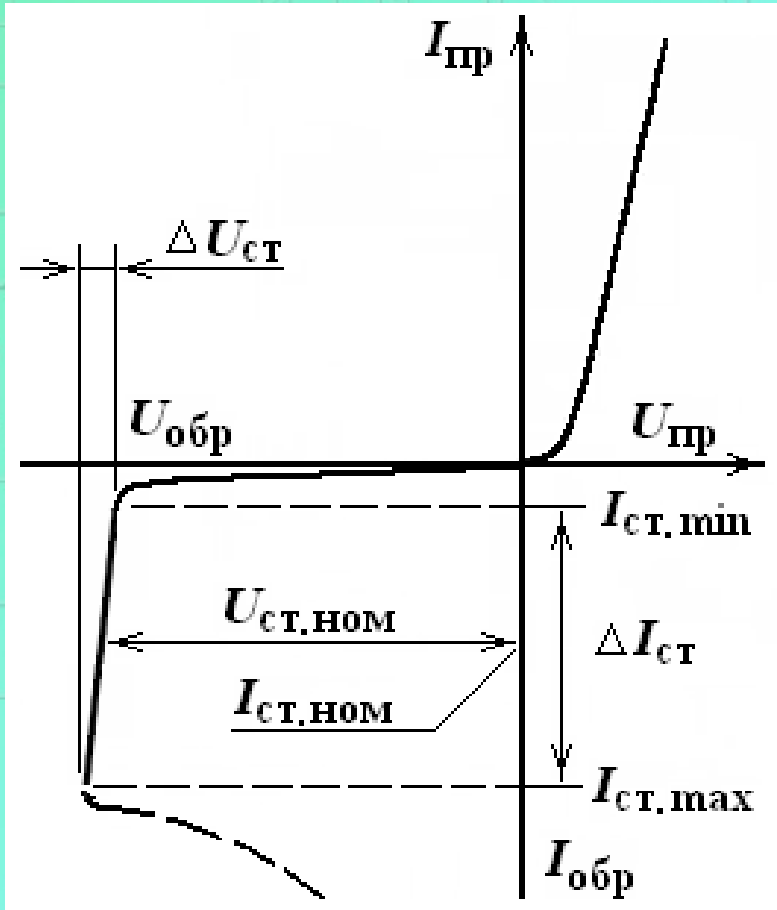
– максимальный ток стабилизации $I_{СТ.MAX}$ (его превышение ведет к тепловому пробою);

– дифференциальное сопротивление $r_{ДИФ}$ (или стабилитрона $r_{СТ}$; $r_{ДИФ} = \Delta U_{СТ} / \Delta I_{СТ}$);

– допустимая мощность рассеивания P_{MAX} (для расчета радиаторов отвода тепла);

– температурный коэффициент напряжения стабилизации $a_{СТ}$, (%/˚С).

– максимально допустимая температура $T_{К\,MAX}$, ° С.



Вольтамперная характеристика стабилитрона

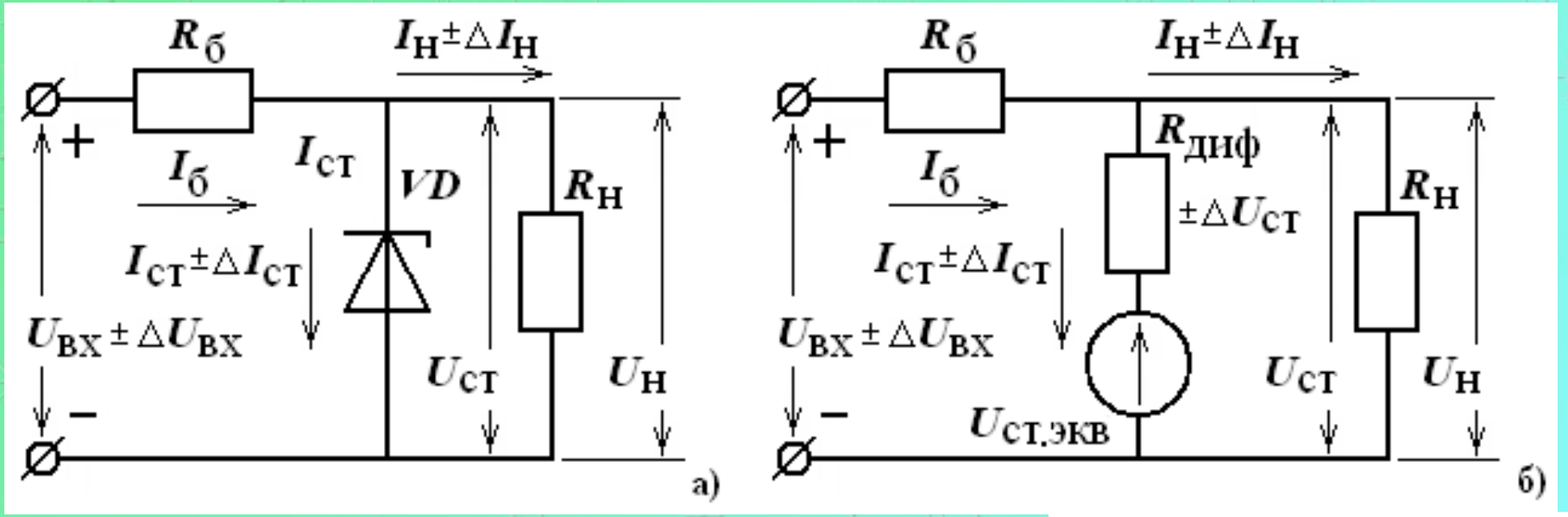
Тип прибора	$U_{СТ.НОМ}$, В при ($I_{СТ.НОМ}$, мА)	P_{MAX}, мВт	Значения параметров при T = 25° С					Предельные значения параметров при T = 25° С		$T_{К\ MAX}$, ° С.
			$U_{СТ.MIN}$, В	$U_{СТ.MAX}$, В	$r_{СТ}$, Ом	$r_{СТ}$, Ом ($I_{СТ.MIN}$)	$a_{СТ}$, %/°С	$I_{СТ.MIN}$, мА	$I_{СТ.MAX}$, мА	
2С107А	0,7 (10)	125	0,63	0,77	7	50	-34	1	100	125
2С133Б	3,3 (10)	100	3,0	3,7	65	180	-10	3	30	125
КС156А	5,6 (10)	300	5,04	6,16	46	160	-5...+5	3	55	125
2С182Ж	8,2 (4)	150	7,8	8,7	40	2000	8	0,5	18	125
КС182Ж	8,2 (4)	125	7,4	9,0	40	2000	8	0,5	15	125
Д810	10,0 (5,0)	280	9,0	10,5	12		9,0	3,0	26	125
КС533А	33,0 (10)	640	30,0	36,0	40	100	10	3	17	125
КС591А	91,0 (1,5)	1000	86,0	96,0	400		12	1	8,8	125
2С980А	180,0 (25)	5000	162,0	198,0	220	1500	16	2,5	28	125

Температурный коэффициент напряжения стабилизации (ТКН):

$$a_{CT} = \frac{\Delta U_{CT}}{U_{CT}\Delta T} \cdot 100\%.$$

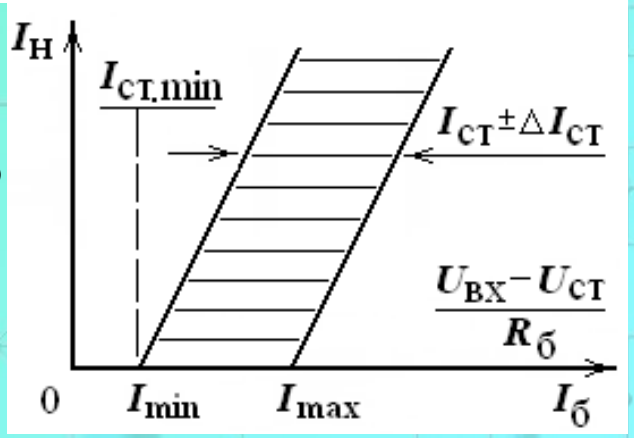
где: $U_{СТ}$ – напряжение стабилизации при номинальной температуре 25° С,
$\Delta U_{СТ}$ – алгебраическая разность между напряжениями стабилизации при заданной и номинальной температурах,
ΔT – алгебраическая разность между заданной и номинальной температурами.

Стабилизатор напряжения



При изменении $U_{ВХ} \pm \Delta U$ изменяется $I_Б$. Это не приводит к изменению $U_Н$, т. к. происходит изменение $I_{СТ}$, причем $\Delta I_{СТ} \approx \Delta I_Б$ и $I_Н$ изменяется незначительно и выходное напряжение $U_Н = I_Н R_Н$ оказывается стабилизированным.

При постоянном напряжении $U_{ВХ}$ любое изменение $I_Н \pm \Delta I$ вызывает такое же по значению, но обратное по знаку изменение $I_{СТ}$ (при условии, что $r_{диф} = 0$). Ток $I_Б$ остается неизменным и $U_Н = U_{ВХ} - I_Б R_Б$ не изменяется.



Область стабилизации

Стабилизатор напряжения

Коэффициент стабилизации напряжения $K_{СТ}$ (во сколько раз относительное изменение напряжения на выходе стабилизатора $\Delta U_Н/U_Н$ меньше относительного изменения напряжения на его входе $\Delta U_{ВХ}/U_{ВХ}$):

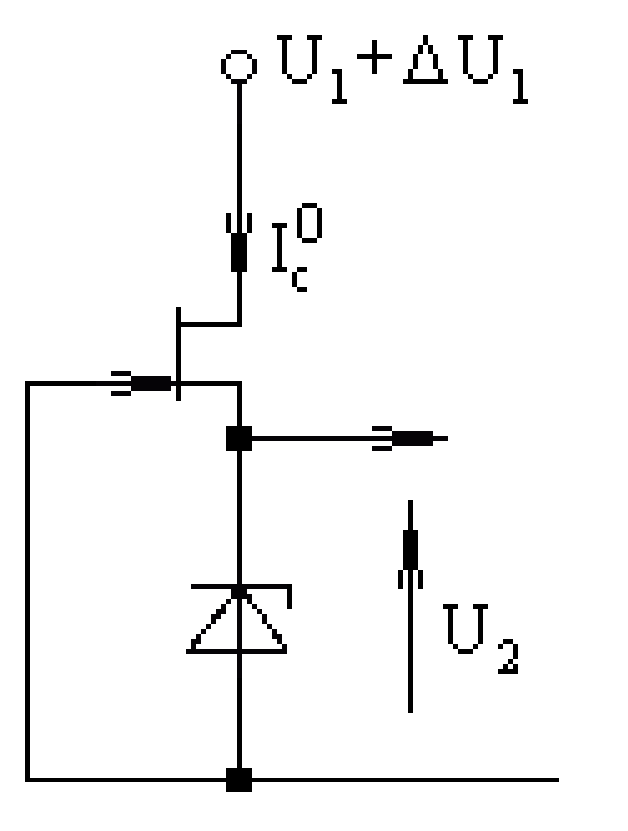
$$K_{СТ} = \frac{\Delta U_{ВХ}}{U_{ВХ}} \Big/ \frac{\Delta U_Н}{U_Н} = \frac{U_Н}{U_{ВХ}}\left(1 + \frac{R_Б}{R_Н} + \frac{R_Б}{r_{ДИФ}}\right) = \frac{U_{СТ}}{U_{ВХ}} \cdot \frac{R_Б + r_{ДИФ}}{r_{ДИФ}}.$$

Напряжение пульсации на выходе составит:

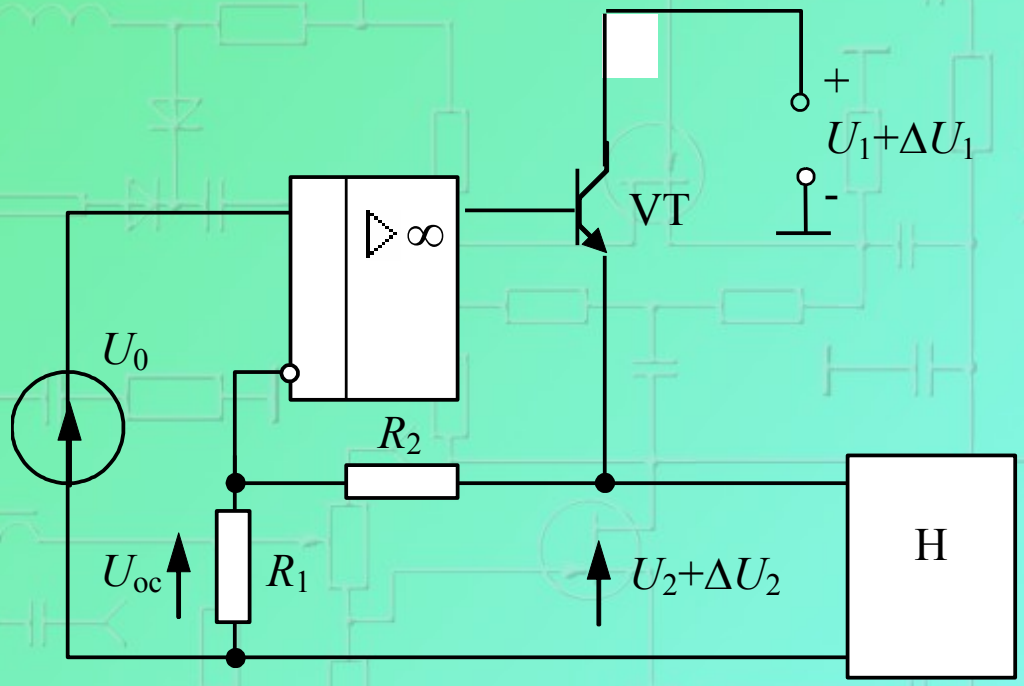
$$\Delta U_Н = \frac{\Delta U_{ВХ}}{K_{СТ}}.$$

Схема параметрического СПН с нелинейным балластным элементом

В силу особенности сквозной ВАХ полевого транзистора с управляемым p-n-переходом напряжение на стабилитроне одновременно является напряжением смещения транзистора, задающего номинальный ток через стабилитрон *I*c0



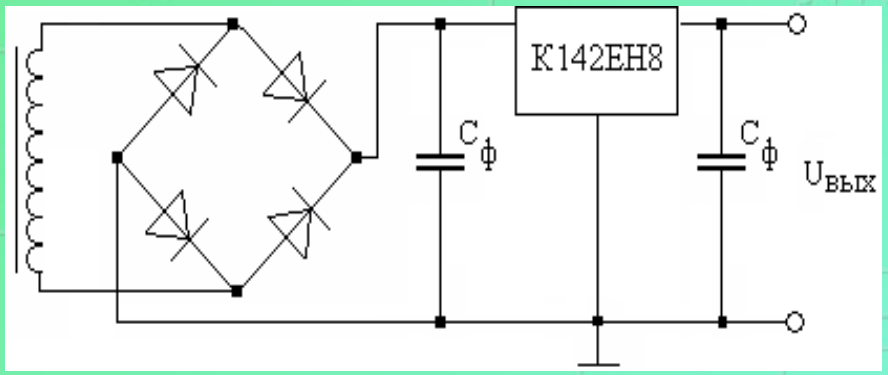
СПН компенсационного типа

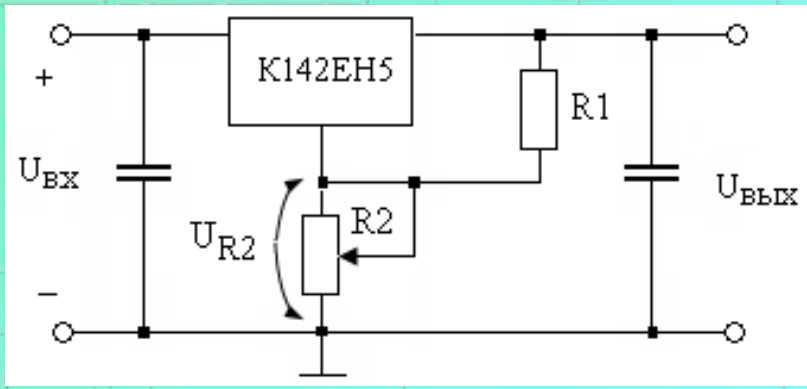


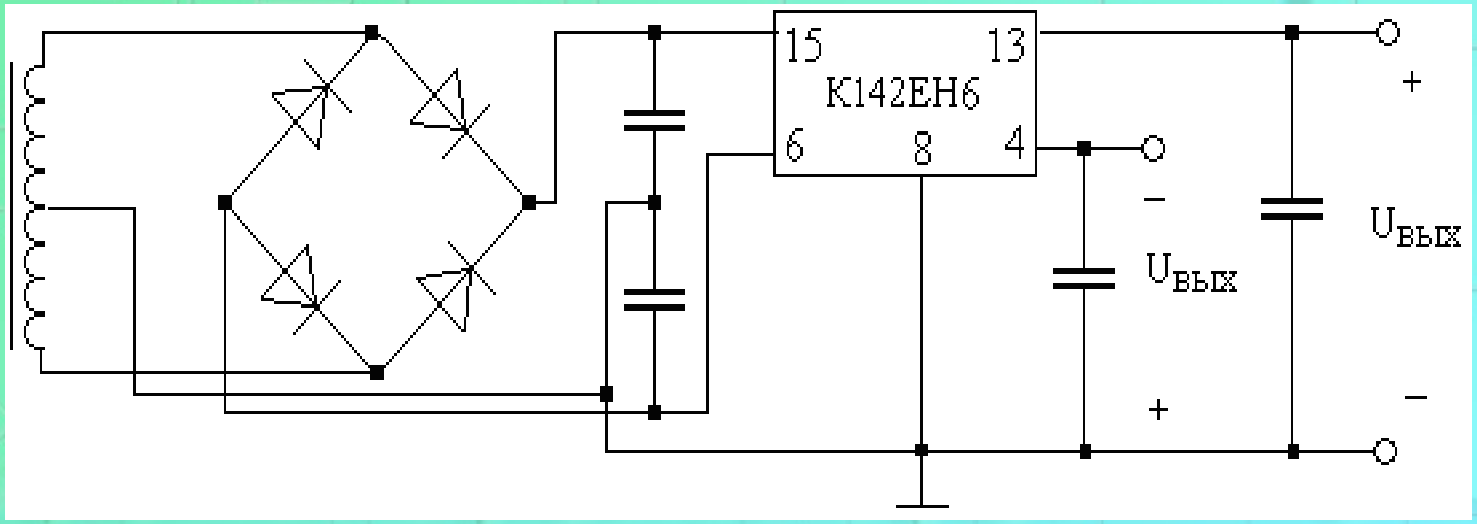
$$U_2 = U_0\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right).$$

К142ЕН1-9, КР1158

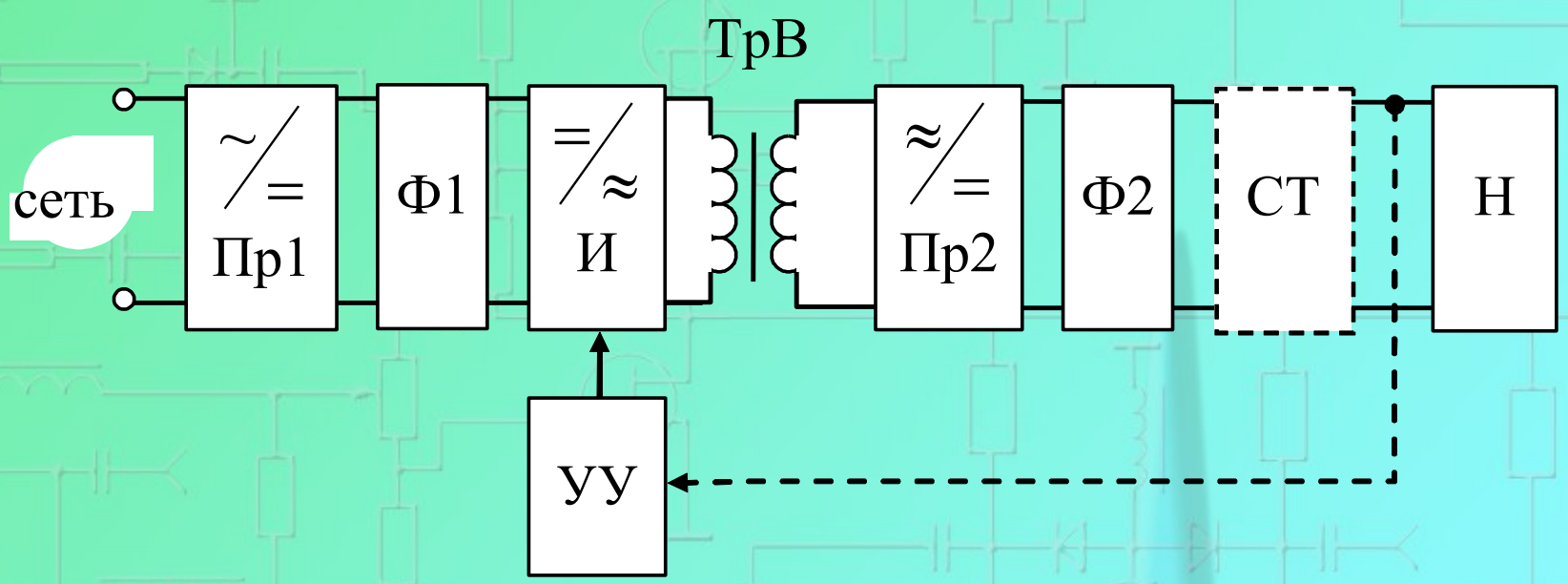
Подключение СПН для получения повышенного *U*вых



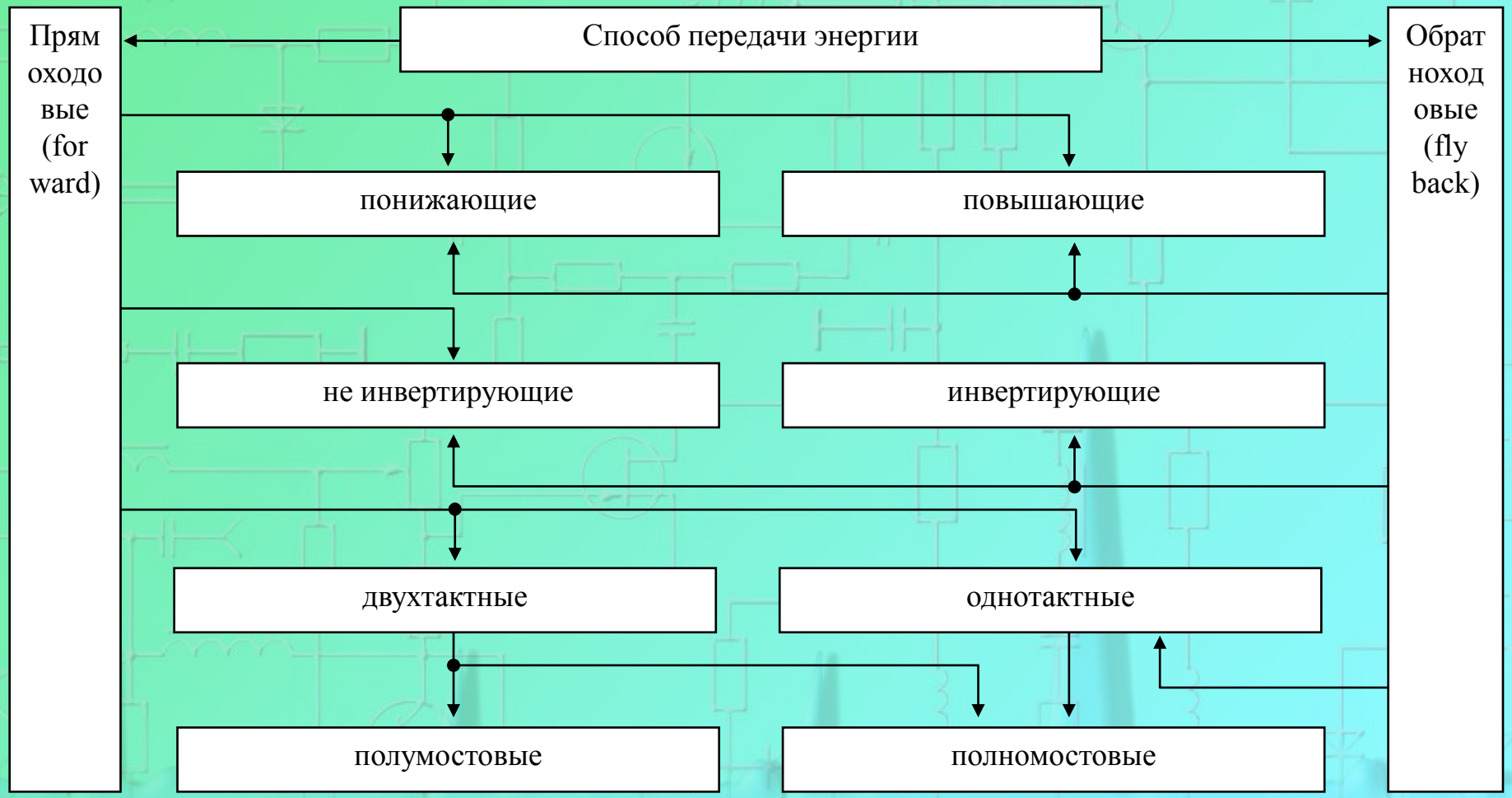




Вторичные источники с преобразованием частоты сети



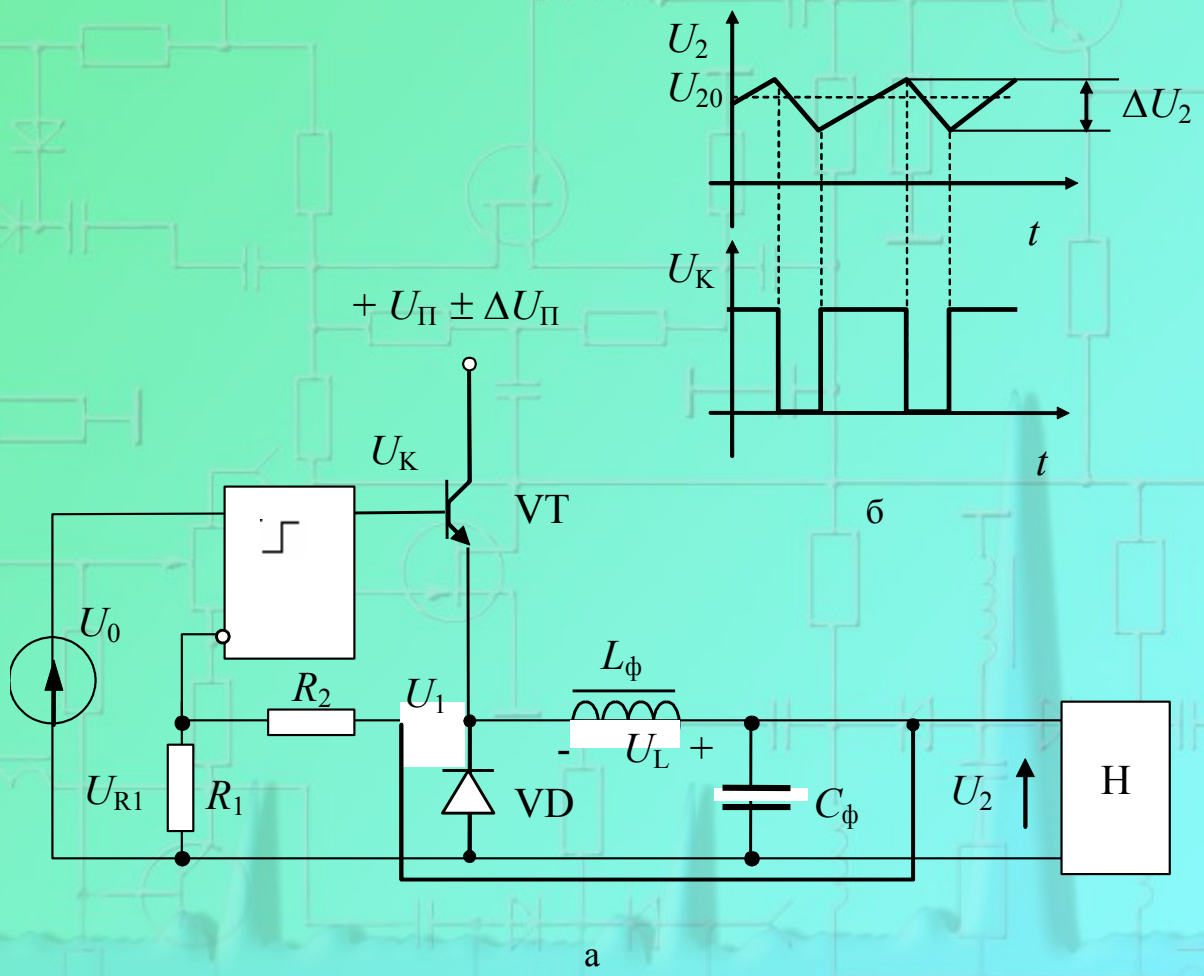
Классификация импульсных источников вторичного питания



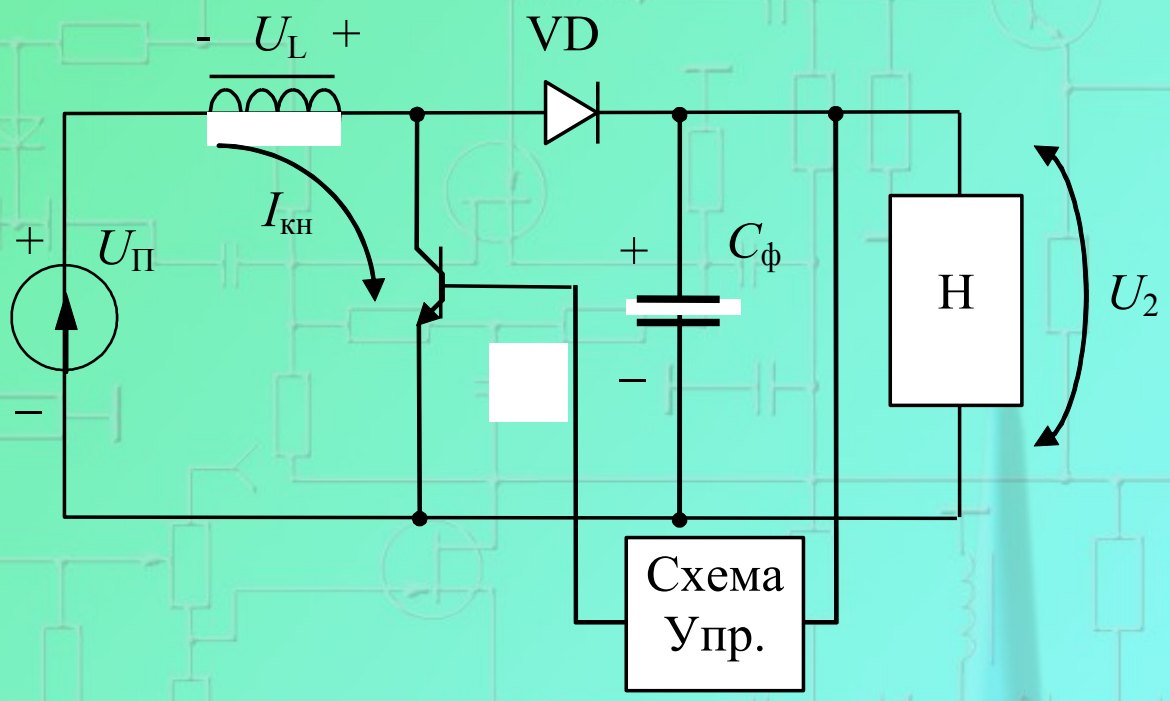
Классификация импульсных источников вторичного питания

Параметр	Источники питания	
	линейные	импульсные
Нестабильность по выходному напряжению	(0,01÷0,05)%	(0,05÷0,1)%
Нестабильность по току нагрузки	(0,01÷0,1)%	(0,1÷1)%
Выходное напряжение	(0,5÷2) мВ	(25÷100) мВ
Диапазон входных напряжений	± 10 %	± 20 %
КПД	(40÷55)%	(60÷80)%
Средняя удельная мощность	30 Вт/дм^2	> 250 Вт/дм^2
Время восстановления	50 мс	300 мс
Время удержания	2 мс	30 мс

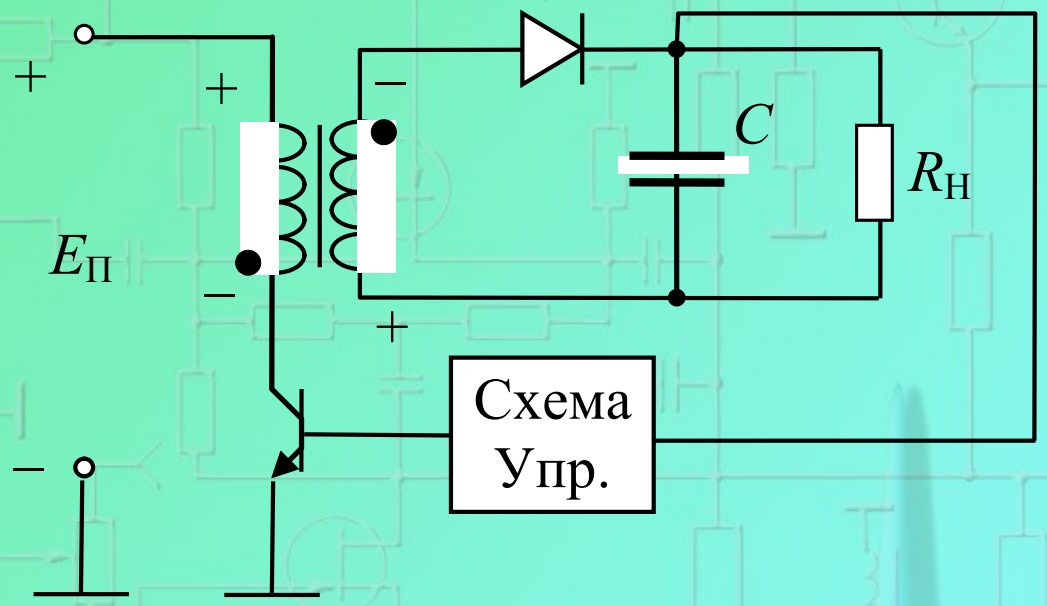
Ключевой стабилизатор постоянного напряжения



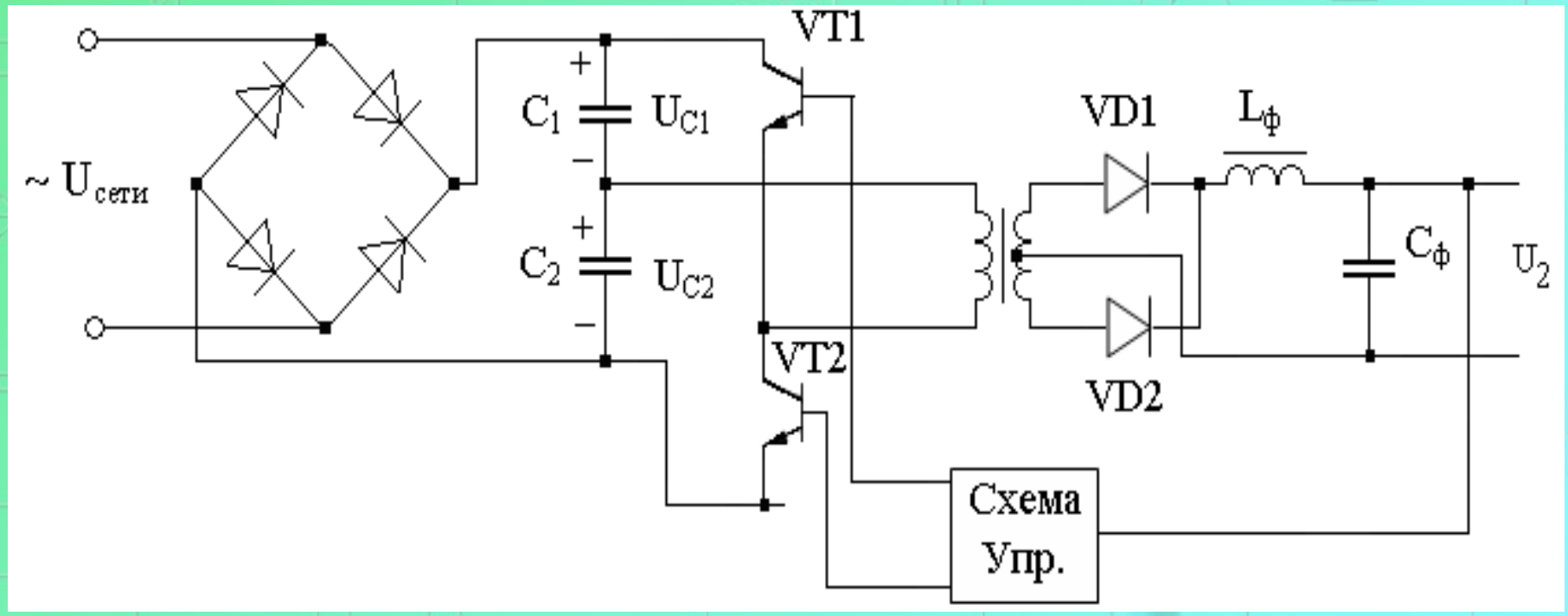
Повышающий стабилизатор



Обратноходовой преобразователь



Полумостовой преобразователь



АВТОГЕНЕРАТОРЫ

Oleg Stukach
National Research Tomsk Polytechnic University
30 Lenin Avenue, Tomsk, 634050, Russia
E-mail: tomsk@ieee.org
http://ieee.tpu.ru or http://chapters.comsoc.org/tomsk/

АВТОГЕНЕРАТОРЫ

- *Автогенераторы* - это автономные источники периодических колебаний различной формы: гармонической, прямоугольной, пилообразной и т.д.

- Автогенератор является преобразователем энергии источника питания в энергию выходного периодического сигнала

Задачи автогенераторов

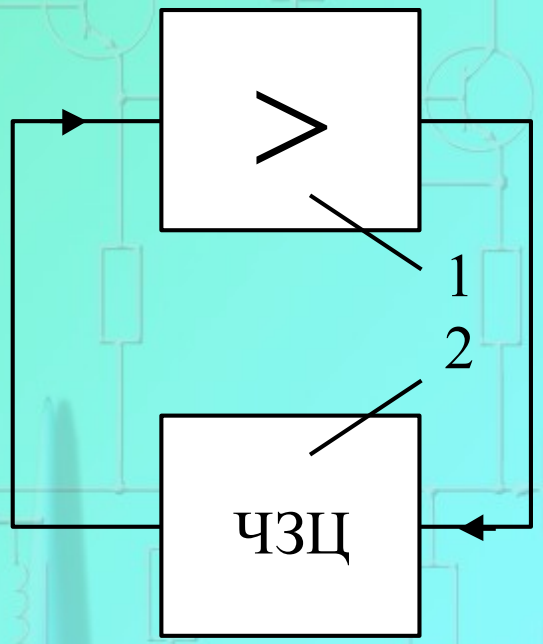
- обеспечение условия для возникновения нарастающего во времени периодического колебания;
- обеспечение стационарных (установившихся) параметров колебания - уровня и периода

Автогенераторы гармонических колебаний

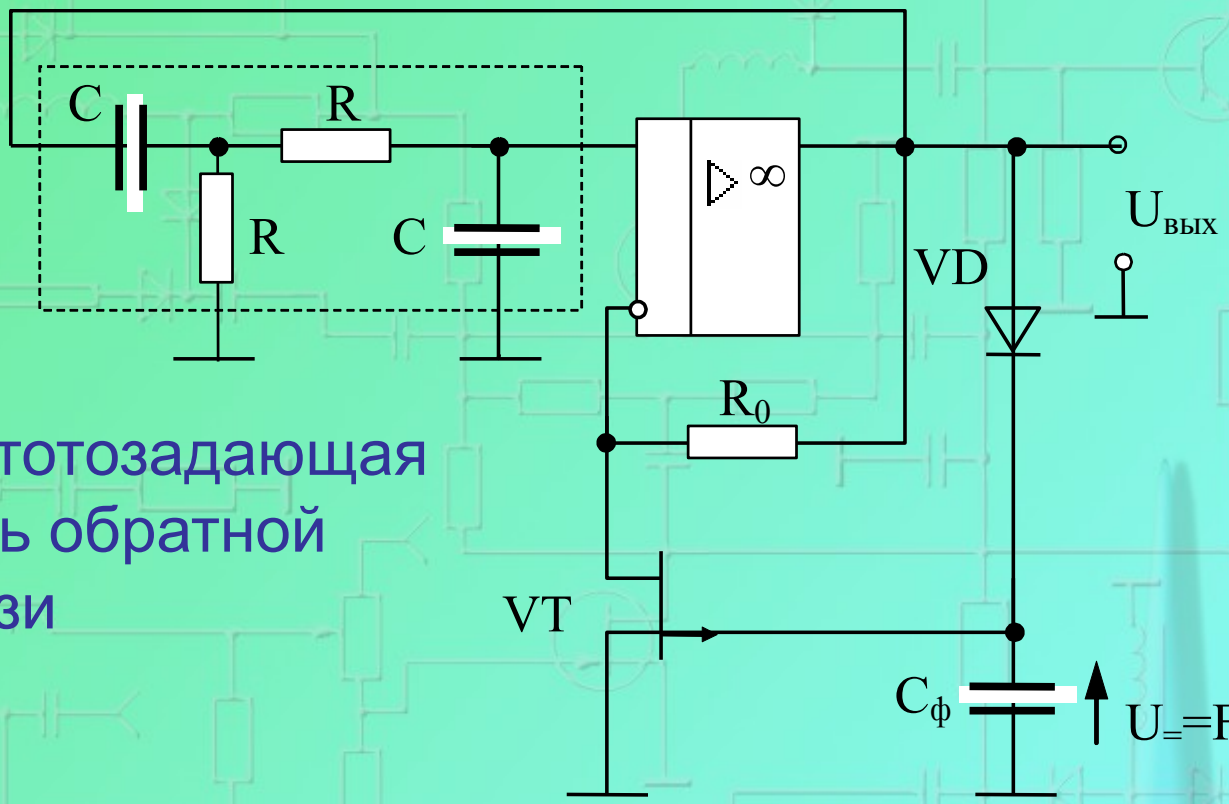
Условием возникновения колебательного нарастающего процесса является наличие в характеристическом уравнении системы пары комплексно-сопряженных корней с *положительной вещественной частью*. В системе второго порядка это возможно лишь при введении *положительной обратной связи*

Обобщенная схема автогенератора

Корни характеристического уравнения определяются только цепью обратной связи, которая называется *фазирующей* или *частотозадающей*



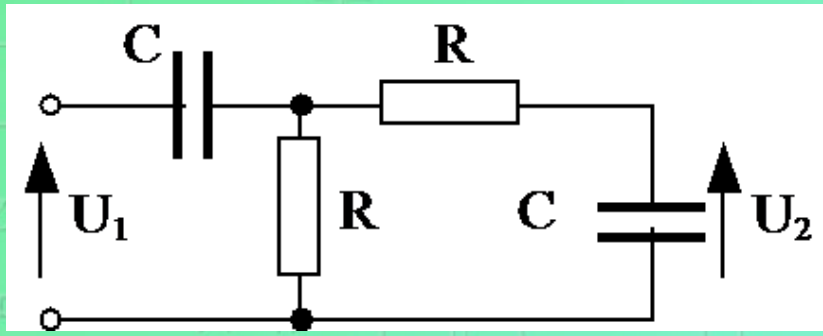
RC-генераторы



частотозадающая цепь обратной связи

АРУ

RC-генераторы



Характеристическое уравнение такой системы 1 - $K\beta$ (p)=0

[redacted]

$$\beta(j\omega) = \frac{j\omega RC}{(j\omega RC)^2 + 3j\omega RC + 1}$$

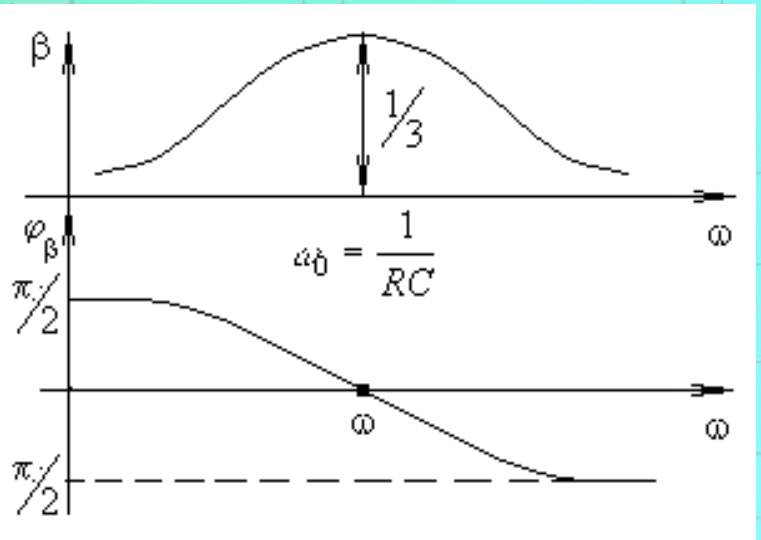
RC-генераторы

Корни характеристического уравнения

$$p_{1,2} = -\frac{(3-K)}{2RC} \pm \sqrt{\left(\frac{3-K}{2RC}\right)^2 - \frac{1}{(RC)^2}} = \delta \pm j\omega$$

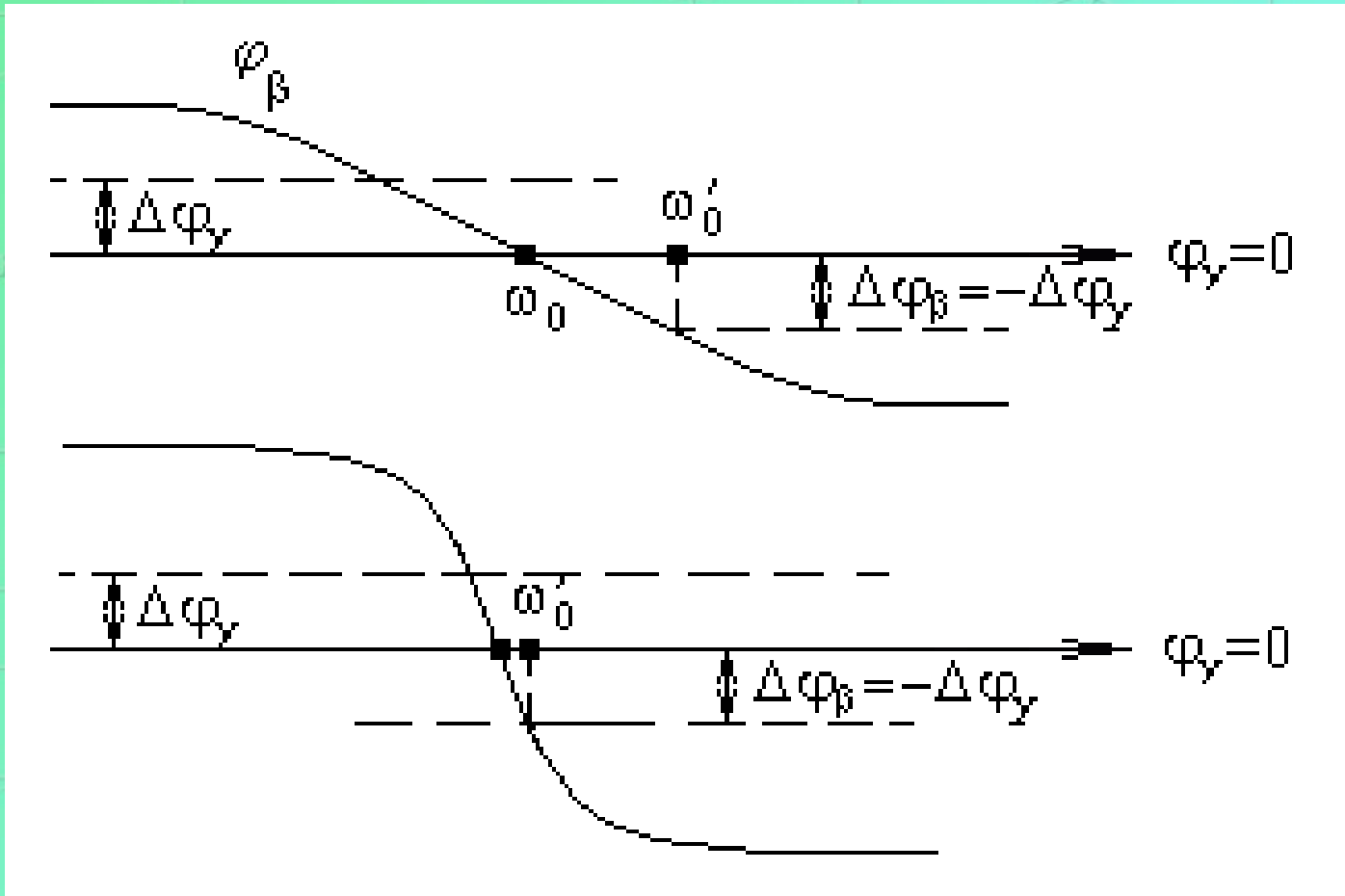
Условия генерации

- $K > 3$
- Фаза ($n*2*180^0$)

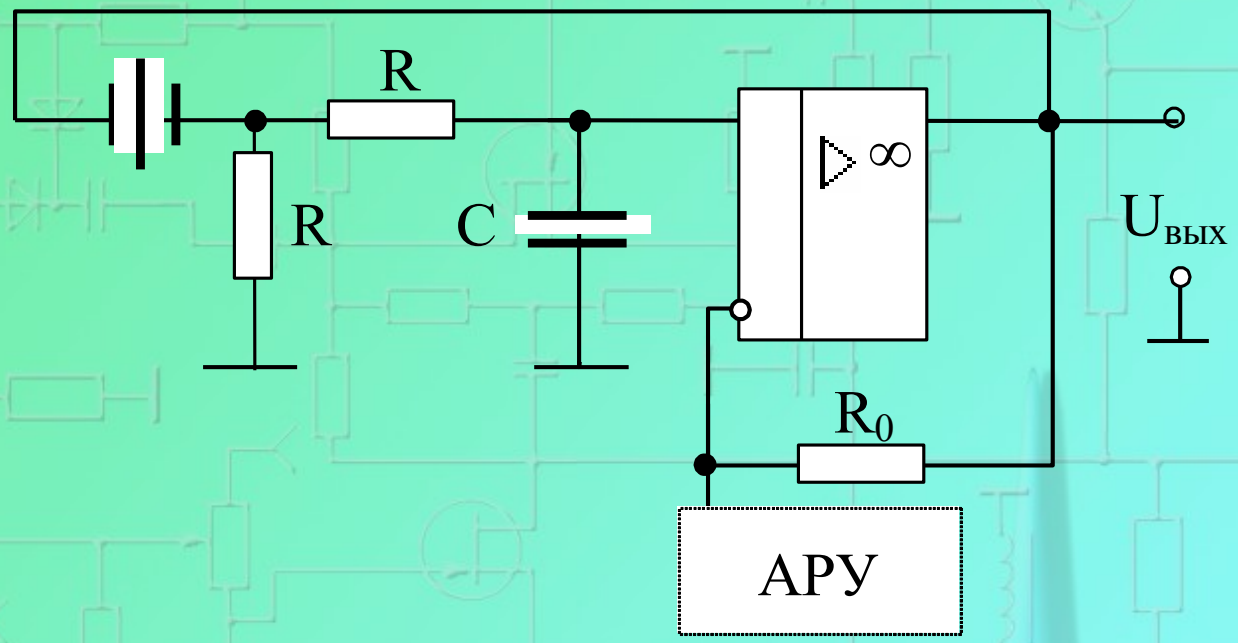


Стационарный режим колебаний

Нестабильность частоты генерации



Введение в фазирующую цепь кварца

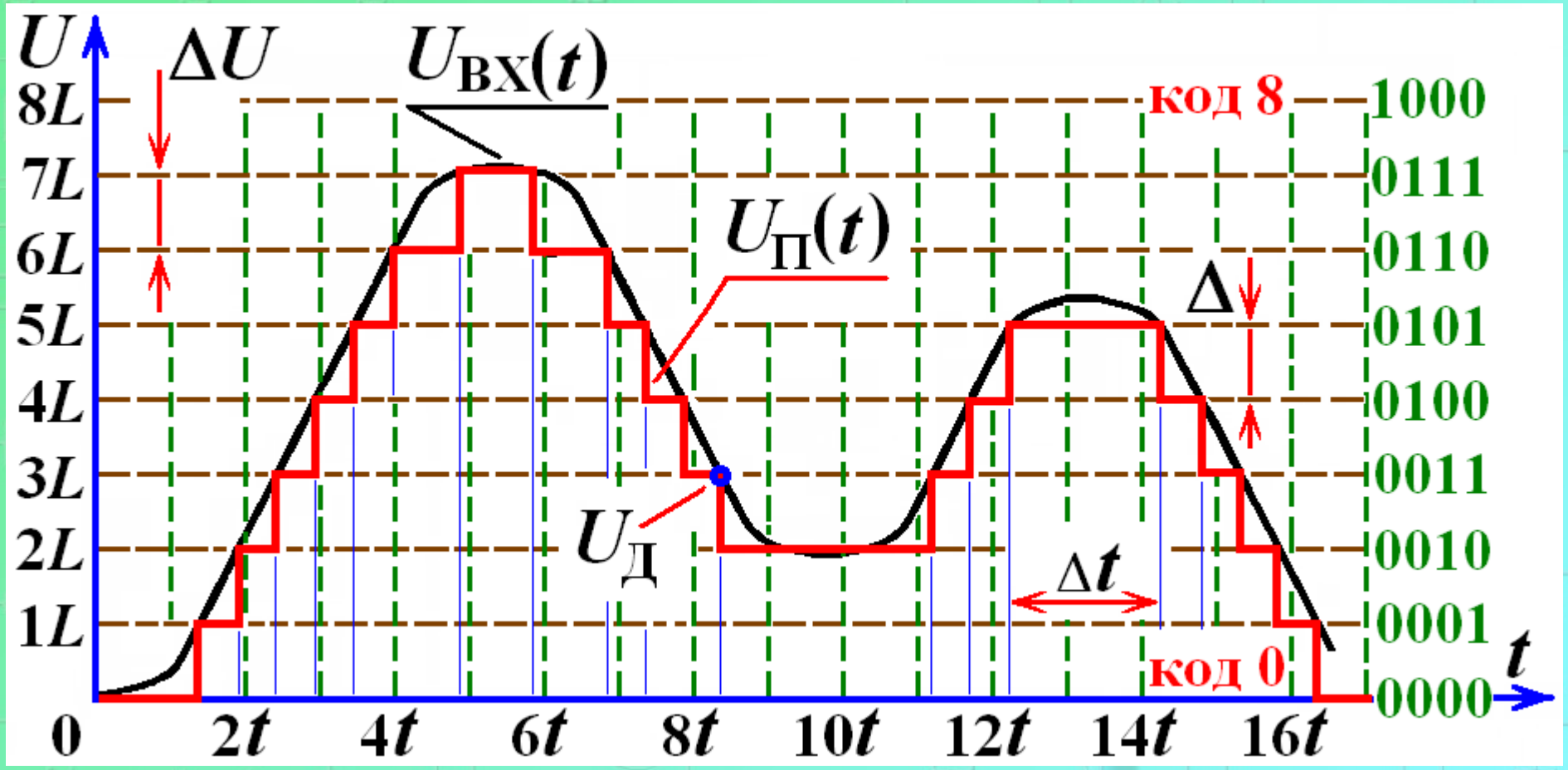


Аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразователи

Oleg Stukach
National Research Tomsk Polytechnic University
30 Lenin Avenue, Tomsk, 634050, Russia
E-mail: tomsk@ieee.org
http://ieee.tpu.ru or http://chapters.comsoc.org/tomsk/

Аналого-цифровые преобразователи (**АЦП**) преобразуют аналоговые сигналы в цифровую форму, согласуют датчики сигналов и цифровые приборы их обработки.

Цифроаналоговые преобразователи (**ЦАП**) преобразуют численные данные в аналоговый сигнал, обычно служат для выдачи аналоговой информации после цифровой обработки.



Аналого-цифровое преобразование

с переменным интервалом дискретизации

$U_{ВХ}$ – преобразуемый сигнал; $U_П$ – результат в аналоговой форме; $U_Д$ – действительное значение; Δ – ошибка преобразования; Δt – интервал дискретизации.

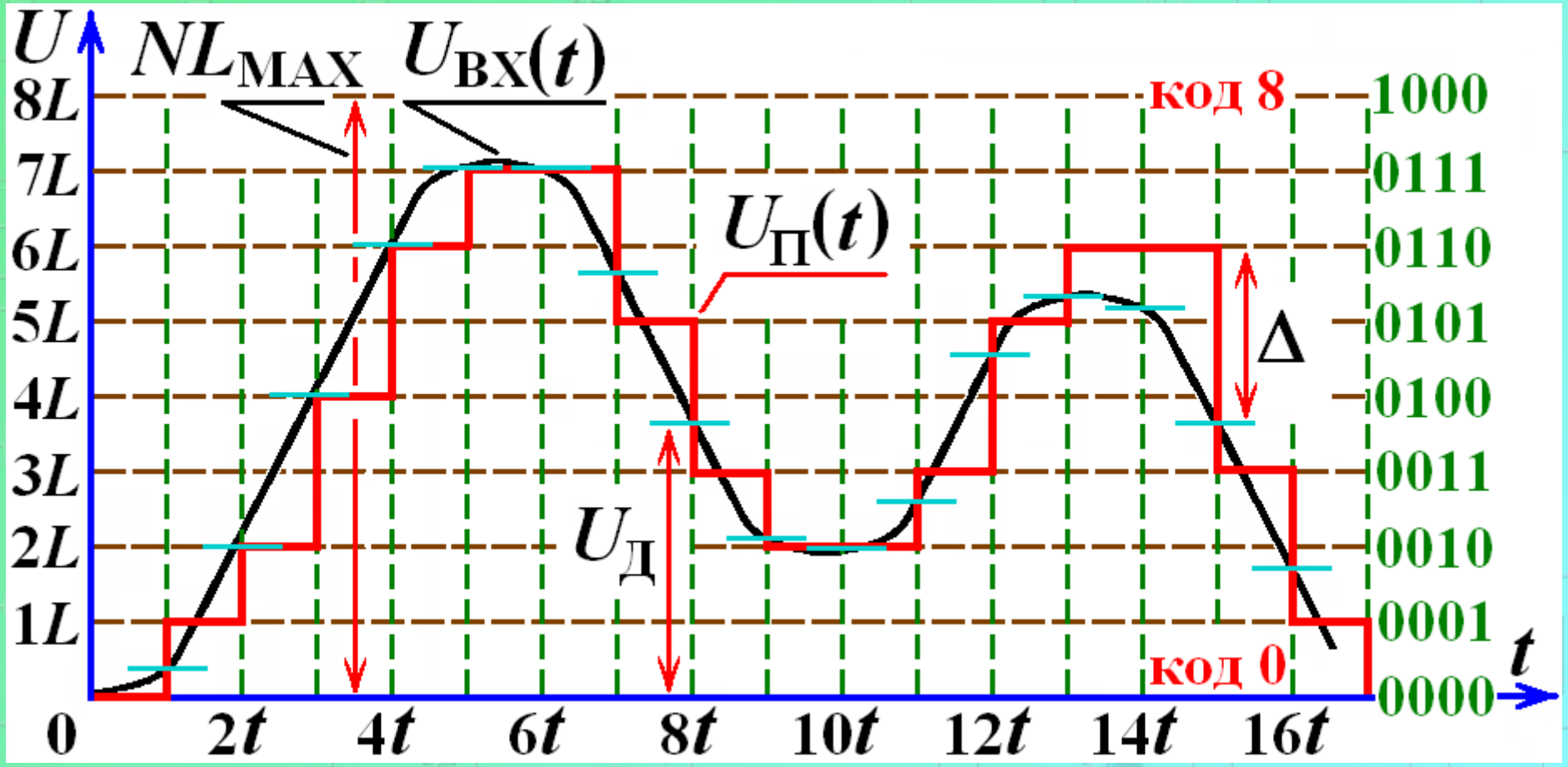
Квантование по уровню

Устанавливаются равно отступающие уровни (**0*L*** … ***NL***) напряжений, при равенстве которым преобразуемого сигнала происходит выработка соответствующего двоичного кода. Напряжение между двумя соседними уровнями (младший разряд кода), называется шагом квантования ΔU. Ширина диапазона преобразования NL_{MAX}.

Дискретизация по времени

Устанавливаются моменты времени (0*t* …*Mt*), в которые происходит преобразование.

N, M – количество уровней квантования и число дискретизаций соответственно.



Аналого-цифровое преобразование

с постоянным интервалом дискретизации

$U_{ВХ}$ – преобразуемый сигнал; $U_П$ – результат в аналоговой форме; $U_Д$ – действительное значение; Δ – ошибка преобразования; t – интервал дискретизации.

Цифроаналоговые преобразователи

Для преобразования цифровой информации в аналоговую форму.

При подаче на вход ЦАП переменного по значению кода, на выходе наблюдается ступенчато-изменяющееся напряжение, величина «ступеньки» соответствует младшему разряду кода.

ЦАП

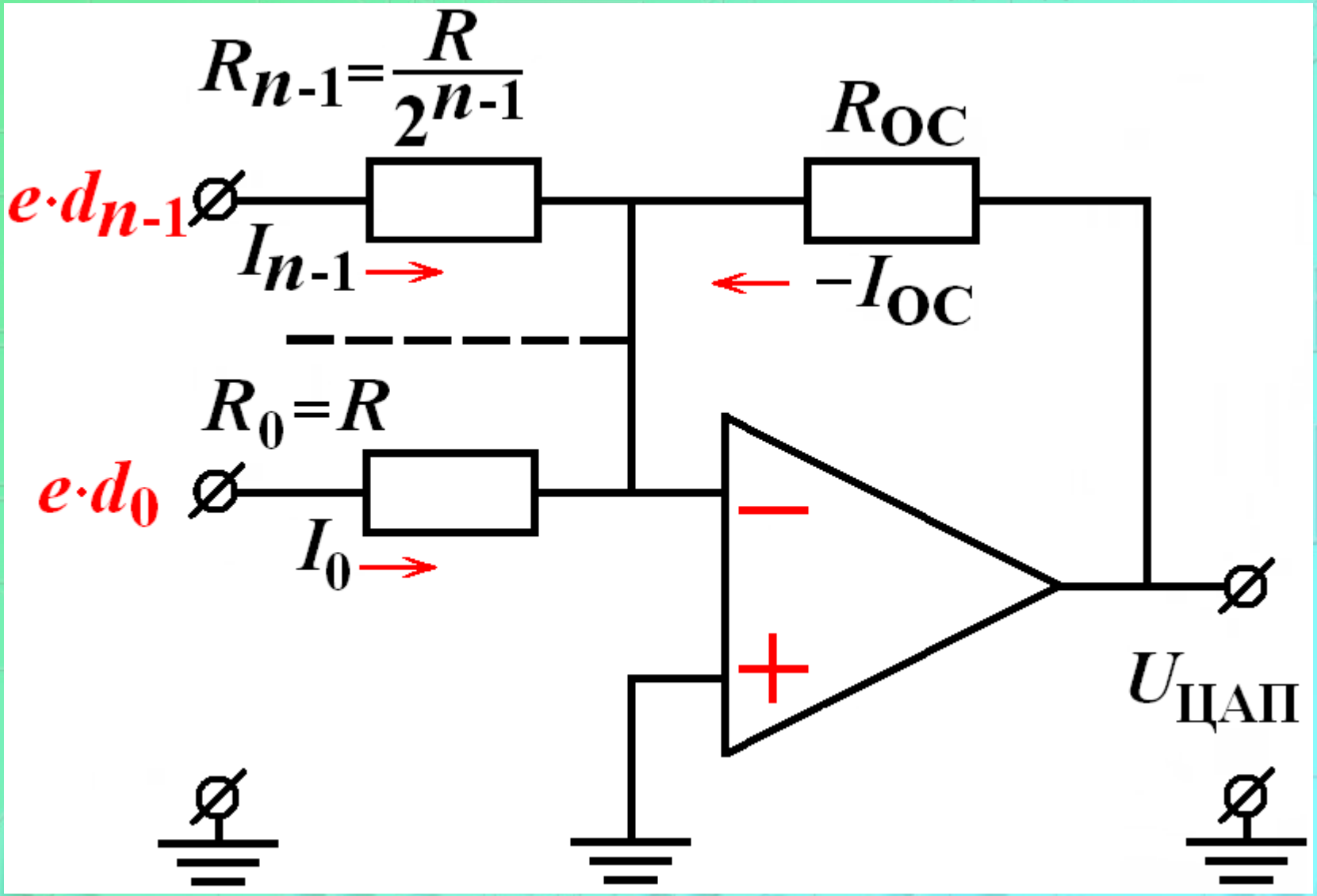
двоичный код $d_n \ldots d_2 d_1 d_0$ в аналоговую величину $U_{ЦАП}$ (*на рис.* $U_П(t)$).

Каждый разряд двоичного кода имеет «**вес**», вес ***i*-го** разряда вдвое больше, чем вес разряда (***i*-1**):

$$U_{ЦАП} = e(d_0 \cdot 1 + d_1 \cdot 2 + d_2 \cdot 4 + d_3 \cdot 8 + \ldots),$$

где e – напряжение, соответствующее весу младшего разряда; d_i – значение i – го разряда двоичного кода (**0** или **1**).

ЦАП с весовыми резисторами



$$U_{ЦАП} = e(d_0\cdot 1 + d_1\cdot 2 + d_2\cdot 4 + \ldots + d_{n-1}\cdot 2^{n-1})$$

$$U_{ЦАП} = -\sum_{i=0}^{n-1}\left(\frac{R_{OC}}{R_i} d_i \cdot e\right).$$

Достоинство: Простота реализации.

Недостаток: Затруднительно изготовлять в интегральном виде резисторы разных значений с требуемой точностью, поскольку их материалом являются полупроводники, сопротивления которых зависят от незначительных примесей.

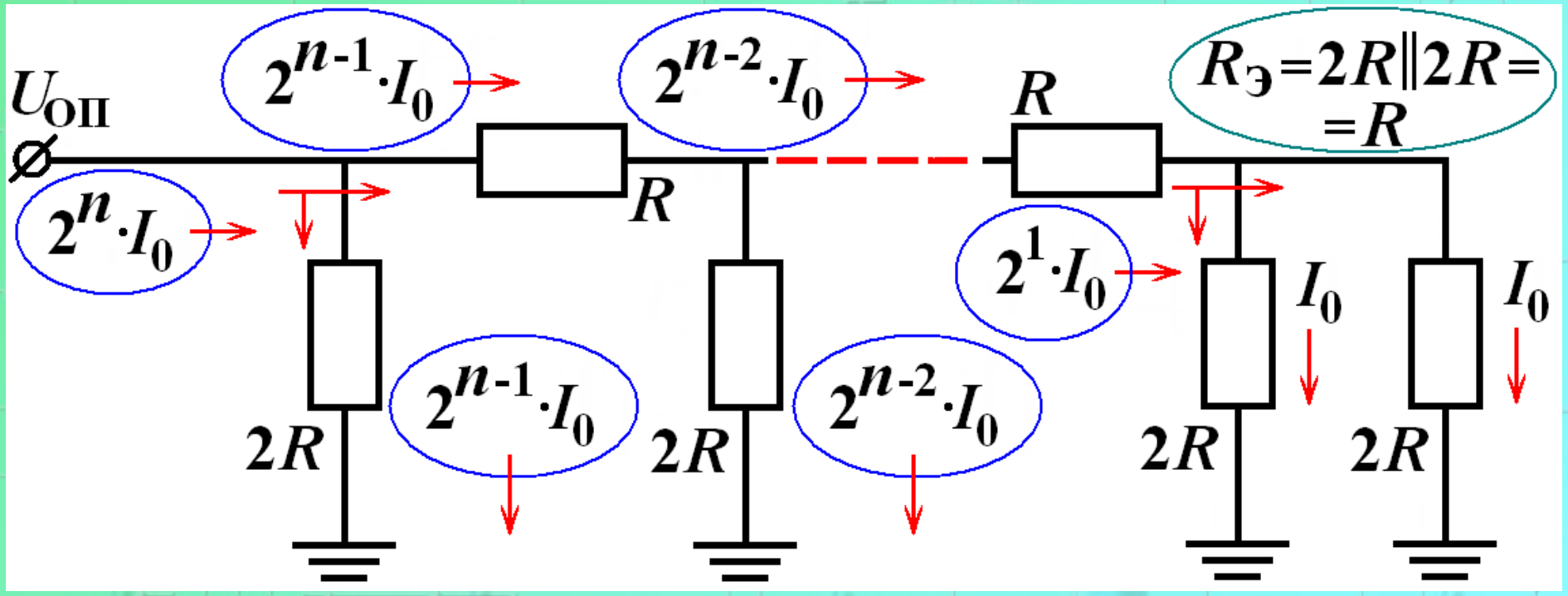
Умножающий ЦАП

Выходное напряжение $U_{ЦАП}$ пропорционально произведению входного кода D и опорного напряжения $U_{ОП}$.

ЦАП содержат матрицу резисторов R-$2R$, электронные ключи и резистор обратной связи $R_{ОС}$. К преобразователю может подключаться операционный усилитель для задания величины $U_{ЦАП}$.

ЦАП с матрицей резисторов *R*-2*R*

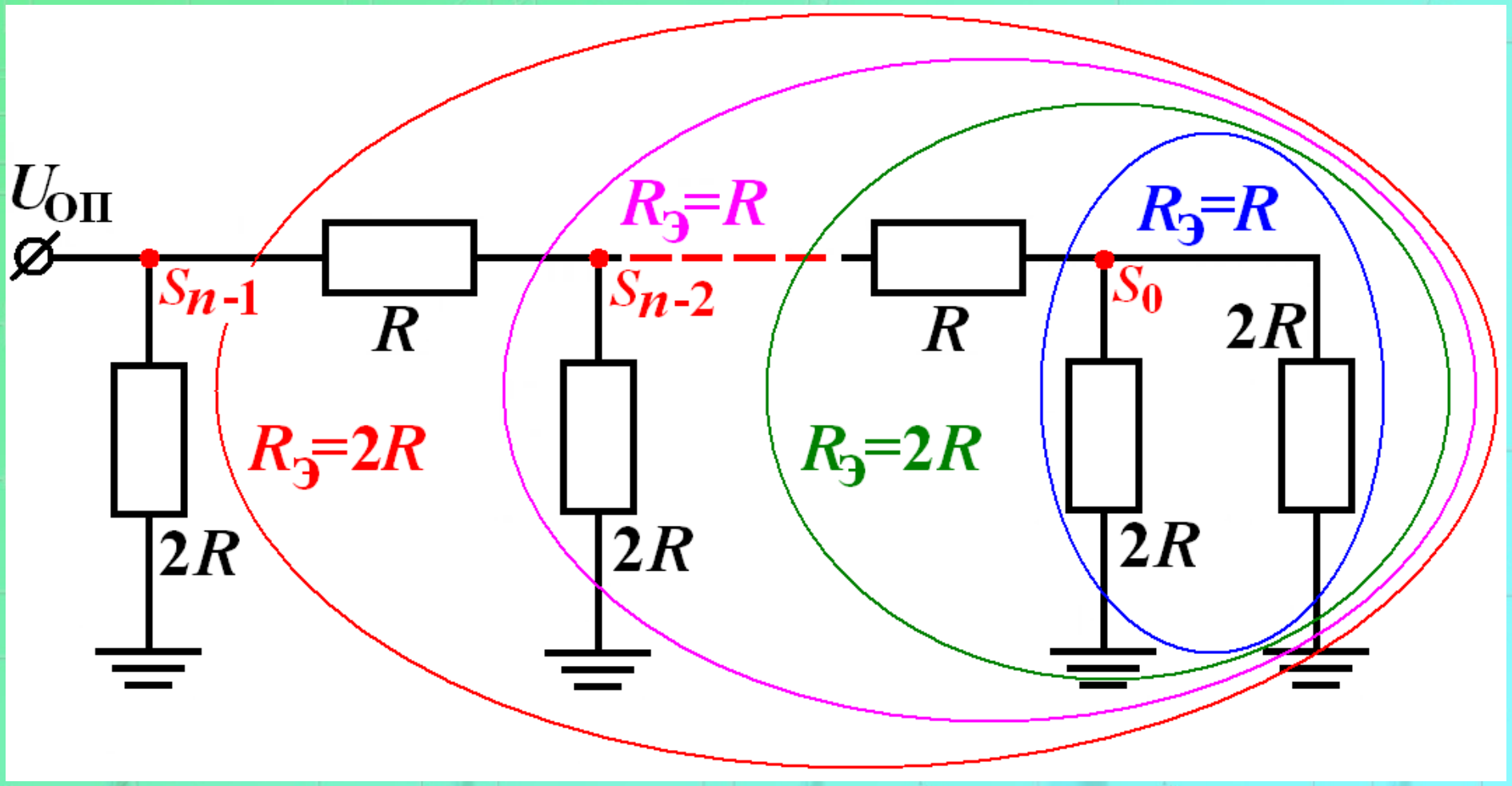
суммирование токов, пропорциональных весу двоичных разрядов.



опорное напряжение $U_{ОП}$ - к входу матрицы

ток потребления матрицы: $I_{ВХ}=2^n\cdot I_0$

Эквивалентная схема матрицы резисторов



В каждом узле ***S*** ток разделяется пополам

Эквивалентное сопротивление цепи узла S_0:

$$R_Э = 2R \parallel 2R = R;$$

с учетом последовательно включенного резистора:

$$R_Э = R + R = 2R.$$

Эквивалентное сопротивление цепи узла S_{n-2}:

$$R_Э = 2R \parallel 2R = R;$$

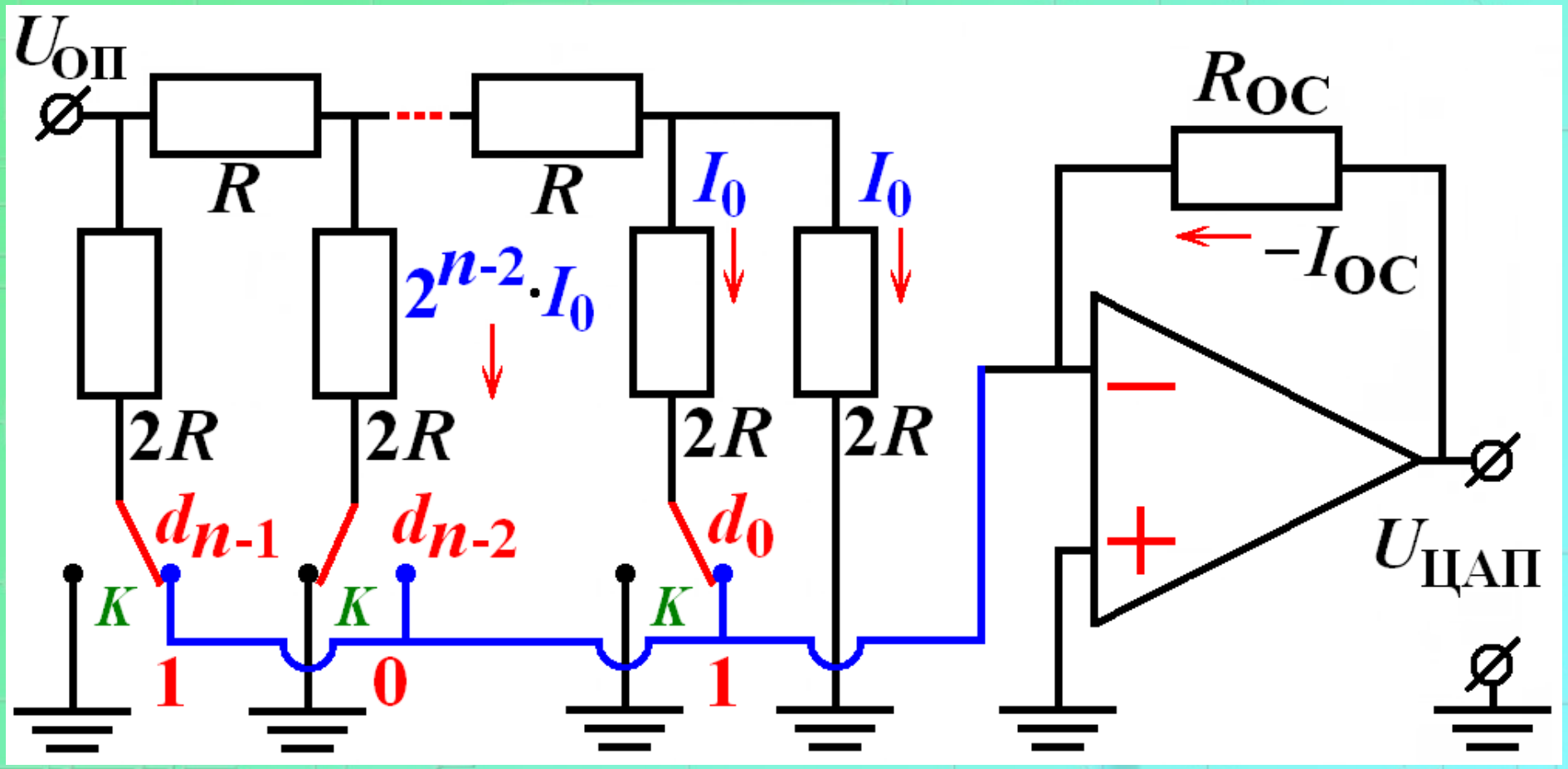
с учетом последовательно включенного резистора:

$$R_Э = R + R = 2R.$$

Эквивалентное сопротивление цепи узла S_{n-1}:

$$R_Э = 2R \parallel 2R = R,$$

это полное R цепи со стороны входа (U_0).



Ток в каждом резисторе **2*R***, ток I_0 пропорционален весовому коэффициенту 2^i.

Электронные ключи ***K*** управляются входными сигналами d_i цифрового кода.

$$\sum_{i=0}^{n-1} I_0 \cdot 2^i \cdot d_i = -I_{OC};$$

так как: $I_0 \cdot 2^n = U_{ОП}/R$;

$$-I_{OC} = \frac{U_{ОП}}{2^n \cdot R} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} (2^i \cdot d_i);$$

$$U_{ЦАП} = -I_{OC} \cdot R_{OC} = -I_{OC} \cdot R.$$

$$U_{ЦАП} = -\frac{U_{ОП}}{2^n}\sum_{i=0}^{n-1}\left(2^i \cdot d_i\right) = -\frac{U_{ОП}D}{2^n} =$$

$$\frac{R_{ОС}}{R}\left(\frac{U_{ОП}}{2\cdot 2^0}d_0 + \frac{U_{ОП}}{2\cdot 2^1}d_1 + \ldots + \frac{U_{ОП}}{2\cdot 2^{n-1}}d_{n-1}\right) =$$

$$U_{ОП}\left(\frac{1}{2}d_0 + \frac{1}{4}d_1 + \ldots + \frac{1}{2^n}d_{n-1}\right),$$ если $R_{ОС} = R$.

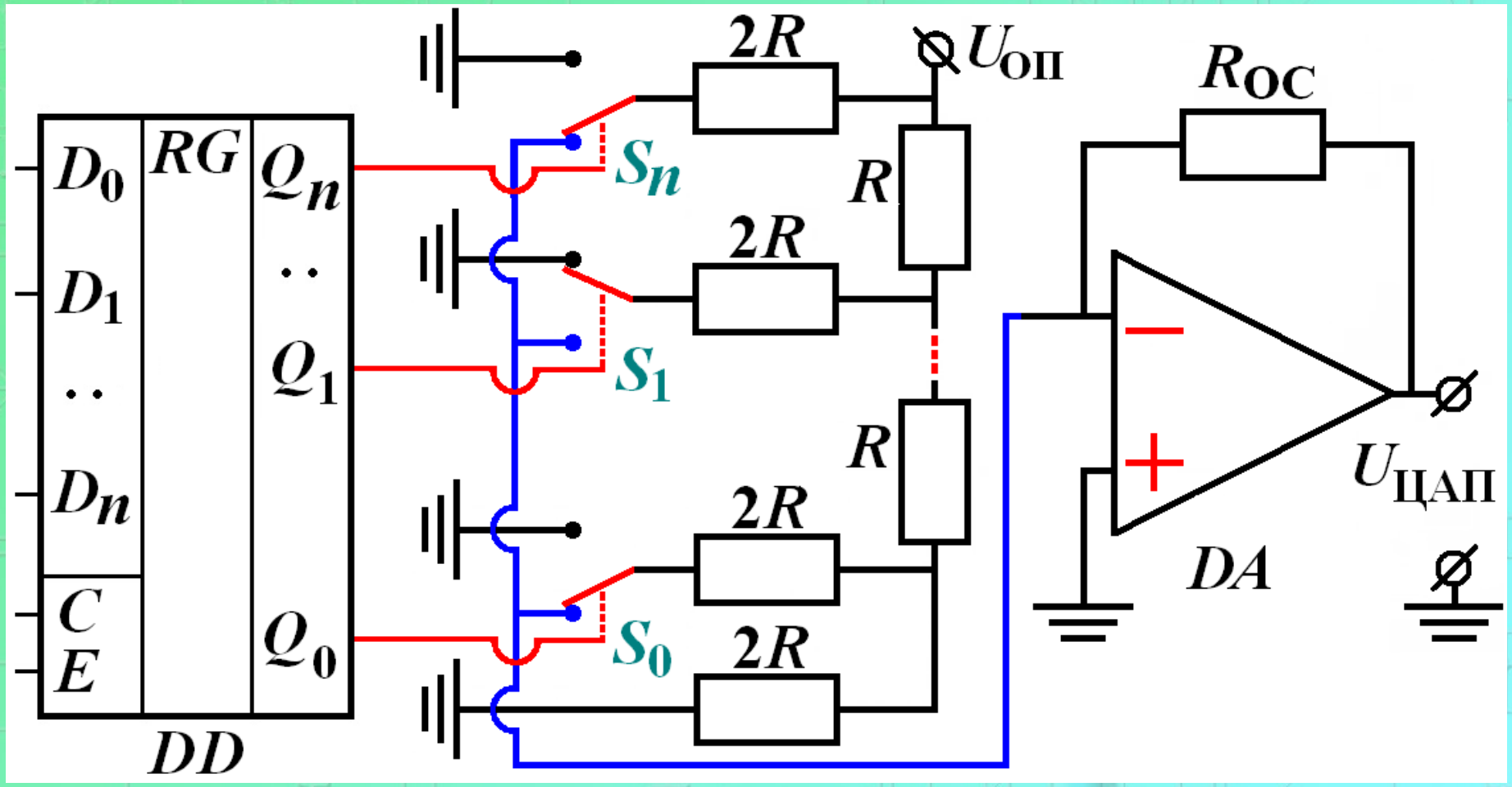
Десятичный эквивалент цифрового кода на входах **ЦАП**:

$$D = \sum_{i=0}^{n-1}\left(2^i \cdot d_i\right).$$

Шаг квантования выходного напряжения **ЦАП**:

$$\Delta U = \frac{|U_{ОП}|}{2^n}.$$

Обычно используется значение $\boldsymbol{U}_{\mathbf{ОП}}$, кратное 2^n: 10,24 В; 5,12 В и ниже.



Упрощенная схема умножающего ЦАП с суммированием токов

Пример:

Пусть число разрядов: $n = 8$;

$$U_{ОП} = -2{,}56 \text{ В}; \; D = 100.$$

Тогда:

$$U_{ЦАП} = -(U_{ОП} / 2^n) \cdot D =$$
$$-(-2{,}56 / 256) \cdot 100 = 1{,}0 \text{ В};$$

$$\Delta U = 2{,}56 / 256 = 0{,}01 \text{ В}$$

и может находится в пределах

$$(0{,}00; \; 0{,}01; \; 0{,}02; \; ...; \; 2{,}54; \; 2{,}55)\text{В},$$

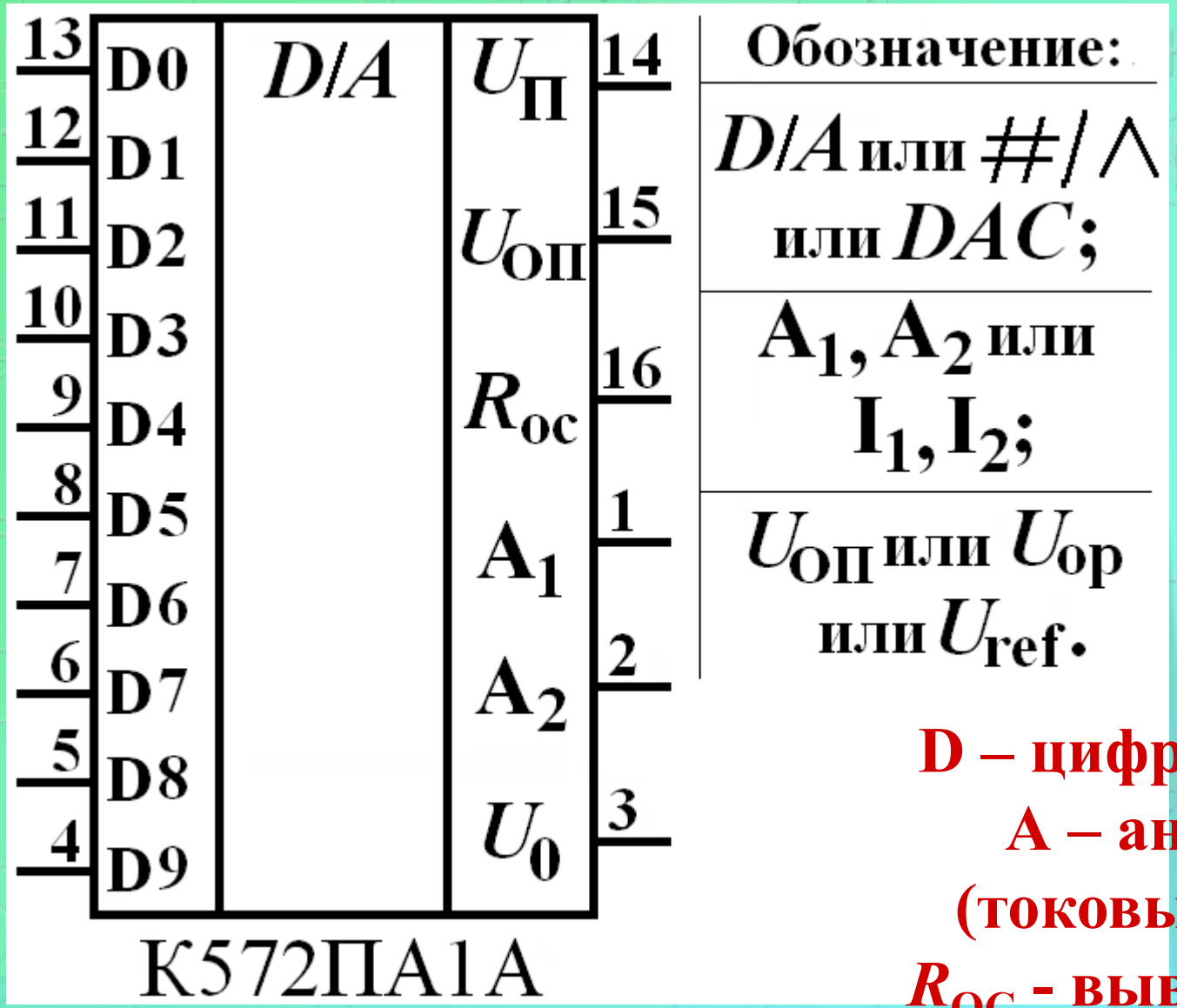
где: D – десятичное число, значение которого требуется получить

Такой **ЦАП** называется:

- ***Униполярным***, т.к. $U_{ЦАП}$ в зависимости от полярности $U_{ОП}$, либо отрицательно, либо положительно;
- ***Двухквадрантным***, т.к. передаточная характеристика располагается в двух квадрантах,
- ***Умножающим***, т.к. $U_{ЦАП}$ пропорционально $U_{ОП} \cdot D$.

Количество разрядов **ЦАП** доходит до 20. Некоторые **ЦАП** снабжены двумя регистрами, в одном хранится старый код, а в другой записывается новый код, который необходимо преобразовать.

Характеристики ЦАП К572ПА1А



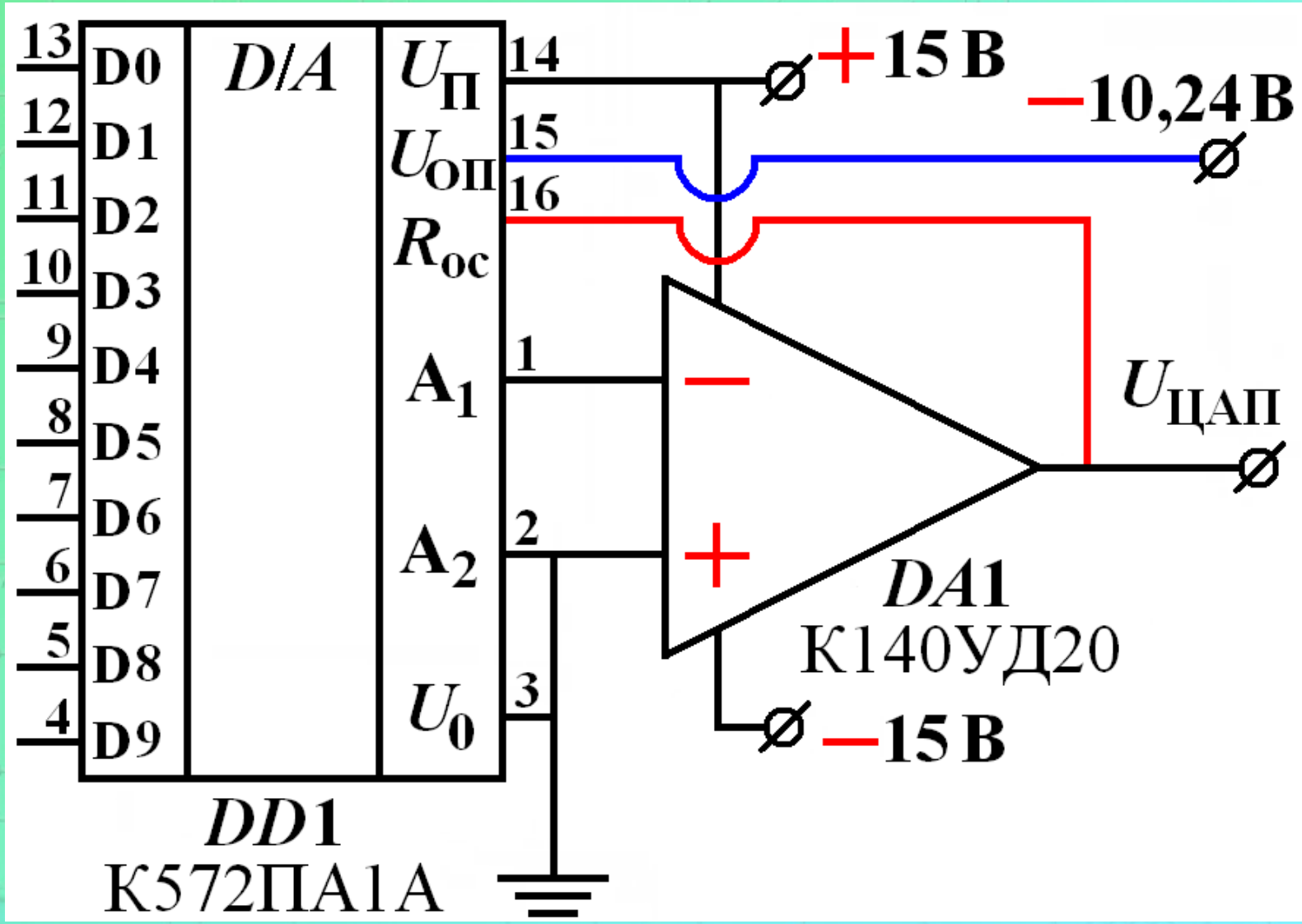
Аналог: *AD7520KN*

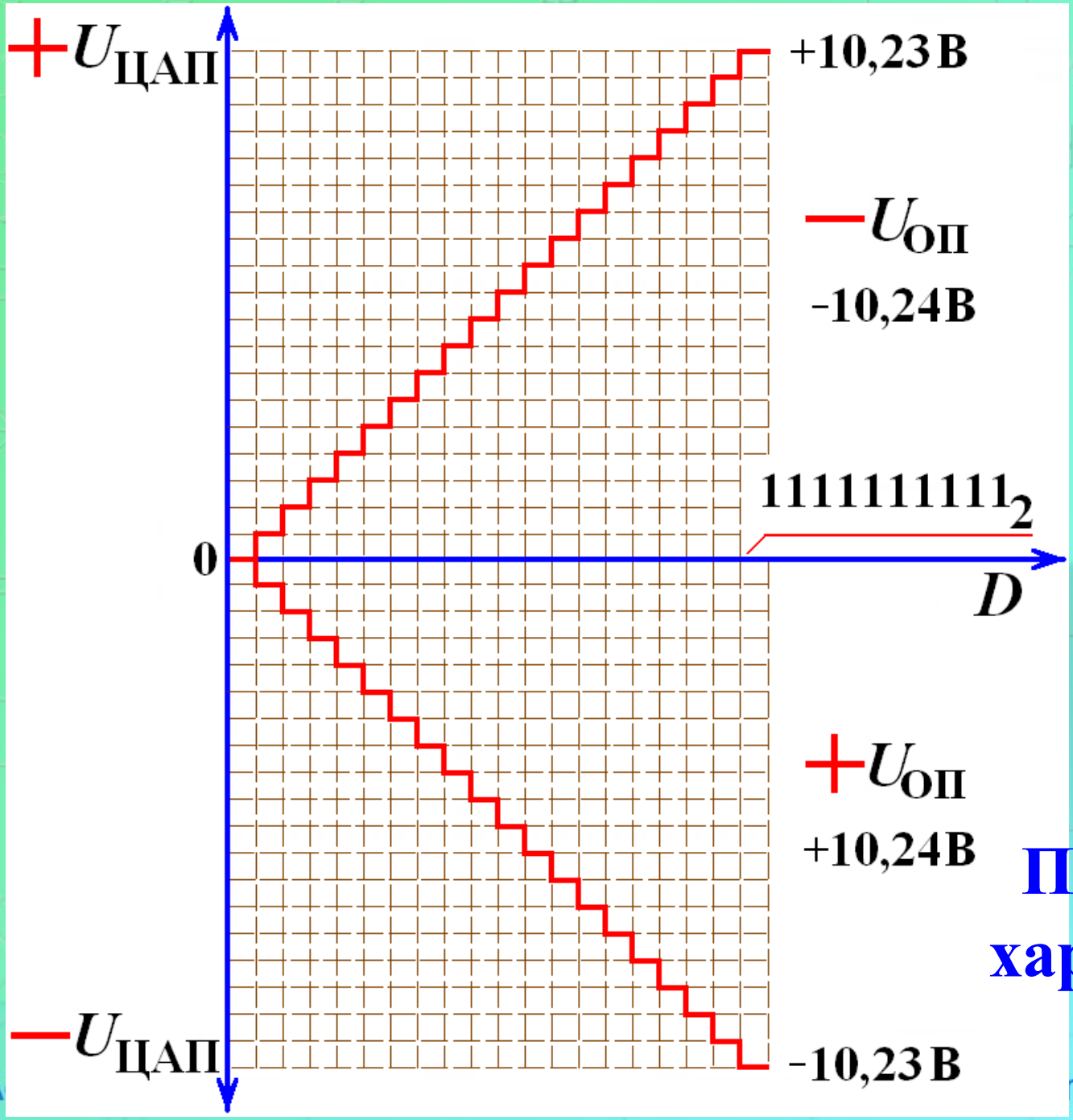
D – цифровые входы;
A – аналоговые (токовые) выходы;
R_{OC} - вывод резистора обратной связи.

1	1-й аналоговый выход A_1
2	2-й аналоговый выход A_2
3	Общий (земля) U_0
4	10-й цифровой вход (старший значащий разряд) D9
5	9-й цифровой вход D8
6	8-й цифровой вход D7
7	7-й цифровой вход D6
8	6-й цифровой вход D5
9	5-й цифровой вход D4
10	4-й цифровой вход D3
11	3-й цифровой вход D2
12	2-й цифровой вход D1
13	1-й цифровой вход (младший значащий разряд) D0
14	«+» питания $U_П$
15	опорное напряжение $U_{ОП}$
16	вывод резистора обратной связи $R_{ОС}$

Номинальное напряжение питания	**15В**
Ток потребления	**3 мА**
Дифференциальная нелинейность	**+0.1%**
Погрешность коэффициента преобразования	**+3%**
Время установления выходного тока	**5 мкс**
Среднее значение входного тока по цифровым входам	**1 мкА**
Выходной ток при опорном напряжении 10В	**2 мА**
Предельные значения опорного напряжения	**+17В**
Предельные значения напряжения питания	**5 ... 17В**

Схема включения К572ПА1А





Верхний квадрант относится к $-U_{ОП}$, а нижний к $+U_{ОП}$.

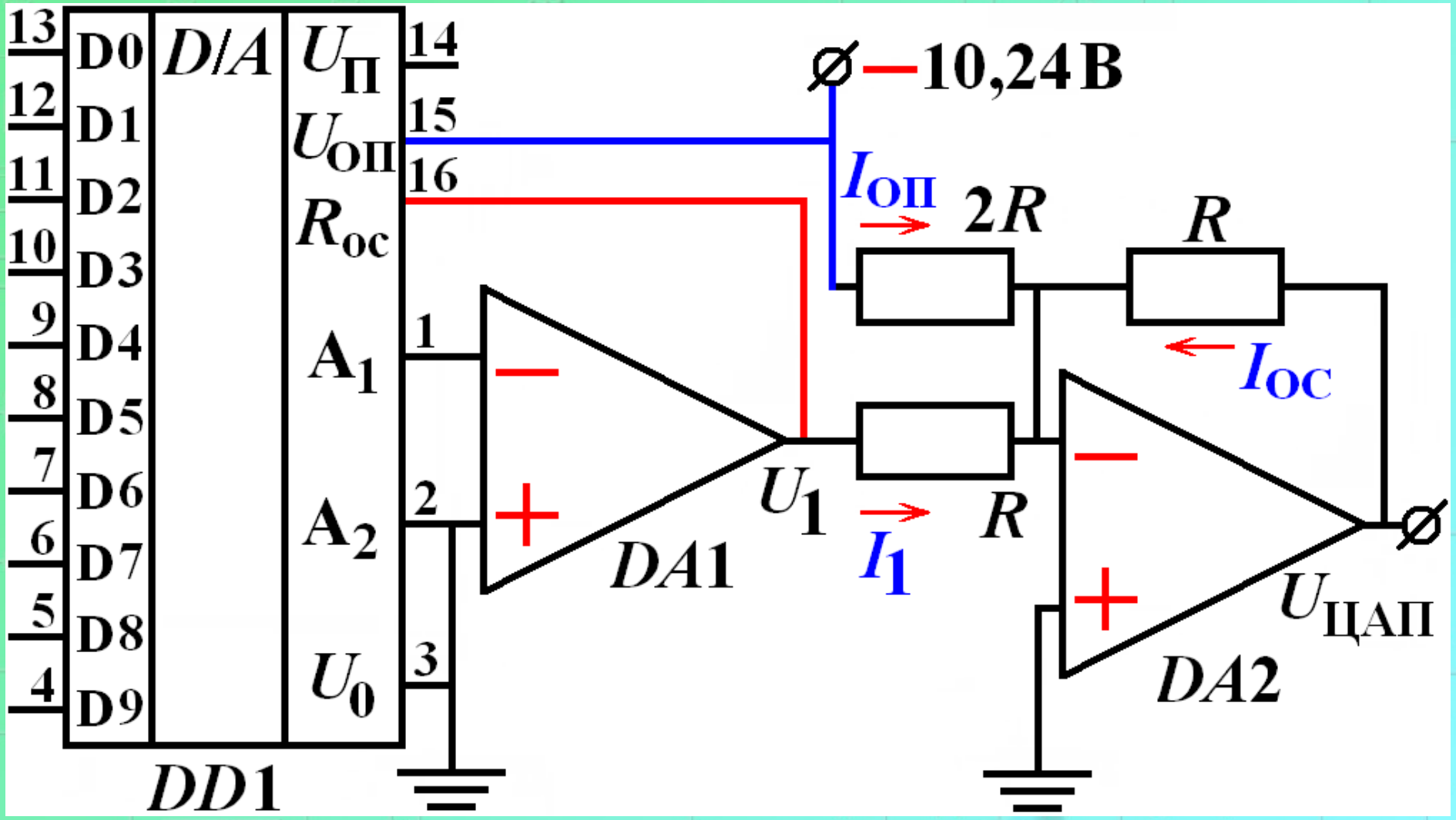
Передаточная характеристика

Расширение области применения ЦАП
(четырехквадрантный ЦАП)

Преобразование кода с учетом знака:

- инверсия знакового разряда, что соответствует смещению значений кода в положительную область для согласования с ЦАП;
- преобразование кода в аналоговый сигнал (ток);
- обратное смещение выходного сигнала в отрицательную область для получения соответствия знаков входного и выходного сигналов.

N_{10}	Входной код		Измененный код	$U_{ЦАП}$
	Знак	N_2	D_n	N_{10}
+511	0	1 1111 1111	11 1111 1111	+1023
+510	0	0 1111 1110	10 1111 1110	+1022
+509	0	0 1111 0001	10 1111 0001	+1021
– –	– –	– – – – –	– – – – –	
+3	0	0 0000 0011	10 0000 0011	– –
+2	0	0 0000 0010	10 0000 0010	
+1	0	0 0000 0001	10 0000 0001	
0	0	0 0000 0000	10 0000 0000	+512
–1	1	1 1111 1111	01 1111 1111	+511
–2	1	1 1111 1110	01 1111 1110	
–3	1	1 1111 1101	01 1111 1101	– –
– –	– –	– – – – –	– – – – –	
–510	1	0 0000 0010	00 0000 0010	+2
–511	1	0 0000 0001	00 0000 0001	+1
–512	1	0 0000 0000	00 0000 0000	0



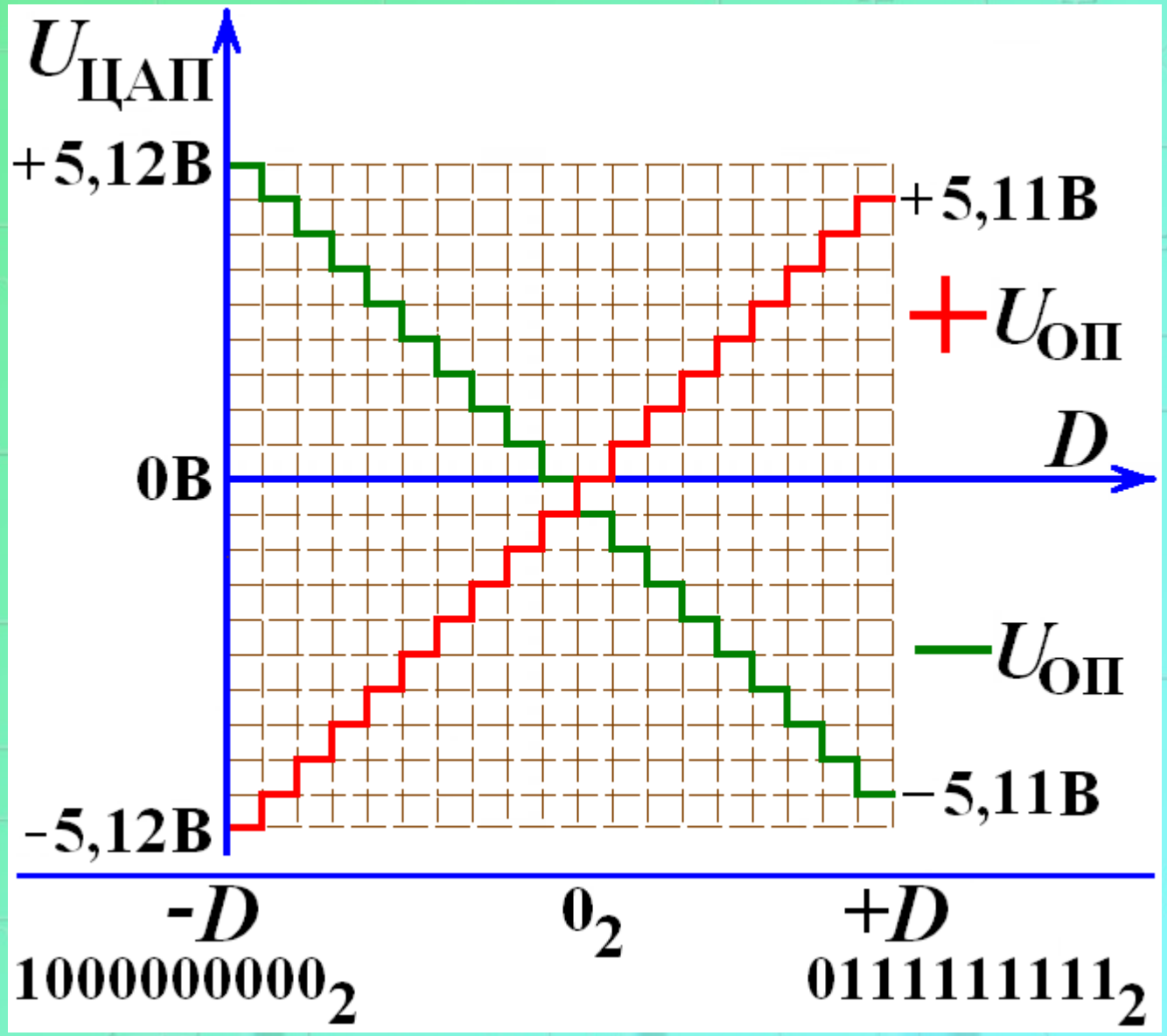
Следовательно, для представления аналогового сигнала со знаком, аналогичным входному коду необходимо вычесть из $U_{ЦАП}$ величину, равную половине $U_{ОП}$ (в таблице соответствует +512)

Смещение выходного сигнала в отрицательную область для получения соответствия знаков входного и выходного сигналов ЦАП:

$$I_{ОП} = \frac{U_{ОП}}{2R}; \quad I_1 = \frac{U_1}{R} = -\frac{U_{ОП} \cdot D}{2^n \cdot R};$$

$$I_{ОС} = -\left(I_{ОП} + I_1\right);$$

$$U_{ЦАП} = I_{ОС} R_{ОС} = \frac{U_{ОП} \cdot D}{2^n} - \frac{U_{ОП}}{2}.$$



Четырехквадрантный ЦАП

передаточная характеристика

Минимальное отрицательное 10-ти разрядное число:

$1000000000_2 = -512_{10}$.

Максимальное отрицательное 10-ти разрядное число:

$1111111111_2 = -1_{10}$.

Минимальное положительное:

$0000000001_2 = 1_{10}$.

Максимальное положительное:

$0111111111_2 = 511_{10}$.

Примечание

Аналого-цифровые преобразователи

Для преобразования аналоговой информации в цифровую форму в определенные моменты времени.

Число преобразований в единицу времени – частота дискретизации (быстродействие) определяет точность АЦП,
которая зависит также от разрядности (числа уровней квантования)

Существуют следующие типы АЦП:

- интервал времени-код (с времяимпульсным преобразованием);
- последовательного приближения;
- следящего типа;
- поразрядного уравновешивания (кодово-импульсный АЦП);
- двойного интегрирования;
- с частотным преобразованием.

Принцип их работы в данном курсе не изложен.

Параллельное АЦП

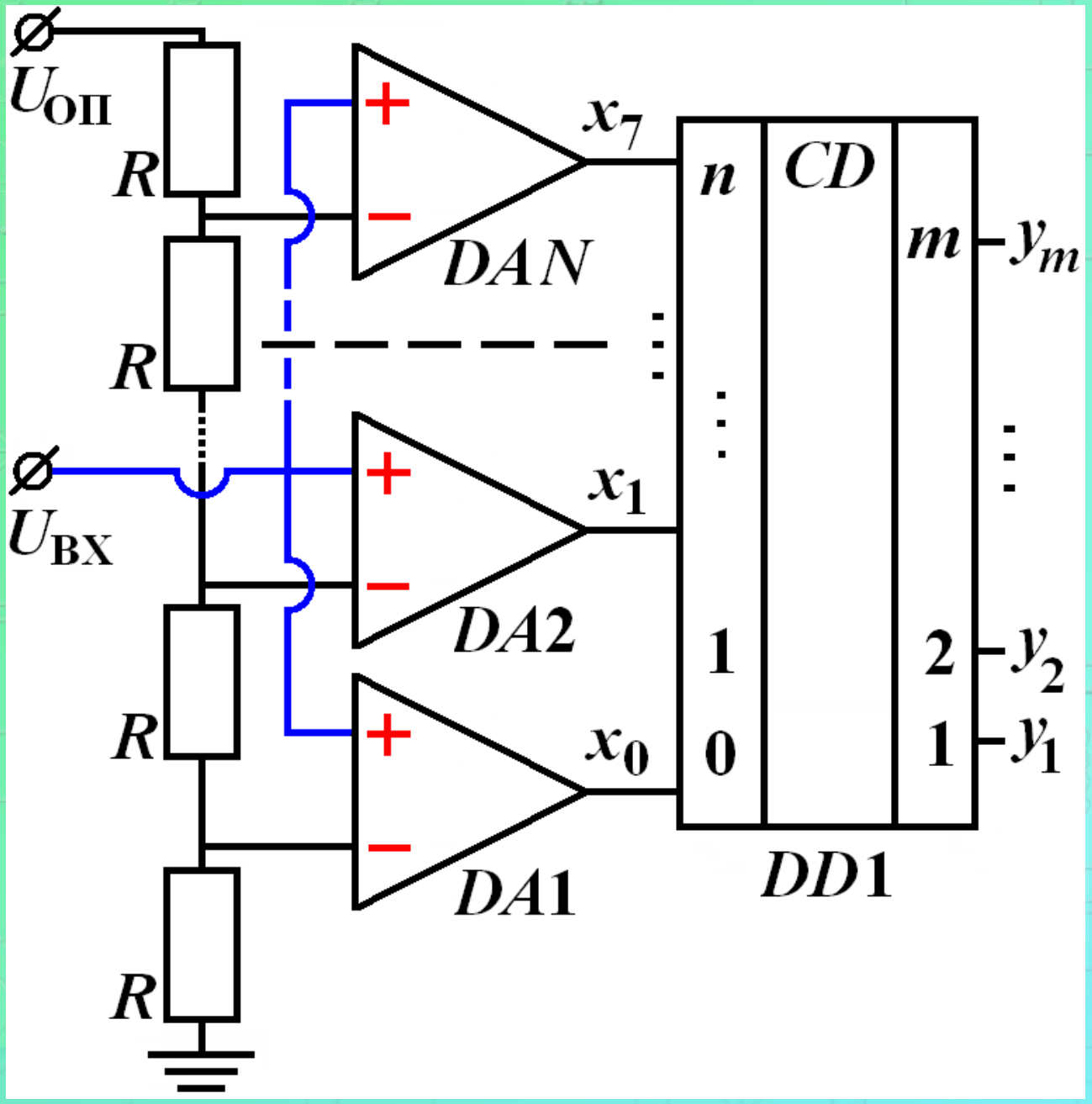
(прямого преобразования)

Обладает наивысшим быстродействием и высокой точностью.

Диапазон входного напряжения разбивается на 2^n интервалов. Каждому интервалу соответствует опорное напряжение $U_{ОП}(i)$, снимаемое с делителя напряжения, и свой аналоговый компаратор, сравнивающий $U_{ВХ}$ с $U_{ОП}(i)$. Напряжения $U_{ОП}(i)$ и $U_{ОП}(i+1)$, отличаются друг от друга на величину ΔU.

При $U_{ВХ} \geq U_{ОП}(i)$ соответствующий компаратор срабатывает и подает сигнал на вход приоритетного шифратора, который преобразует сигналы компараторов в двоичный код.

Если $U_{ВХ} < U_{ОП}(i)$ соответствующий компаратор переключается в исходное состояние.



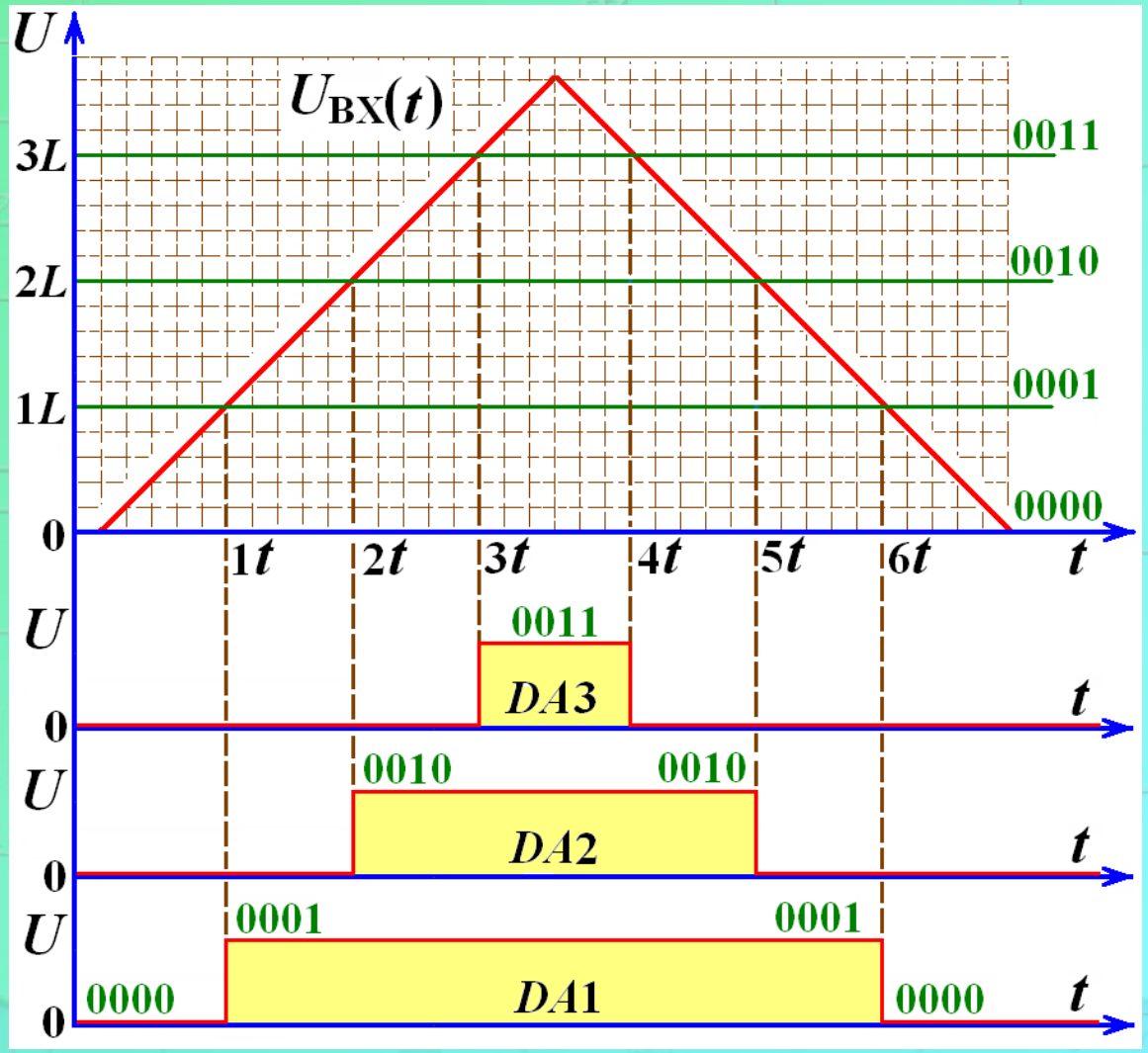
Приоритетный шифратор ***CD***;

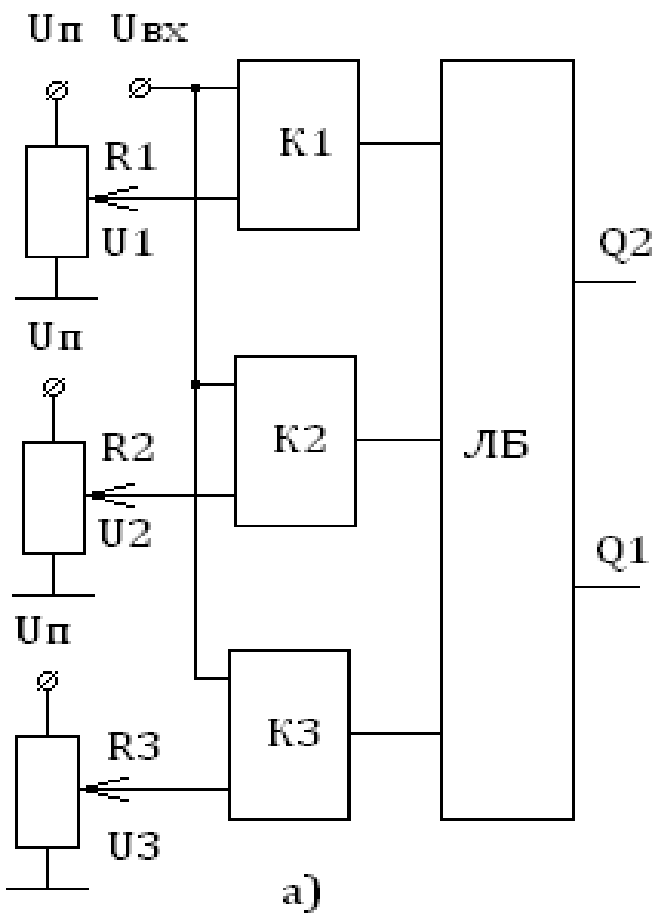
компараторы ***DA***;

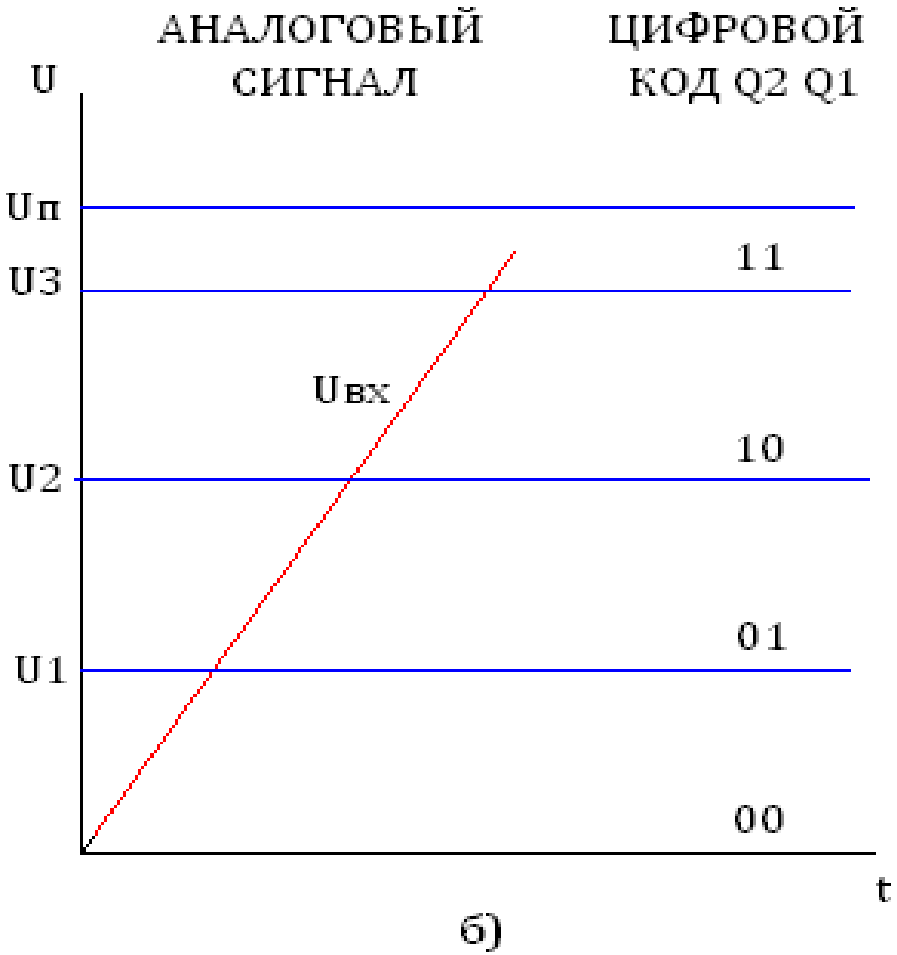
резисторы одинакового значения ***R***.

Параллельное АЦП

Временная диаграмма параллельного АЦП




Uп
Uвх
R1
U1
Uп
R2
U2
Uп
R3
U3
K1
K2
K3
ЛБ
Q2
Q1
а)


АНАЛОГОВЫЙ СИГНАЛ
ЦИФРОВОЙ КОД Q2 Q1
U
Uп
U3
U2
U1
Uвх
11
10
01
00
t
б)

Примечание

Число уровней квантования (целая часть):

$$N = \frac{NL_{MAX}}{\Delta U};$$

где $\boldsymbol{NL_{MAX}}$ – ширина диапазона преобразования;

$\boldsymbol{\Delta U}$ – шаг квантования.

Шаг квантования должен соответствовать требуемой точности преобразования:

$$\Delta U = \frac{\delta \cdot NL_{MAX}}{100};$$

где δ – погрешность преобразования, %, т.к. относительная погрешность:

$$\delta = \frac{\Delta U}{NL_{MAX}} 100\%.$$

Число разрядов АЦП, соответствующее выбранному шагу квантования:

$$n \geq \log_2 N.$$

Количество компараторов, необходимых для реализации n – разрядного АЦП:

$$k = 2^n,$$

При этом число наборов двоичных кодов:

$$p = 2^{n=1}.$$

Например, число компараторов, необходимых для реализации 8 разрядного АЦП: 256, для 10 разрядов: 1023.

Обычно большое количество компараторов ограничивает величину разрядности АЦП.