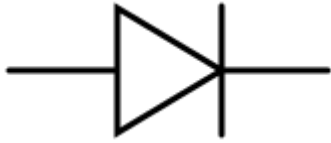


# Твердотельная электроника

# Литература

- Пасынков В.В., Чиркин Л.К. «Полупроводниковые приборы»
- Степаненко И.П. «Основы микроэлектроники»
- Титце У., Шенк К. «Полупроводниковая схемотехника» в 2-х томах
- Щука А.А. Электроника

# История развития п/п приборов



**Кристаллический детектор:**

кристалл п/п  
+  
тонкий металлический контакт  
=  
диод Шоттки



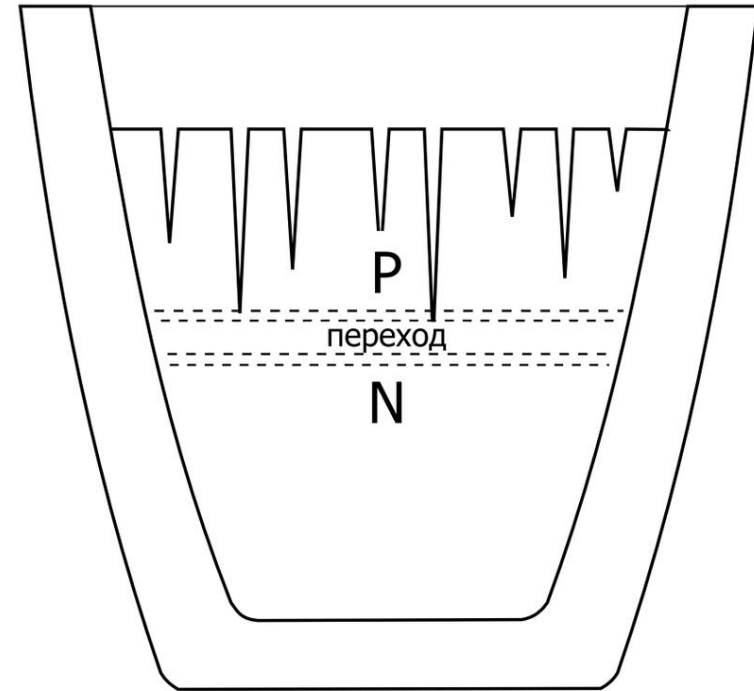
**1874 г.** – открытие выпрямляющего эффекта в кристаллах Карлом Фердинандом Брауном (Нобелевская премия по физике совместно с Маркони, изобретение кинескопа)

**1894 г.** – применение первого кристаллического детектора для приема радиоволн



# Открытие р-n перехода

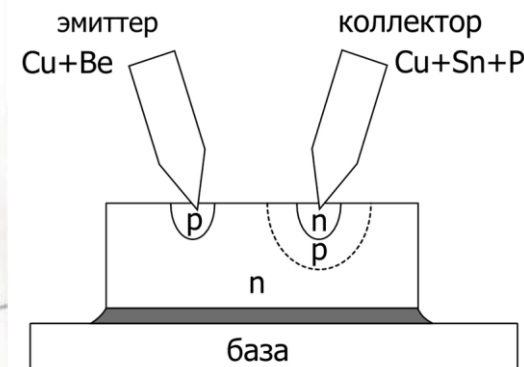
- 1939 г. – Рассел Ол в Bell Labs исследует технологии очистки и плавки кремния для улучшения работы кристаллических детекторов, получение образцов с различным направлением проводимости
- 1940 г. – обнаружение образца, демонстрировавшего фотоэффект, предположение Уолтера Браттейна о наличии некоего барьера между двумя слоями кремния, визуализация барьера Расселом Олом и Джоном Скаффом при помощи травления в азотной кислоте, предположение о влиянии примесей на образование барьера
- 1941 г. - подача заявки на патент
- 1945 г. – о патенте на получение р-n перехода узнает Уильям Шокли



изображение из патента 1941 года

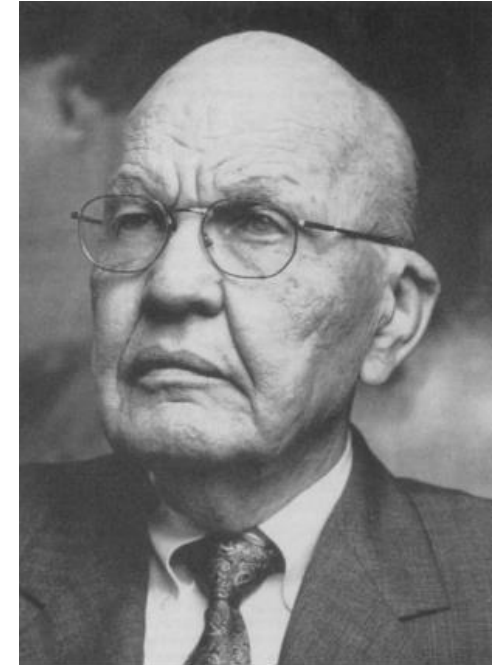
# Изобретение точечного транзистора

- **1946 г.** – работа в Bell Labs над полевым транзистором, обнаружение расхождений с теорией, гипотеза Джона Бардина о поверхностных состояниях
- **1947 г.** – попытка решения проблемы поверхностных состояний, отказ от реализации концепции полевого транзистора
- **16 декабря 1947 г.** – первый работоспособный точечный транзистор Джона Бардина и Уолтера Браттейна
- **30 июня 1948 г.** – открытая презентация транзистора
- **18 февраля 1948 г.** – идея Уильяма Шокли о плоскостном биполярном транзисторе
- **7 апреля 1949 г.** – первая плоскостная p-n-p структура
- **1951 г.** – серийное производство биполярных транзисторов



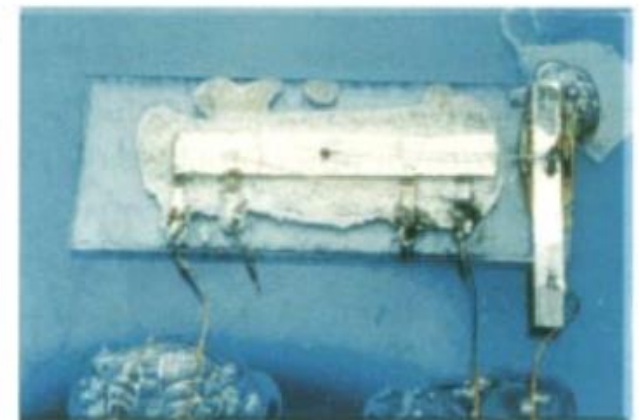
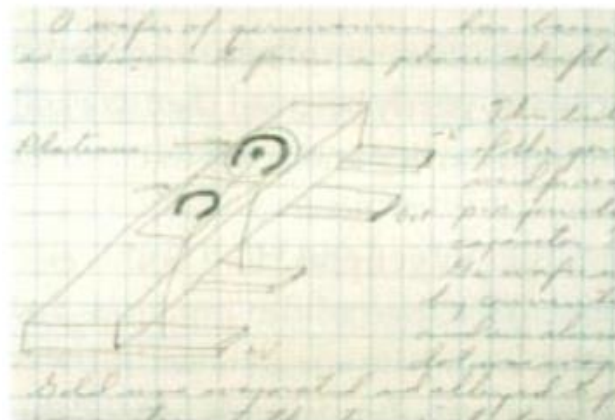
# Изобретение полупроводниковой интегральной схемы

- **1947 – 1958 гг** – Джек Килби занимается толстопленочными интегральными схемами в фирме Centralab
- **май 1958 г.** – Джек Килби переходит в фирму Texas Instruments для работы над задачей миниатюризации интегральных схем
- **24 июля 1958 г.** – сформулирована «Идея Монолита» (the Monolithic Idea)
- **28 августа 1958 г.** – продемонстрирована работоспособность схемы, собранной из дискретных полупроводниковых компонентов
- **январь 1959 г.** – первые рабочие образцы полностью монолитных ИС



лауреат Нобелевской премии по физике за 2000 г. Джек Килби

первая интегральная  
схема  
и ее описание в  
лабораторном журнале



# Изготовление п/п диодов

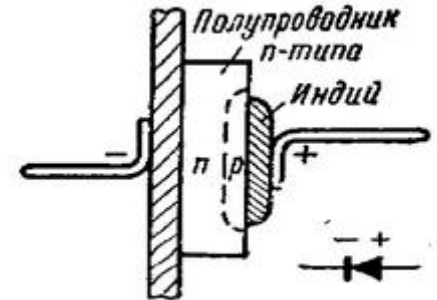
## Сплавные диоды

### германиевый:

пластина германия с  $\rho = 10 \text{ Ом}\cdot\text{см}$  ( $N_d = 10^{15} \text{ см}^{-3}$ ),  
 $d = 200 \text{ мкм}$

Сплавление в атмосфере водорода (т.к. водород восстанавливает  $\text{GeO}_2$ ) при  $T \sim 150^\circ\text{C}$ .

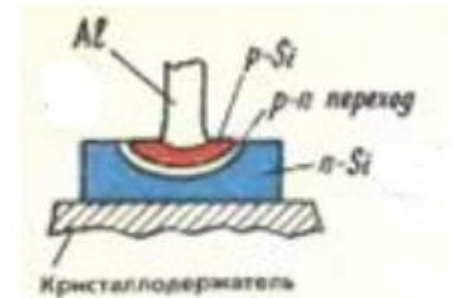
После охлаждения:  $N_a = 10^{18} \text{ см}^{-3}$  (предельная растворимость)



### кремниевый:

Сплавление при  $T \sim 700^\circ\text{C}$ .

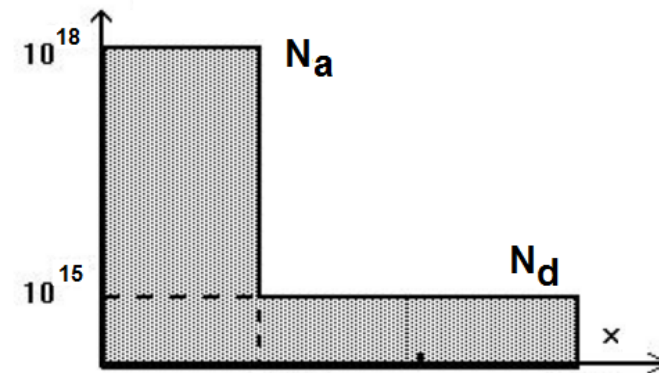
После охлаждения:  $N_a = 10^{18} \text{ см}^{-3}$  (предельная растворимость)



### Особенности:

распределение примеси – ступенчатое

продолжительность процесса сплавления  $\sim 10$  мин,  
поэтому глубина залегания p-n перехода – плохо воспроизводимый параметр



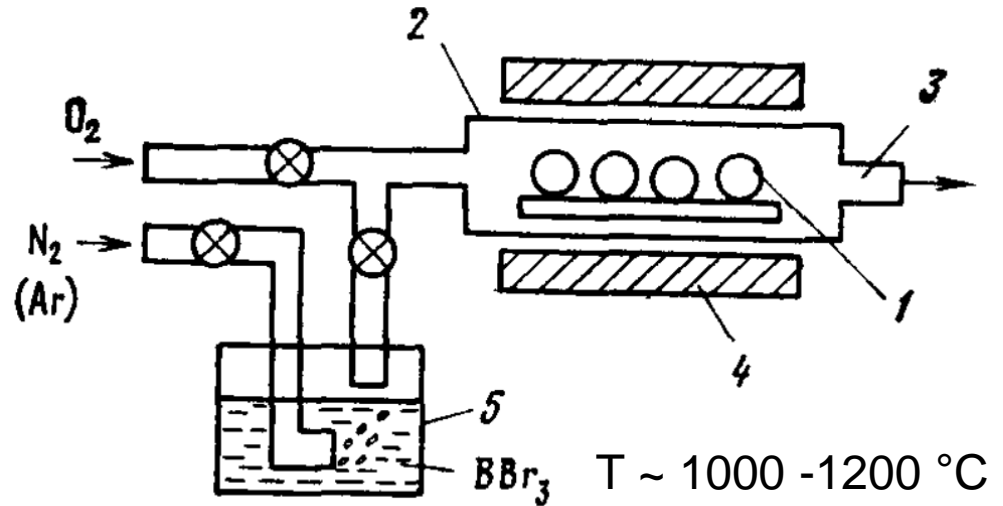
# Изготовление п/п диодов

## планарные диоды

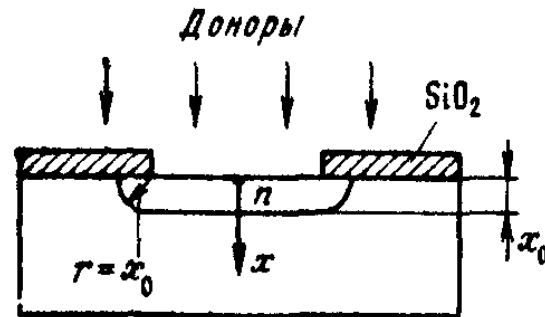
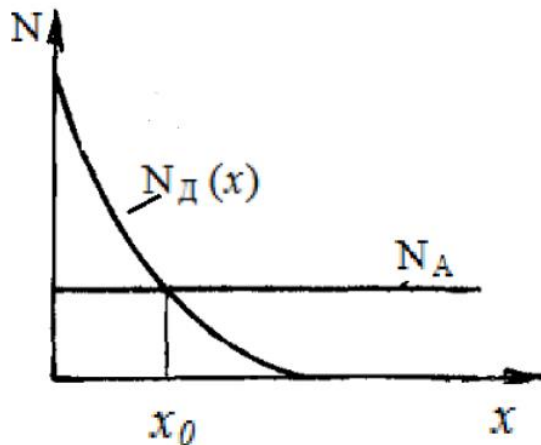
Особенности:

процесс медленный (более 1 часа) и хорошо управляемый

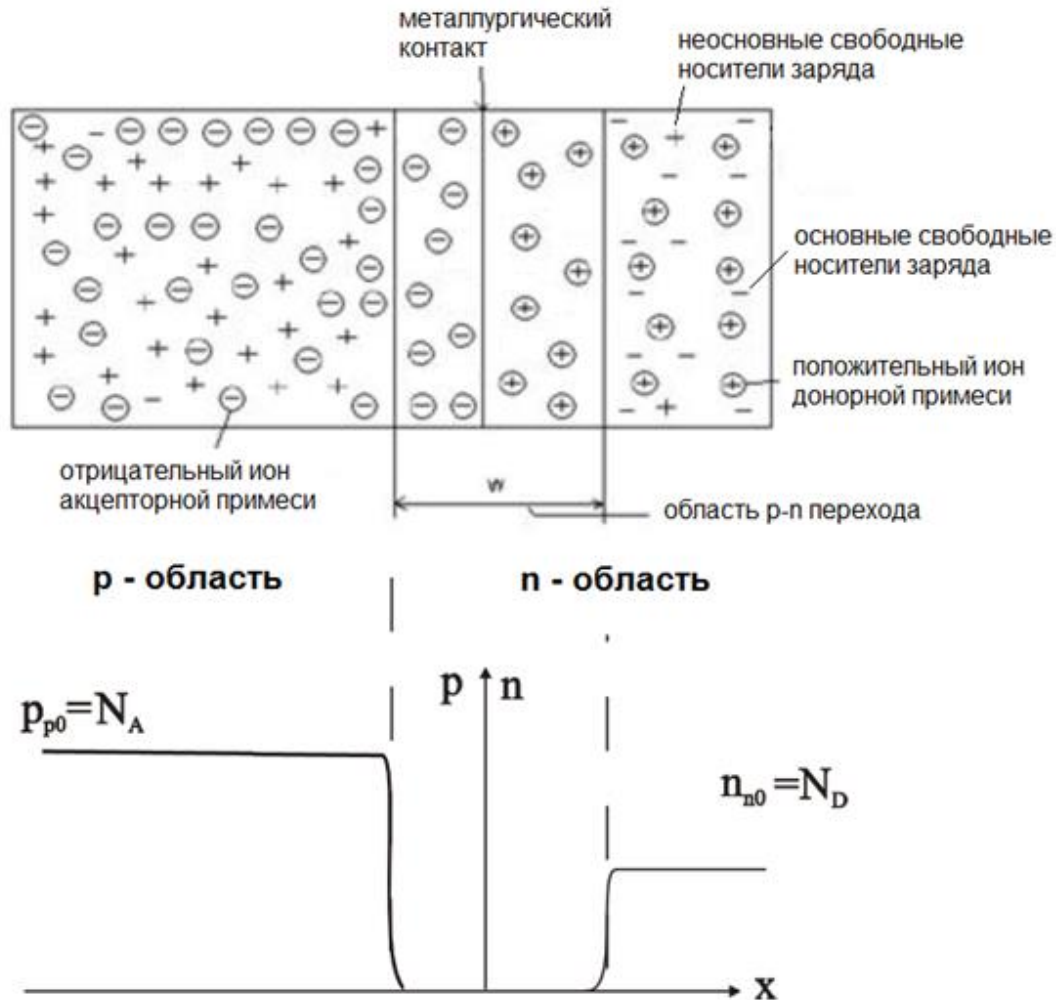
распределение примеси -  
плавное



1 – пластины, 2 – кварцевая труба, 3 – вывод для выхода газа носителя, 4 – нагреватель, 5 – сосуд с диффузантом

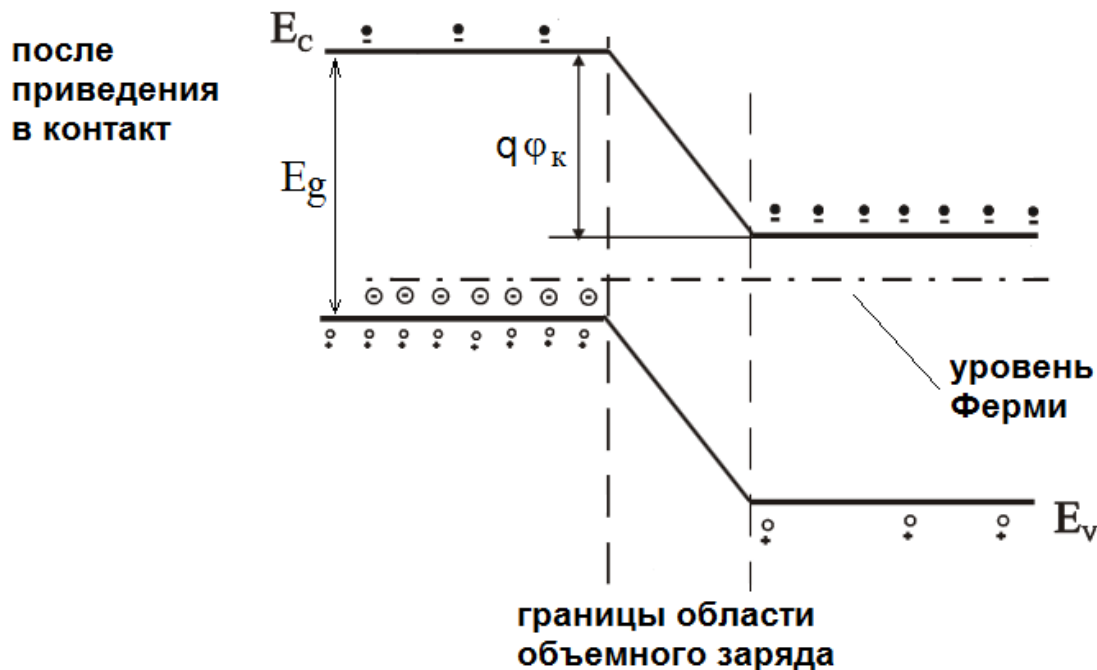
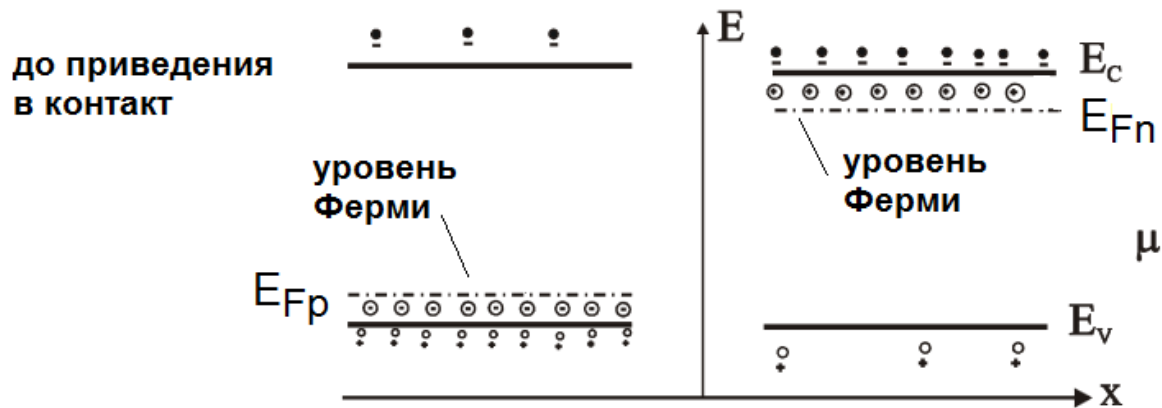


# Образование физического р-п перехода



$$n_{n0} \cdot p_{n0} = p_{p0} \cdot n_{p0} = n_i^2$$

# Зонная диаграмма p-n перехода



$$q\phi_k = E_g - (E_c - E_{Fn}) - (E_{Fp} - E_v) \quad \text{- контактная разность потенциалов}$$

# Контактная разность потенциалов

$$q \varphi_K = E_g - (E_c - E_{Fn}) - (E_{Fp} - E_v)$$

$$n_n = N_c \exp\left(-\frac{E_c - E_{Fn}}{kT}\right) \Rightarrow E_c - E_{Fn} = kT \ln\left(\frac{N_c}{n_n}\right)$$

$$p_p = N_v \exp\left(-\frac{E_{Fp} - E_v}{kT}\right) \Rightarrow E_{Fp} - E_v = kT \ln\left(\frac{N_v}{p_p}\right)$$

$$n_i^2 = N_c N_v \exp\left(-\frac{E_g}{kT}\right) \Rightarrow E_g = kT \ln\left(\frac{N_c N_v}{n_i^2}\right)$$

$$\varphi_K = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{n_n p_p}{n_i^2}\right)$$

с ростом температуры  $n_n \rightarrow n_i$ ,  $p_p \rightarrow n_i$

$$\varphi_K \rightarrow 0$$

# Фундаментальная система уравнений полупроводника

$$\Delta\varphi = (q/\varepsilon\varepsilon_0) \cdot (n - p + N_a - N_d)$$

- уравнение Пуассона

$$\frac{\partial n}{\partial t} = \frac{1}{q} \operatorname{div} \mathbf{j}_n - RG_n$$

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{1}{q} \operatorname{div} \mathbf{j}_p - RG_p$$

- уравнения непрерывности  
для электронов и дырок

+ кинетическое уравнение Больцмана

где:

$n, p$  - концентрация свободных носителей

$N_a, N_d$  - концентрация ионов примеси

$RG_n, RG_p$  - темп рекомбинации - генерации носителей

$\mathbf{j}_n, \mathbf{j}_p$  - плотности тока электронов и дырок (результат решения кинетического уравнения Больцмана)

# ФСУ в диффузионно-дрейфовом приближении

*решение кинетического уравнения Больцмана:*

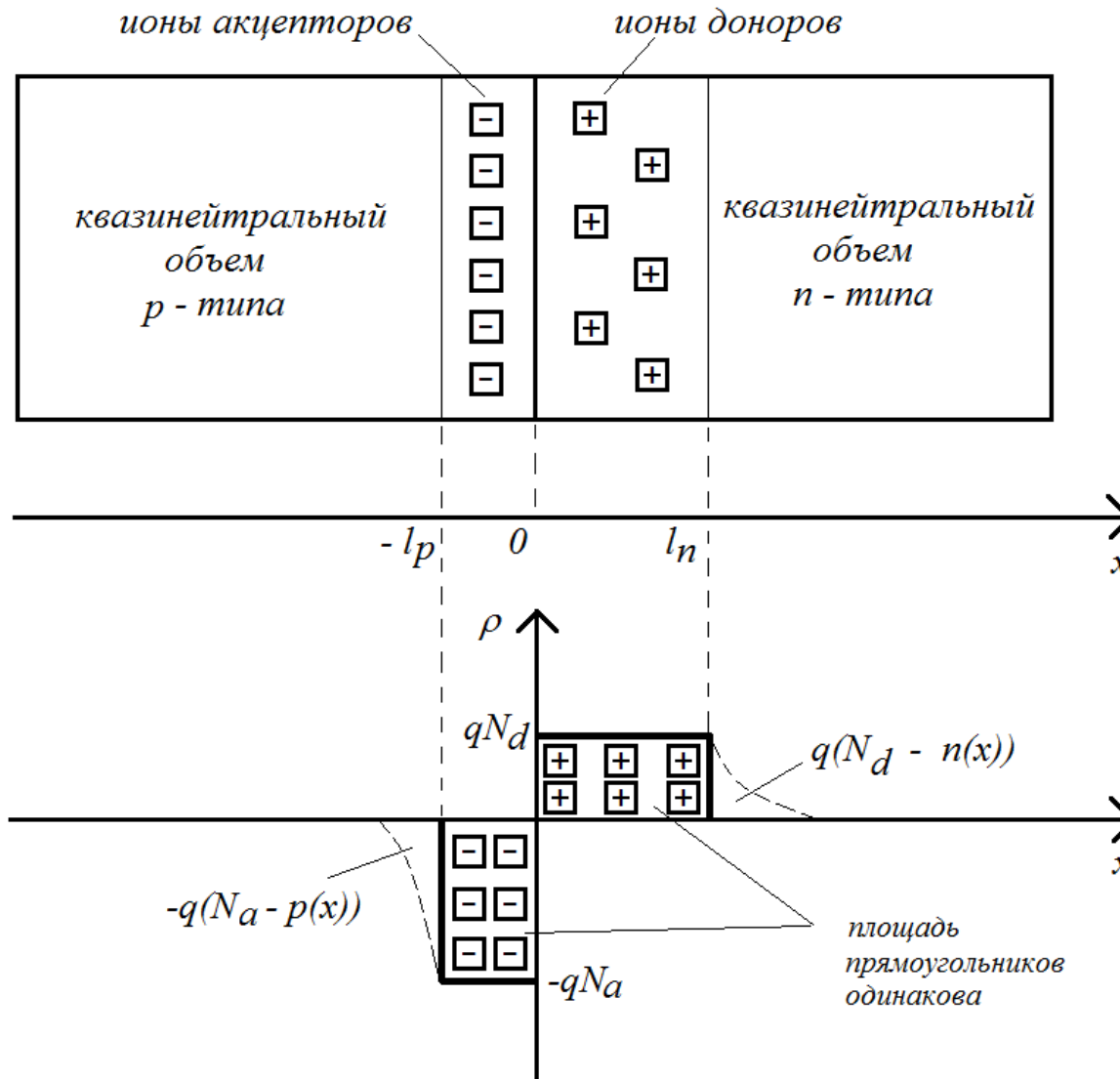
$$\begin{array}{ccc} \mathbf{j}_n = & qD_n \nabla n + qn\mu_n \boldsymbol{\varepsilon}, \\ \uparrow & & \uparrow \\ \text{диффузионная} & & \text{дрейфовая} \\ \text{составляющая} & & \text{составляющая} \\ \downarrow & & \downarrow \\ \mathbf{j}_p = & -qD_p \nabla p + qp\mu_p \boldsymbol{\varepsilon}, \end{array}$$

*где:*

$D_n, D_p$  - коэффициенты диффузии электронов и дырок

$\mu_n, \mu_p$  - подвижности электронов и дырок

# Плотность объемного заряда в р-п переходе



Приближения:

- полностью обедненный р-п переход (отсутствуют свободные носители в области р-п перехода)
- ступенчатый р-п переход

--- реальная плотность объемного заряда  
 — плотность заряда ступенчатого р-п перехода

## Уравнение Пуассона ступенчатого, полностью обедненного p-n перехода

$$\frac{d^2 \varphi_1}{dx^2} = -q N_d / \varepsilon \varepsilon_0, \quad 0 < x < l_n$$

$$\frac{d^2 \varphi_2}{dx^2} = q N_a / \varepsilon \varepsilon_0, \quad -l_p < x < 0$$

неизвестные:  $\varphi_1, \varphi_2, \frac{d\varphi_2}{dx}, \frac{d\varphi_1}{dx}, l_p, l_n$ ; требуется граничных условий: 6

1, 2 - равенство 0 поля на границах p-n перехода:  $\left. \frac{d\varphi_1}{dx} \right|_{x=l_n} = 0, \quad \left. \frac{d\varphi_2}{dx} \right|_{x=-l_p} = 0$

3, 4 - равенство потенциала 0 и  $\varphi_K$   
на границах p-n перехода:

$$\varphi_1(x=l_n) = \varphi_K, \quad \varphi_2(x=-l_p) = 0$$

5, 6 - непрерывность потенциала и  
поля в точке p-n перехода:

$$\varphi_1(x=0) = \varphi_2(x=0), \quad \left. \frac{d\varphi_1}{dx} \right|_{x=0} = \left. \frac{d\varphi_2}{dx} \right|_{x=0}$$

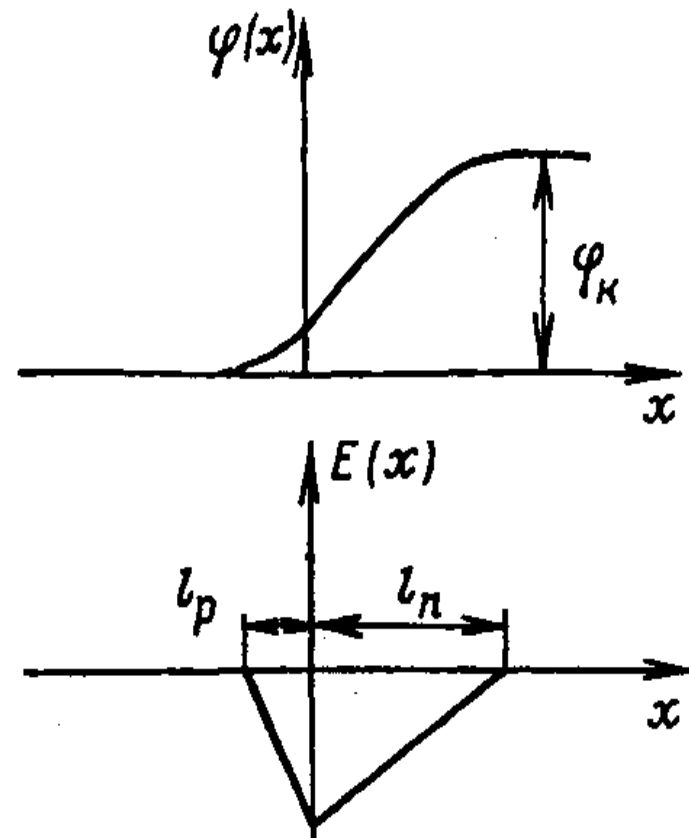
# Распределение потенциала и поля внутри р-п перехода

$$\varphi_1(x) = \varphi_K - \frac{q N_d}{2 \varepsilon \varepsilon_0} (l_n - x)^2$$

$$\varphi_2(x) = \frac{q N_a}{2 \varepsilon \varepsilon_0} (l_p + x)^2$$

$$E_1(x) = -\frac{d\varphi_1}{dx} = -\frac{q N_d}{\varepsilon \varepsilon_0} (l_n - x)$$

$$E_2(x) = -\frac{d\varphi_2}{dx} = -\frac{q N_a}{\varepsilon \varepsilon_0} (l_p + x)$$



# Ширина p-n перехода

Из граничного условия  $E_1(0) = E_2(0)$ :

$$\frac{l_n}{l_p} = \frac{N_a}{N_d}$$

Т.е. p-n переход распространяется в ту область, где примеси меньше

Отсюда некоторые соотношения:

$$\frac{l_n}{l} = \frac{l_n}{l_n + l_p} = \frac{l_n / l_p}{l_n / l_p + 1} = \frac{N_a / N_d}{N_a / N_d + 1} = \frac{N_a}{N_a + N_d} \quad (*)$$

Аналогично:  $\frac{l_p}{l} = \frac{N_d}{N_a + N_d} \quad (**)$

Из граничного условия  $\varphi_1(0) = \varphi_2(0)$ :

$$\varphi_k - \frac{q N_d}{2 \varepsilon \varepsilon_0} \cdot l_n^2 = \frac{q N_a}{2 \varepsilon \varepsilon_0} \cdot l_p^2$$

Используем (\*) и (\*\*) для замены  $l_n$  и  $l_p$ :

$$\varphi_k = \frac{q}{2 \varepsilon \varepsilon_0} \left[ \frac{N_d N_a^2}{(N_a + N_d)^2} + \frac{N_a N_d^2}{(N_a + N_d)^2} \right] \cdot l^2$$

Откуда:

$$l = \sqrt{\frac{2 \varepsilon \varepsilon_0 \varphi_k (N_a + N_d)}{q N_a N_d}}$$

- ширина p-n перехода

# Ширина реальных p-n переходов

Обозначения разных  
типов p-n переходов:

$$N_a \sim N_d \Rightarrow p-n$$

$$N_a \gg N_d \Rightarrow p^+ - n \quad \text{асимметричные}$$

$$N_a \ll N_d \Rightarrow p - n^+ \quad \text{p-n переходы}$$

$$N_a \sim n_i \Rightarrow \pi - n$$

$$N_d \sim n_i \Rightarrow p - \nu$$

Обозначение области с  
собственной проводимостью:  $i$

Обозначение вырожденной области:  $p^{++}, n^{++}$

Типичная ширина p-n переходов:

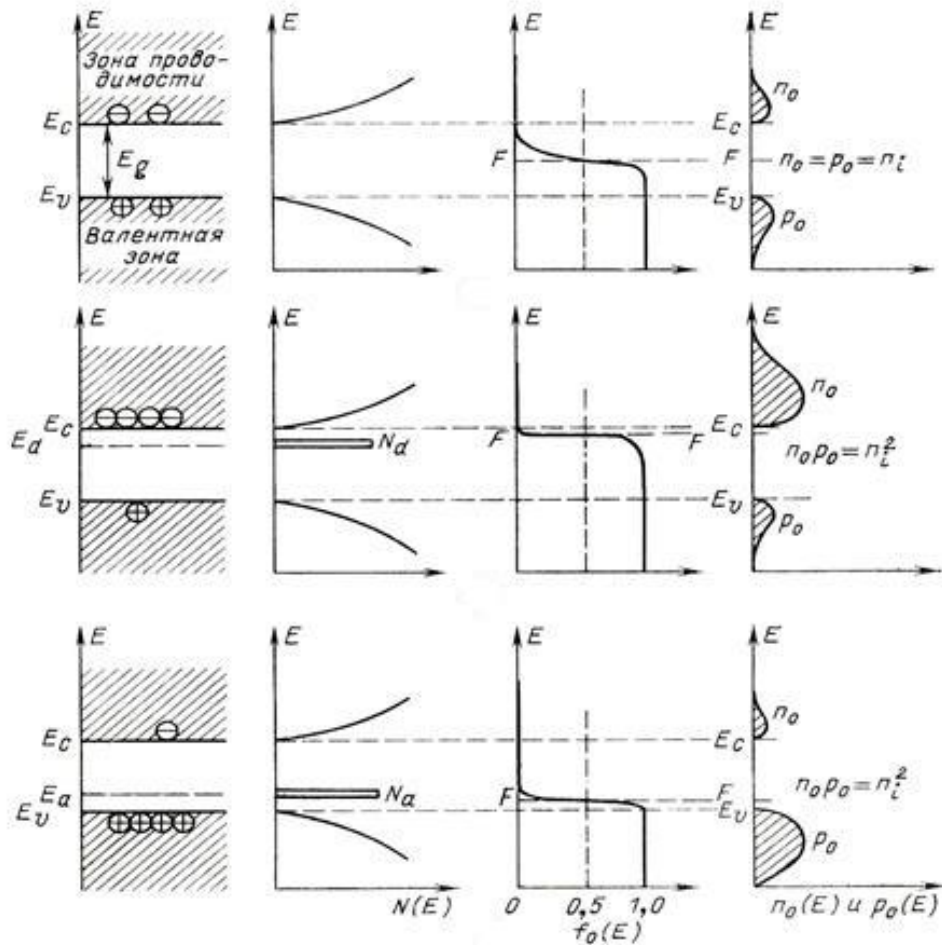
туннельный диод  $\sim 50 - 100 \text{ \AA}$

обычный диод  $\sim 1 \text{ мкм}$

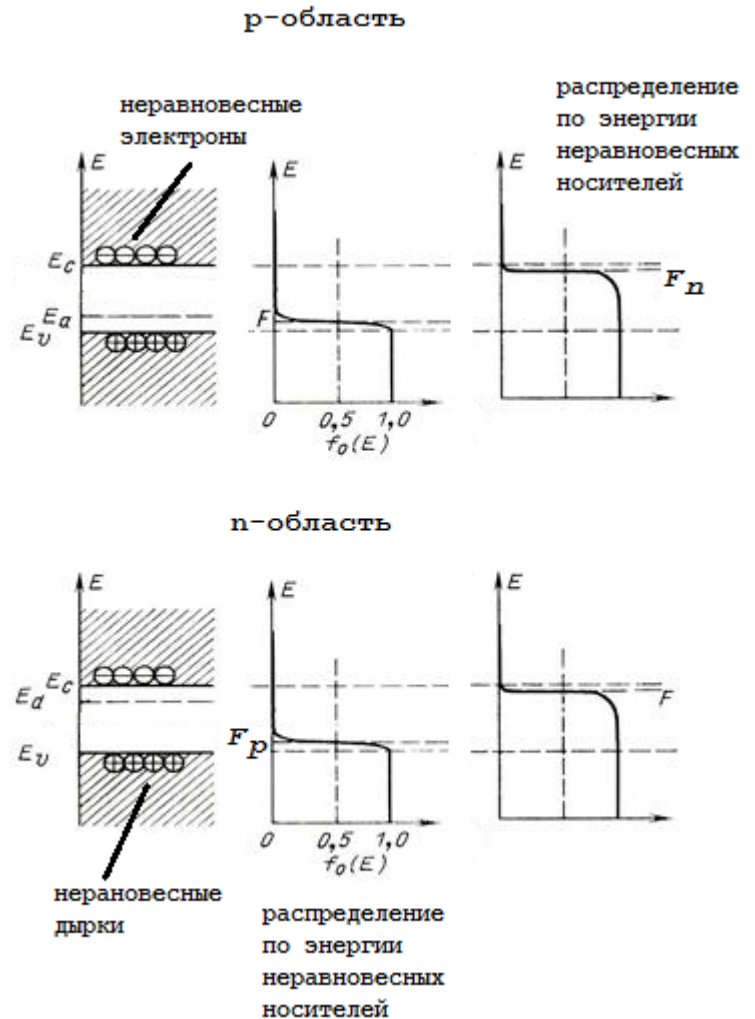
высоковольтный диод  $\sim 10 - 20 \text{ мкм}$

# Квазиуровни Ферми

в состоянии термодинамического равновесия:



при прямом смещении:



# Механизмы токопрохождения через p-n переход

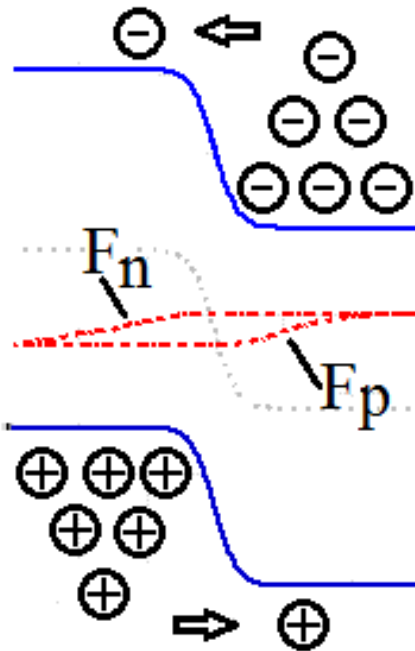
## При прямом смещении:

- 1) Инжекция неосновных носителей. Рассмотрен Шокли в 1948 г. Преобладает в узкозонных п/п (Ge, InSb) при любых прямых смещениях, в широкозонных п/п — при больших прямых смещениях
- 2) Рекомбинация электронов и дырок внутри p-n перехода. Предложен в теории p-n перехода Са-Нойса-Шокли (СНШ) в 1957 г. Преобладает в широкозонных п/п при малых прямых смещениях.
- 3) Туннельный эффект. Преобладает в очень узких p-n переходах ( $I < 100 \text{ \AA}$ ). Первый туннельный диод — 1957 г (Лео Эсаки — Нобелевская премия).

## При обратном смещении:

- 1) Тепловая генерация электронно-дырочных пар в толще p и n областей. Преобладает в узкозонных п/п. В широкозонных п/п только при высоких температурах (в Si — при  $T > 150 \text{ C}$ )
- 2) Тепловая генерация электронно-дырочных пар внутри p-n перехода. Преобладает в широкозонных п/п только при нормальной температуре
- 3) Туннельный эффект - в низковольтных стабилитронах

# Инжекция неосновных носителей



Характерная  
зависимость тока от  
напряжения:

$$I \sim \exp\left(\frac{V}{\varphi_T}\right)$$

$$E_K = \frac{m_e v^2}{2} = \frac{m_e}{2} (v_x^2 + v_y^2 + v_z^2) = E_{Kx} + E_{Ky} + E_{Kz}$$

**Без рассеяния:**

$$E_{Kx} < q(\varphi_K - V), \quad 0 \leq E_{Ky}, E_{Kz} < \infty \quad - \text{отражение от барьера}$$

$$E_{Kx} > q(\varphi_K - V), \quad 0 \leq E_{Ky}, E_{Kz} < \infty \quad - \text{надбарьерная эмиссия (инжекция неосновных носителей)}$$

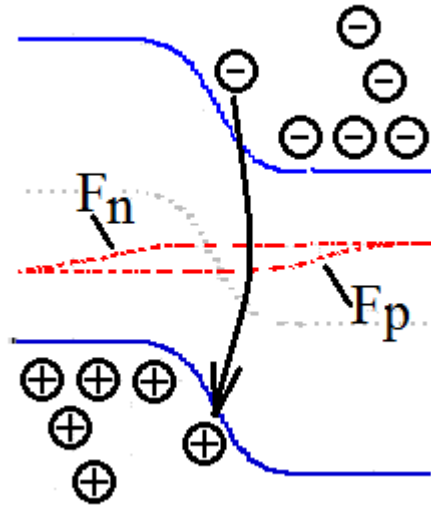
**Влияние рассеяния в p-n переходе:**

- на ионах примеси: упругое (меняется только направление движения), не препятствует прохождению над барьером

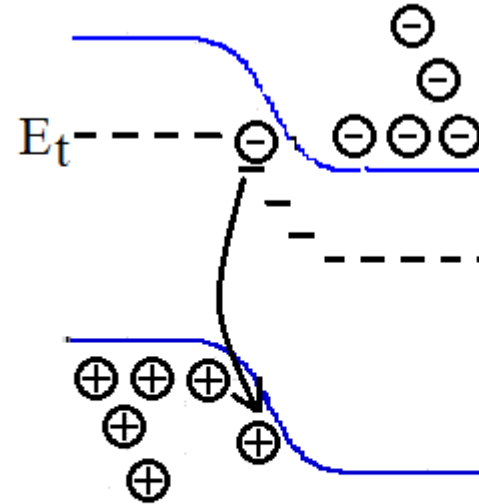
- на тепловых колебаниях решетки (на фононах): изменение энергии на величину до 0.04 эВ (энергия оптических фононов), может как препятствовать, так и помогать инжекции

# Рекомбинация электронов и дырок внутри р-п перехода

В идеальном р-п переходе:



В реальном р-п переходе:



$E_t$  - глубокие рекомбинационные уровни (ловушки)

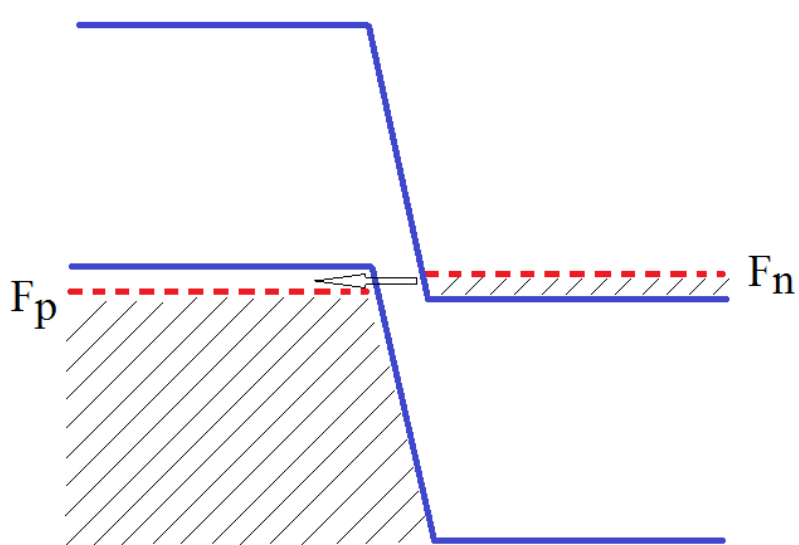
Характерная зависимость тока от напряжения: 
$$I \sim \exp\left(\frac{V}{2\varphi_T}\right)$$

Глубокие примесные уровни: Au, Cu, Ni

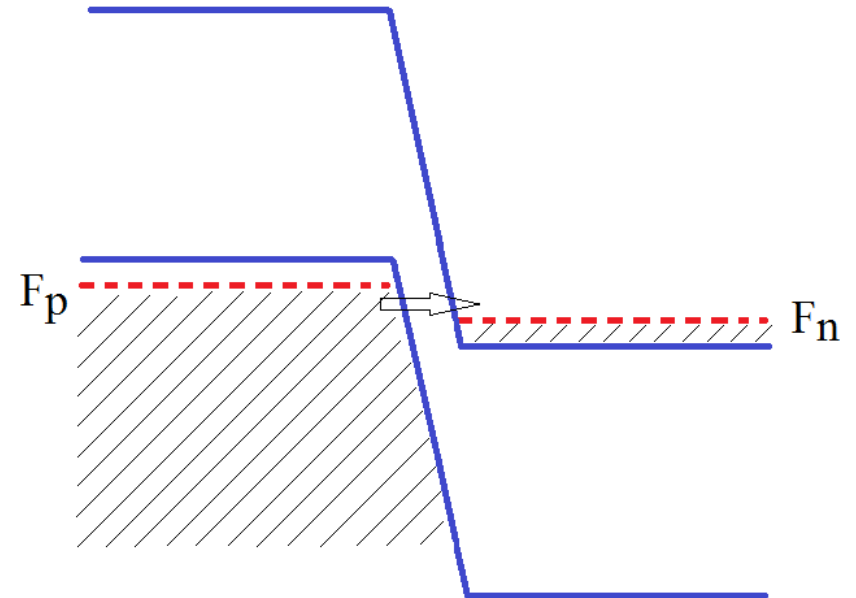
Чем чище п/п, тем меньше прямой ток рекомбинации.

Даже после глубокой очистки концентрация примеси  $\sim 10^{11} \text{ см}^{-3}$

# Туннелирование электронов через р-n переход



при прямом смещении



при обратном смещении

# ВАХ диода

$$I_D = I_S \left( \exp \left( \frac{V_D - I_D R_S}{N \phi_T} \right) - 1 \right)$$

$I_D$  - ток диода

$I_S$  - ток насыщения

$V_D$  - напряжение, приложенное к диоду

$I_D R_S$  - падение напряжения на объеме п/п (вне р-п перехода)

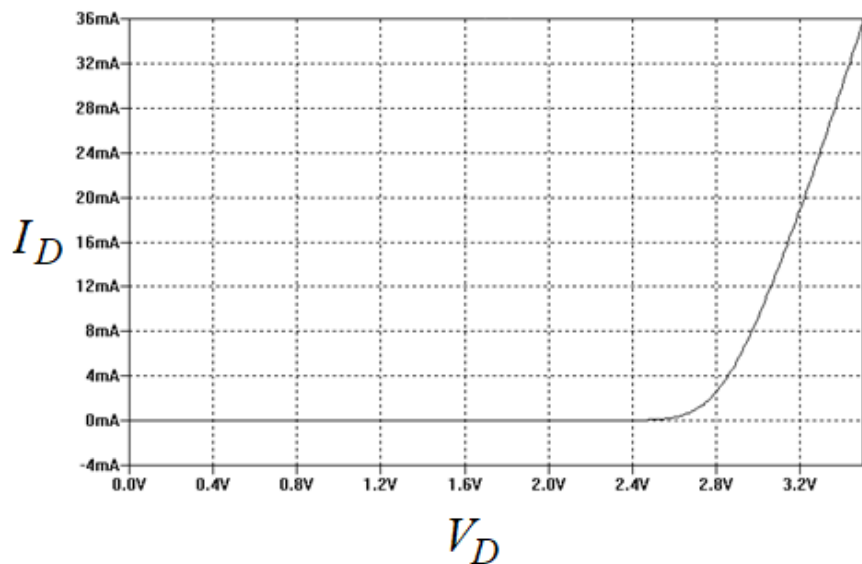
$V_D - I_D R_S$  - напряжение, приложенное к р-п переходу

$\phi_T$  - тепловой потенциал

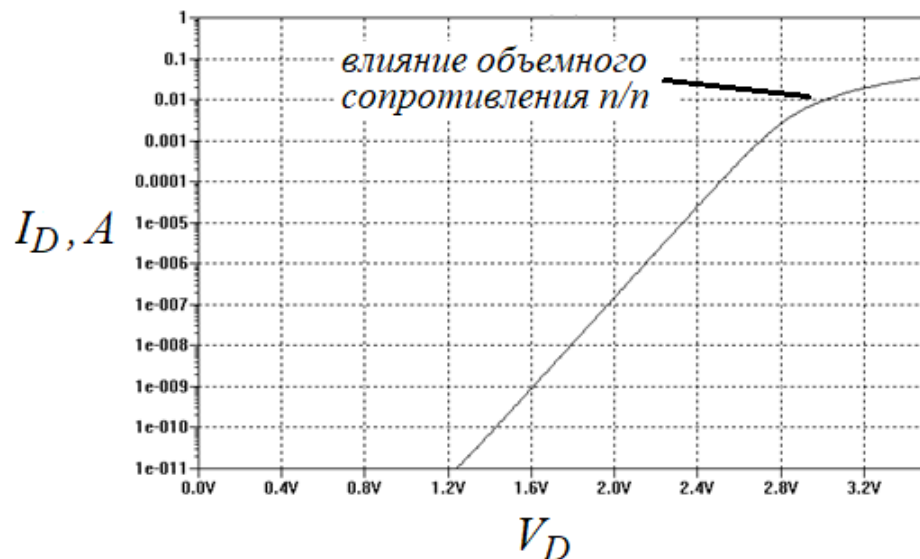
$N$  - коэффициент инжекции (emission coefficient)

$R_S$  - сопротивление насыщения

*ВАХ светодиода*



*ВАХ светодиода в полулогарифмических координатах*



# Ток насыщения в узкозонных и широкозонных полупроводниках

**В узкозонных полупроводниках:**

$$I_S = q S_{p-n} \left( \frac{D_p}{L_p} p_n + \frac{D_n}{L_n} n_p \right)$$

$S_{p-n}$  - площадь p-n перехода

$D_p, D_n$  - коэффициенты диффузии дырок и электронов

$L_p, L_n$  - диффузионная длина (расстояние, на котором концентрация неравновесных носителей убывает в  $e$  раз)

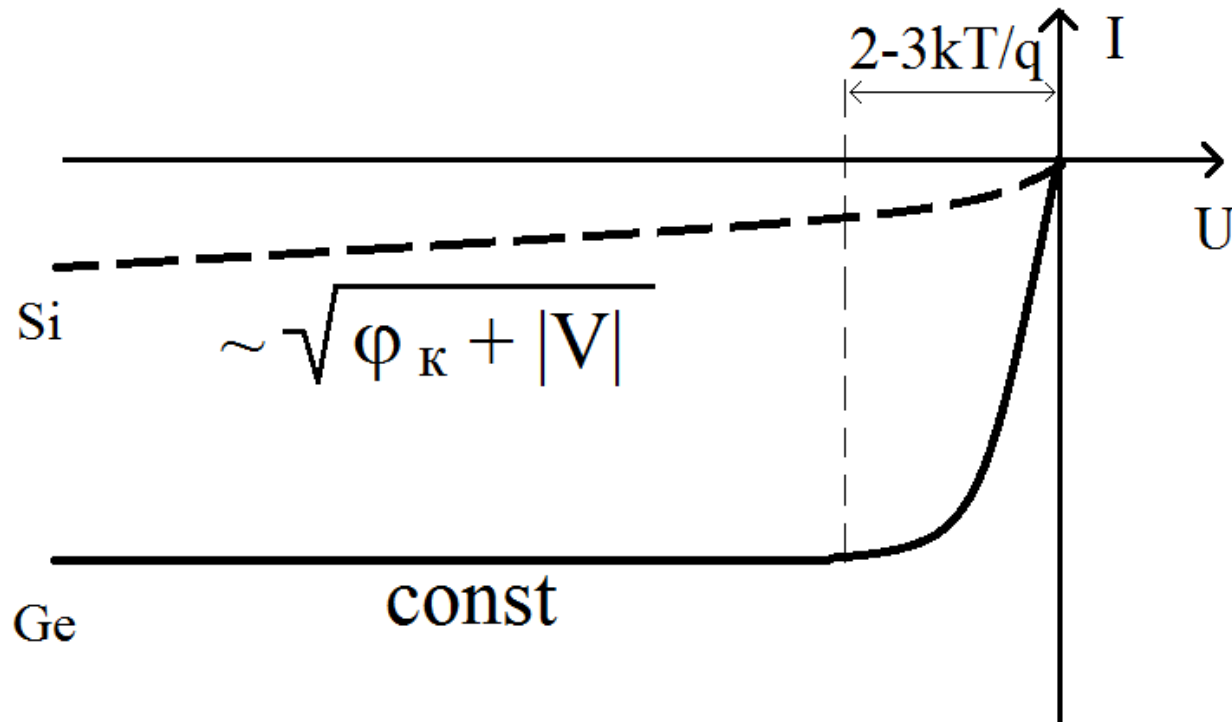
**В широкозонных полупроводниках:**

$$I_S = q S_{p-n} \frac{n_i}{2 \tau_i} L_{p-n} (V)$$

$L_{p-n}$  - ширина p-n перехода

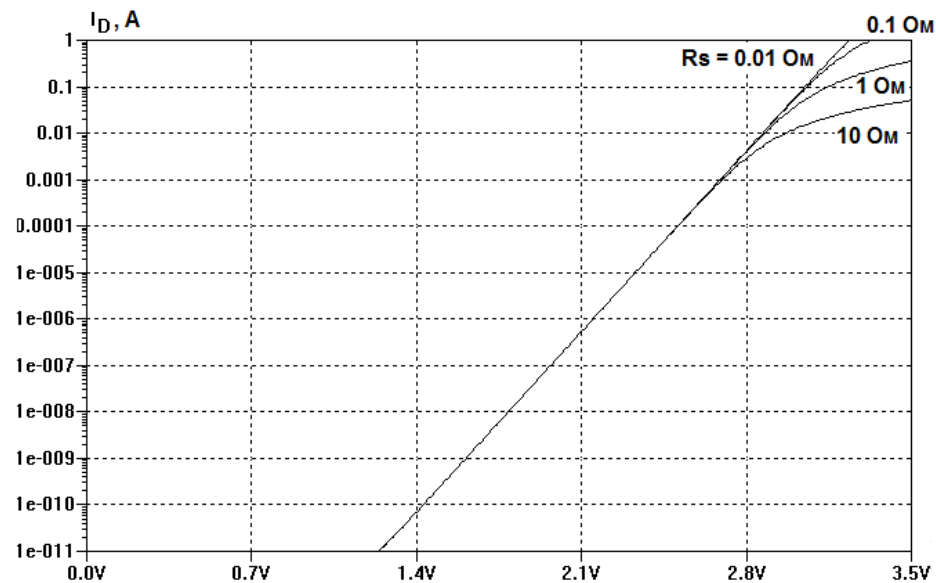
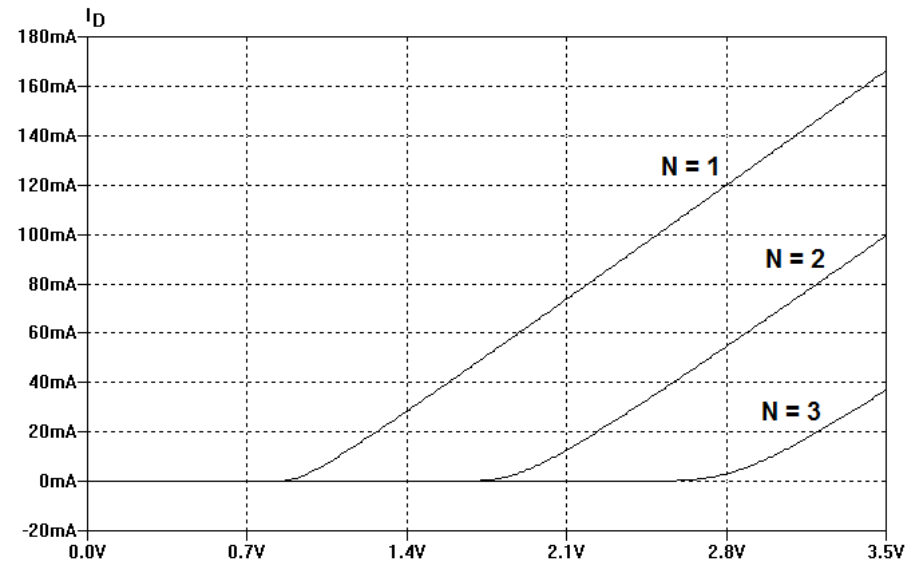
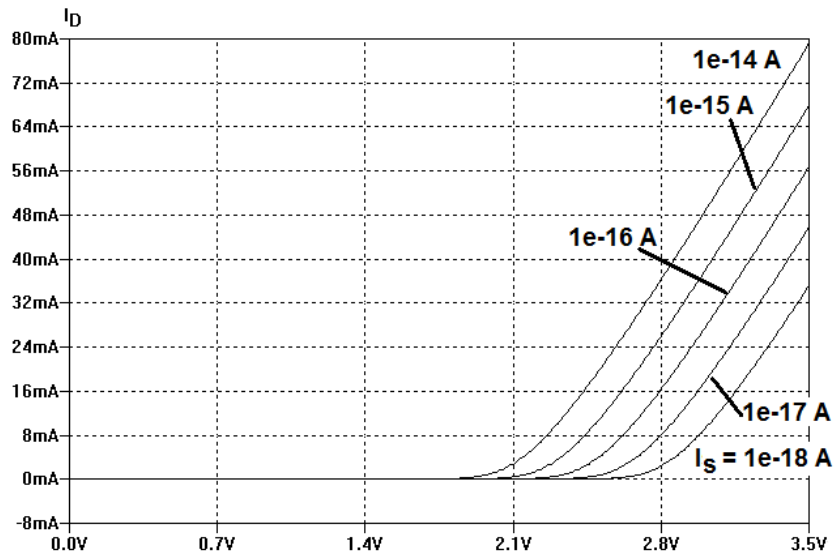
$\tau_i$  - время жизни носителей в собственном полупроводнике

# Обратная ветвь ВАХ диода



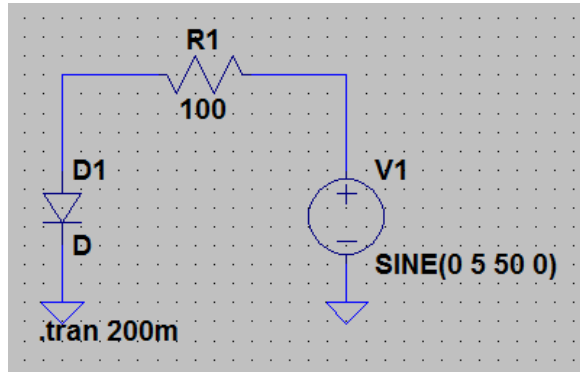
$$\frac{I_s(Ge)}{I_s(Si)} \sim 1000$$

# Влияние $I_s$ , $N$ , $R_s$ на вид ВАХ



# SPICE-модели п/п приборов

графическое представление схемы



SPICE-описание схемы

Описание схемы

```
* Diod
D1 N001 0 1N914
R1 N002 N001 100
V1 N002 0 SINE(0 5 50 0)
.model 1N914 D(Is=2.52n Rs=.568 N=1.752)
.tran 200m
.end
```

Описание модели

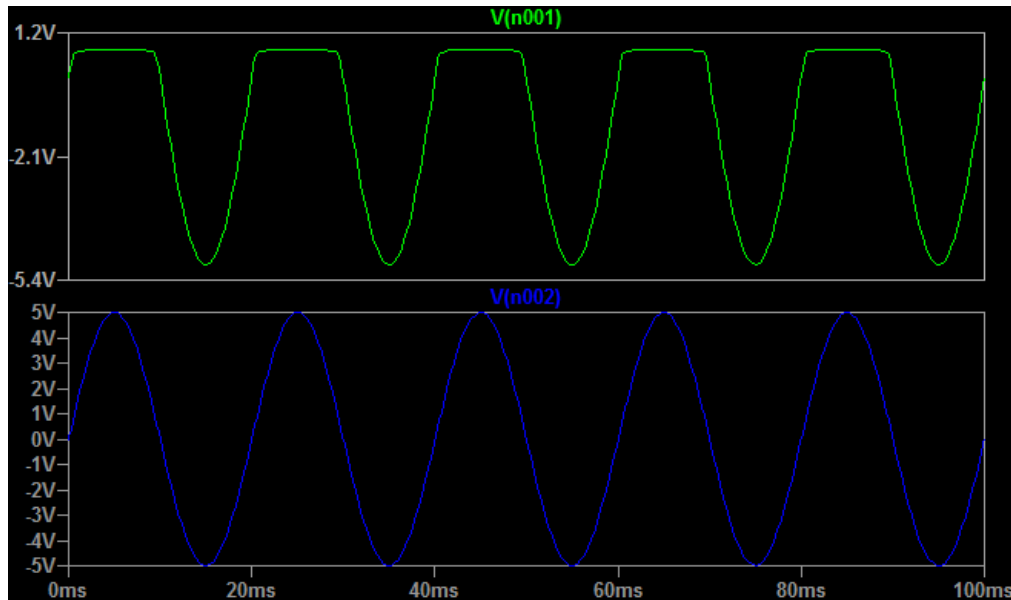
директива выполнения анализа переходных процессов

ИМЯ модели

ТИП модели

параметры модели

С точки зрения моделирования оба представления эквивалентны



Преимущество SPICE-описания:

возможность пакетной обработки  
большого объема симуляций

# Барьерная емкость р-п перехода

$$C_{бар} = \frac{\epsilon \epsilon_0 S_{p-n}}{L_{p-n}(V)}$$

Ширина р-п перехода при наличии смещения:

$$L_{p-n} = \sqrt{\frac{2 \epsilon \epsilon_0 \varphi_k (N_a + N_d)}{q N_a N_d}} \Rightarrow L_{p-n}(V) = \sqrt{\frac{2 \epsilon \epsilon_0 (\varphi_k - V) (N_a + N_d)}{q N_a N_d}}$$

$$C_{бар} \sim \frac{1}{\sqrt{\varphi_k + V}} \quad - \text{ в приближении ступенчатого р-п перехода}$$

$$C_{бар} \sim \frac{1}{\sqrt[3]{\varphi_k + V}} \quad - \text{ в приближении линейного р-п перехода}$$

Типичная величина: единицы пФ (обычные диоды) — сотни пФ (варикапы)

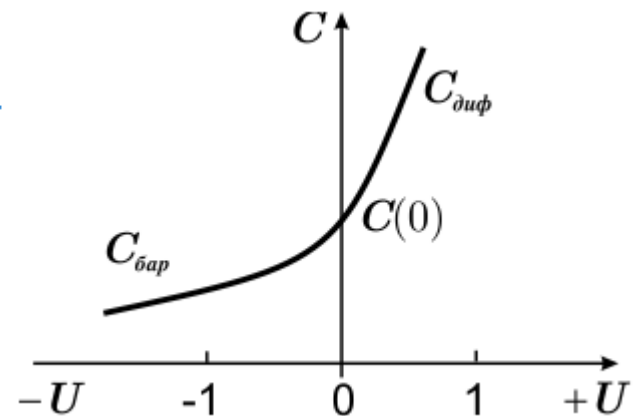
# Диффузионная емкость р-п перехода

Диффузионная емкость — емкость, обусловленная неосновными носителями, инжектированными в базу (база — слабо легированная область р-п перехода, в которую преимущественно идет инжекция).

$$C_{\text{диф}} = \frac{dQ_{\text{инж}}}{dU_{\text{пр}}} \quad U_{\text{пр}} - \text{напряжение прямого смещения р-п перехода}$$

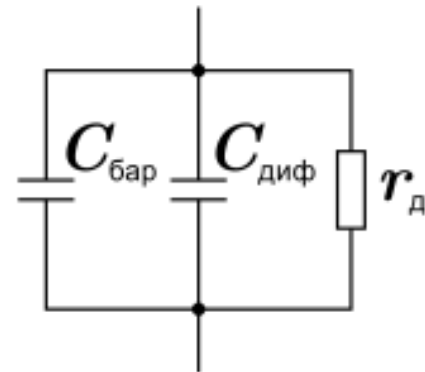
$$Q_{\text{инж}} = \tau I_D \quad \tau - \text{время жизни неосновных носителей}$$

$$C_{\text{диф}} = \frac{\tau I_D}{N \varphi_T} \quad I_D - \text{прямой ток через р-п переход}$$



частотная зависимость:

$$C_{\text{диф}}(\omega) \sim \frac{1}{\sqrt{\omega}} \quad \begin{array}{l} \text{инжектированные носители} \\ \text{не успевают диффундировать} \\ \text{вглубь базы при изменении} \\ \text{полярности смещения} \end{array}$$



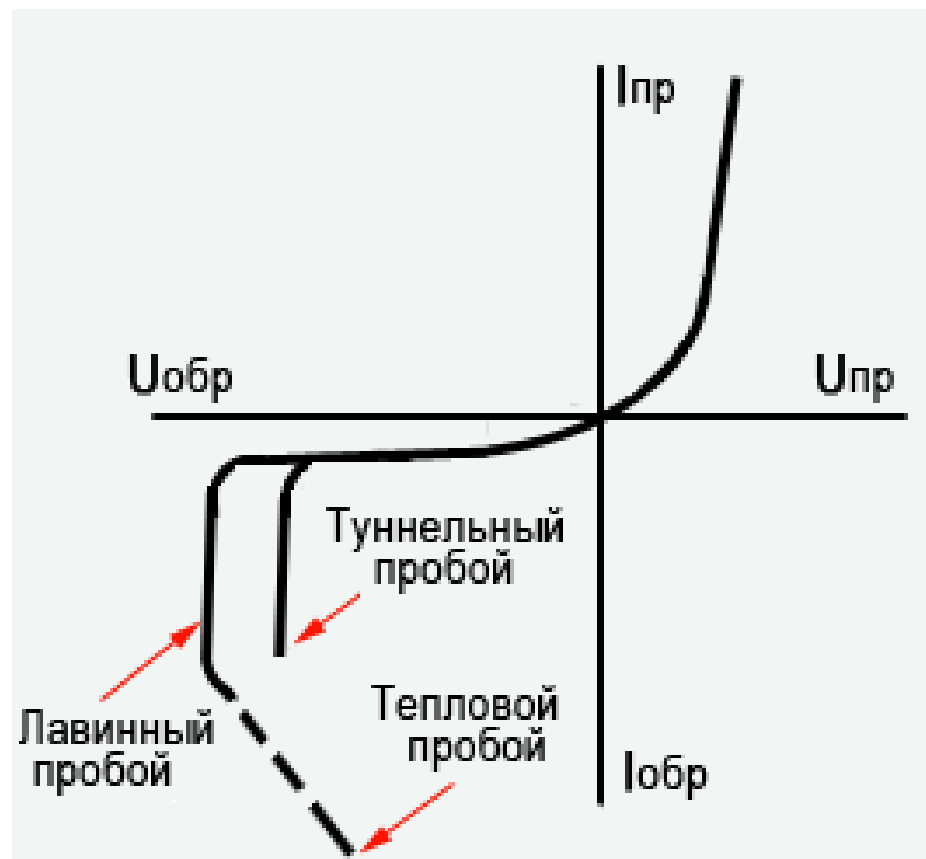
Типичная величина: единицы мкФ

# Виды пробоя p-n перехода

- лавинный пробой (при ширине p-n перехода более 0,1 мкм; причина — явление ударной ионизации в поле p-n перехода)

- тепловой пробой (возникает при недостаточном теплоотводе в условиях лавинного пробоя)

- туннельный пробой (при толщине p-n перехода менее 0.01 мкм)

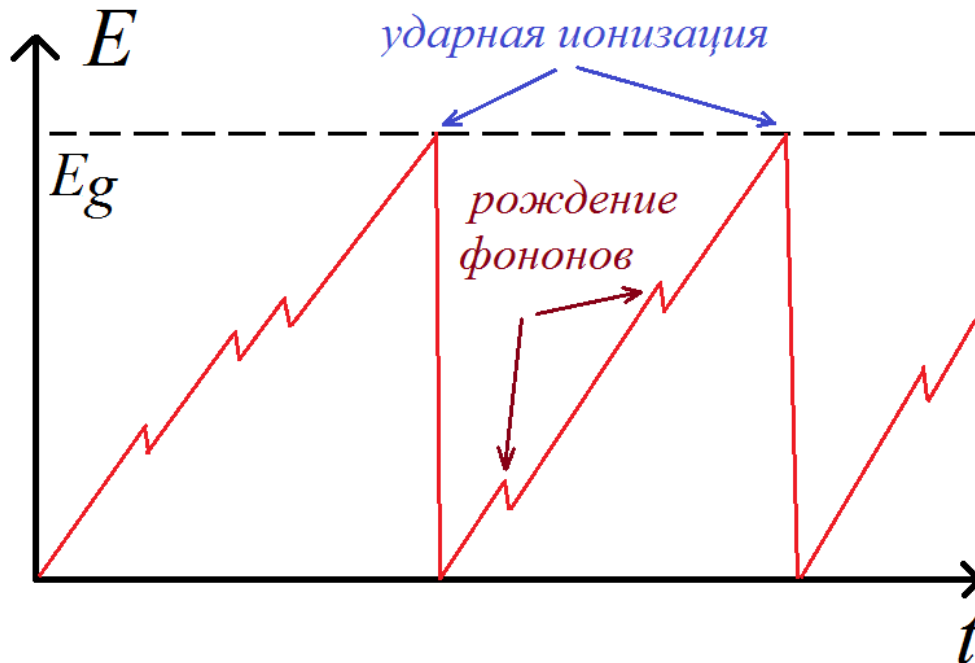
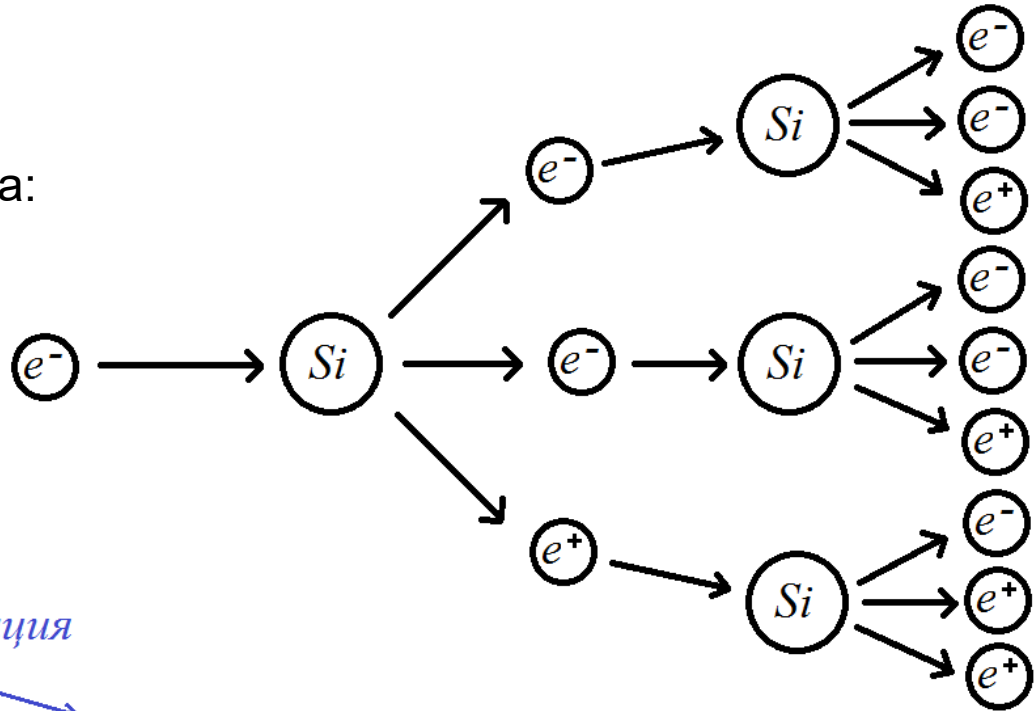


Если  $U_{проб} < 2.5 \text{ В}$  — туннельный пробой

$U_{проб} > 5 \text{ В}$  — лавинный пробой

# Лавинный пробой

Отличие от теории ударной ионизации в газах Таунсенда:  
в п/п подвижны не только электроны,  
но и дырки

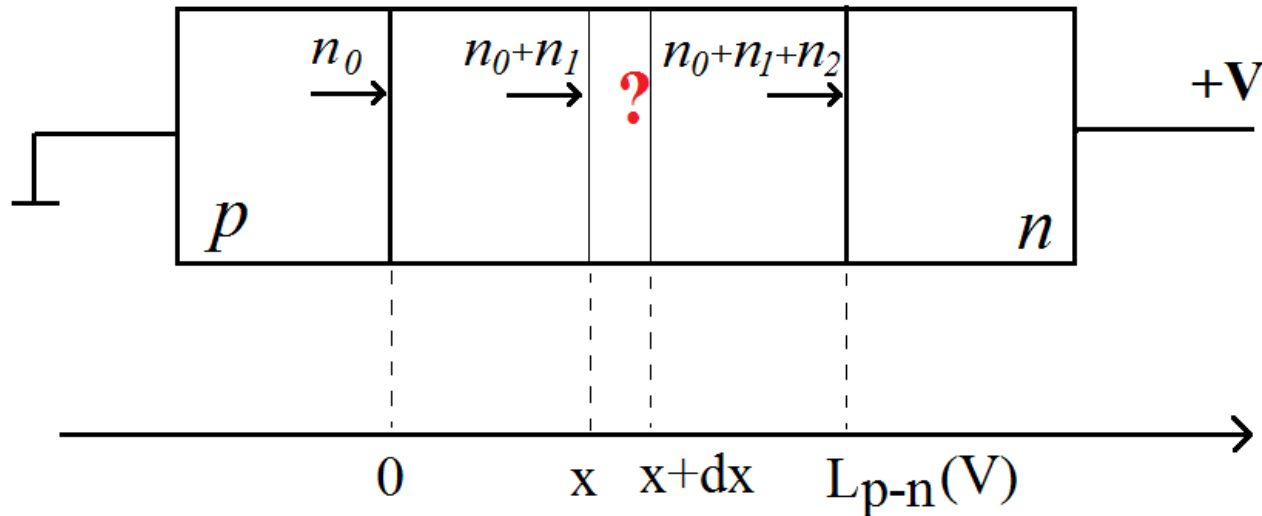


Длина свободного пробега  
электрона и дырки, вызывающей  
ударную ионизацию: 20-30 Å

Электроны и дырки с энергией  
 $\sim E_g$  - горячие носители  
( $T \sim 30000$  K)

# Критерий лавинного пробоя р-п перехода

Коэффициенты ударной ионизации —  $\alpha_n$ ,  $\alpha_p$  — количество электронно-дырочных пар, образованных одним свободным носителем на пути в 1 см (размерность -  $[\text{см}^{-1}]$ )



$n_0$  — неосновные носители р-области, влетающие в р-п переход

$n_1$  — количество электронов, образовавшихся в р-п переходе на пути от  $0$  до  $x$  в результате ударной ионизации

$n_2$  — количество электронов, образовавшихся в р-п переходе на пути от  $x$  до  $L_{p-n}$  в результате ударной ионизации

$$dn = (n_0 + n_1) \alpha_n(x) dx + n_2 \alpha_p(x) dx$$

считаем, что  $\alpha_n(x) = \alpha_p(x)$ , тогда:  $dn = (n_0 + n_1 + n_2) \alpha_n(x) dx$

Обозначим  $n_0 + n_1 + n_2 = n$ , тогда  $\int_{n_0}^n dn = \int_0^{L_{p-n}(V)} n \alpha_n(x) dx$

$$n - n_0 = n \int_0^{L_{p-n}(V)} \alpha_n(x) dx$$

Введем  $M_n = \frac{n}{n_0}$  – коэффициент умножения электронов

$$1 - \frac{1}{M_n} = \int_0^{L_{p-n}(V)} \alpha_n(x) dx$$

$$M_n = \frac{1}{1 - \int_0^{L_{p-n}(V)} \alpha_n(x) dx}$$

$$\int_0^{L_{p-n}(V)} \alpha_n(x) dx = 1 \quad \text{— критерий лавинного пробоя}$$

Т.е. для начала лавинного пробоя необходимо, чтобы каждый электрон и дырка образовали по одной паре на ширине р-п перехода

Физическая особенность рождения в среднем одной электронно-дырочной пары при пролете электрона или дырки через р-п переход:

Если ударная ионизация отсутствует, то электрон, влетевший в р-п переход из р-области, вызывает одиночный импульс тока.

Если произошло рождение электронно-дырочной пары, то n-области достигают 2 электрона. При этом дырка, появившаяся в р-п переходе при ударной ионизации, движется от n-области к р-области. Согласно критерию, она также обеспечивает рождение электронно-дырочной пары. Родившийся электрон начинает движение в сторону n-области и ток через р-п переход становится самоподдерживающимся.

# Зависимость напряжения пробоя от степени легирования

$$\frac{L_0^2}{2} \int_0^{|E(0)|} \alpha_n(E) dE = 1$$

где  $L_0 = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0}{qN_B}}$  – характеристическая ширина  $p-n$  перехода

$\alpha_n(E) = a_n \exp(-b_n/E)$  – эмпирическая зависимость коэффициентов ударной ионизации от напряженности

$\alpha_p(E) = a_p \exp(-b_p/E)$  электрического поля

$$V_{\text{проб}} = 60 \left( \frac{E_g}{1,1} \right)^{1,5} \left( \frac{10^{16}}{N_B} \right)^{0,75}, B$$

Температурная зависимость напряжения пробоя:

$$K_{V_{\text{проб}}} = \frac{1}{V_{\text{проб}}} \frac{dV_{\text{проб}}}{dT} > 0,$$

т.к. с ростом температуры уменьшается длина свободного пробега электронов и дырок

# Выпрямительные низкочастотные диоды

## Основное назначение:

выпрямление переменного тока в источниках питания

## Классификация:

- диоды малой мощности ( $I < 300 \text{ mA}$ )
- диоды средней мощности ( $300 \text{ mA} < I < 10 \text{ A}$ )
- силовые диоды ( $I > 10 \text{ A}$ )

## Основные параметры:

- $V_{RRM}$  (Maximum Peak Repetitive Reverse Voltage) - максимальное пиковое повторяющееся обратное напряжение
- $I_{FSM}$  (Non-Repetitive Forward Surge Current) — максимальный ударный прямой ток (при котором превышает допустимая температура перехода, но который появляется редко с ограниченным числом повторений)
- $I_{F(AV)}$  (Maximum Average Forward Current) — максимальный средний прямой ток
- $V_{FM}$  (Maximum Forward Voltage Drop) — максимальное падение напряжения на диоде при прямом включении
- $I_{RM}$  (Maximum Reverse Leakage Current) — обратный ток
- $R_{thJC}$  (Junction-to-Case Thermal Resistance) — тепловое сопротивление p-n переход - корпус

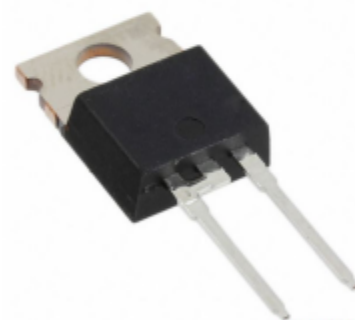
$$\Delta T = R_{\theta} P$$



1N4007,

$I_{FSM} = 1 \text{ A}$

$V_{RRM} = 1200 \text{ V}$

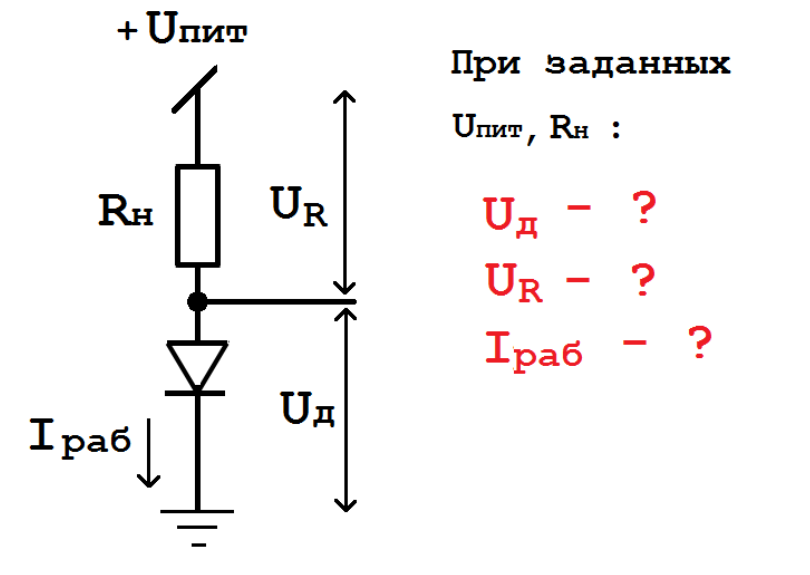


VS-20ETS

$I_{FSM} = 20 \text{ A}$

$V_{RRM} = 1200 \text{ V}$

# Построение нагрузочной прямой



## аналитическое решение

$$\left\{ \begin{array}{ll} I_R = U_R / R_n & - \text{ВАХ резистора} \\ I_D = f(U_D) & - \text{ВАХ диода} \\ U_{пит} = U_D + U_R & - \text{II правило Кирхгофа} \\ I_R = I_D & - \text{I правило Кирхгофа} \end{array} \right.$$

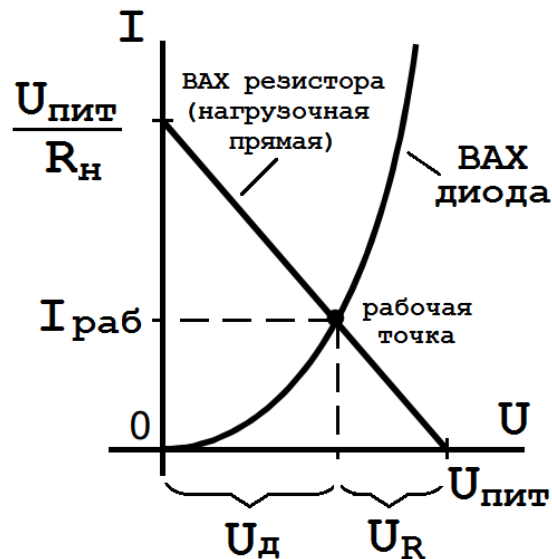
## графическое решение

$$I_R = U_R / R_n$$

↓

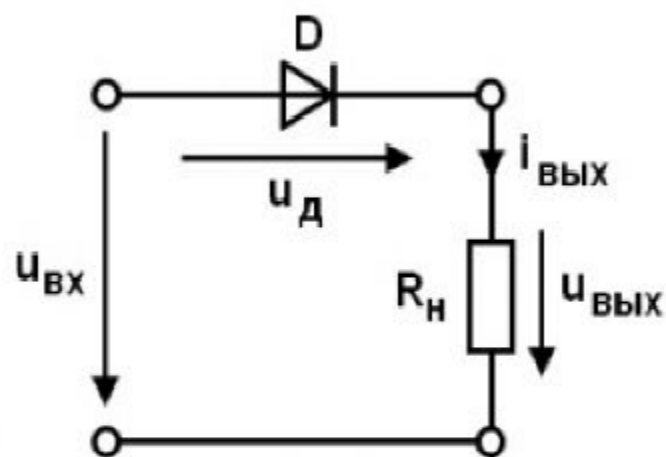
$$I_D = \frac{U_{пит} - U_D}{R_n} \quad - \quad \text{ВАХ резистора в координатах } I_D - U_D$$

при  $U_D = 0$ :  $I_D = U_{пит} / R_n$   
 при  $I_D = 0$ :  $U_D = U_{пит}$

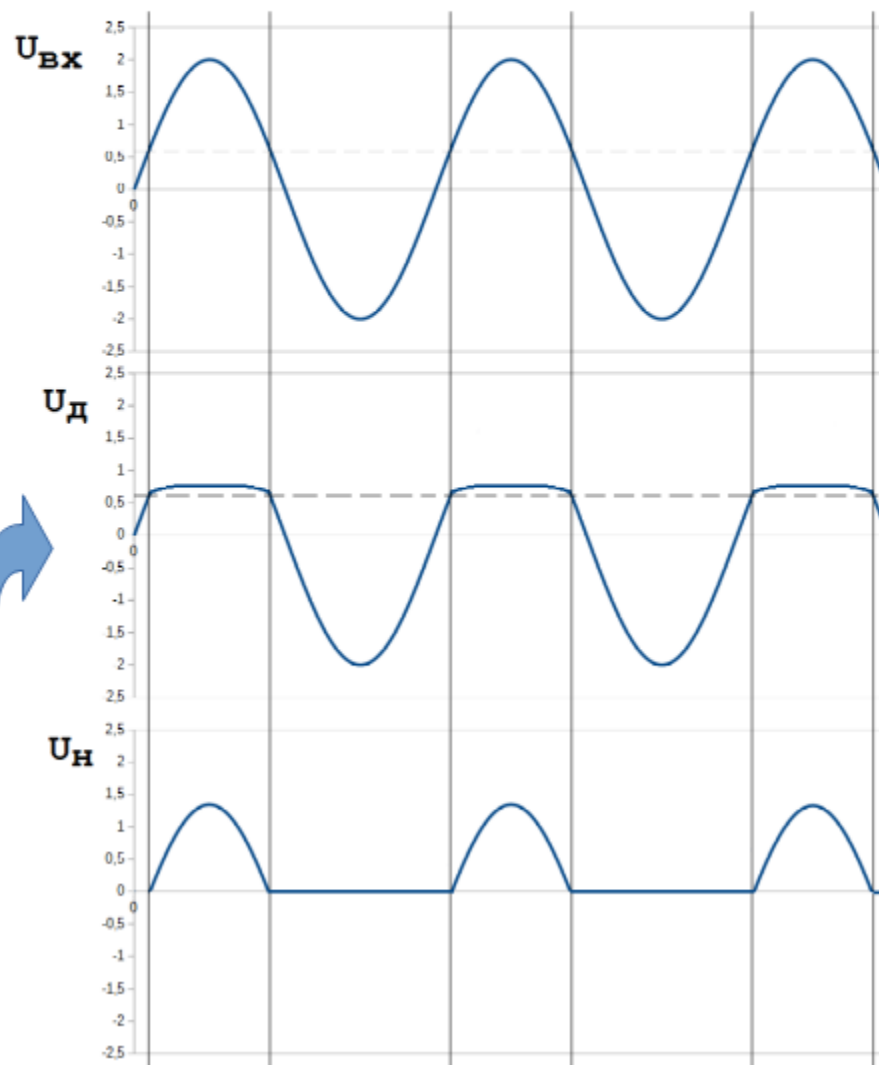


# Применение выпрямительных диодов

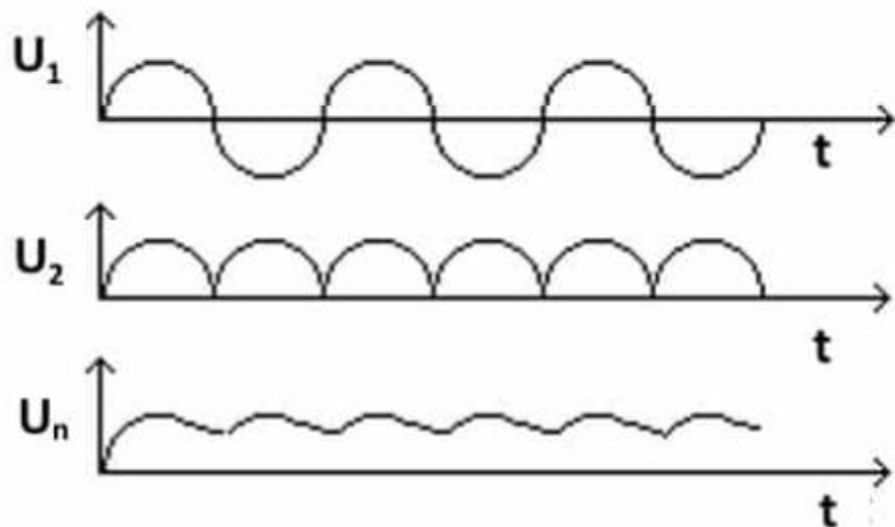
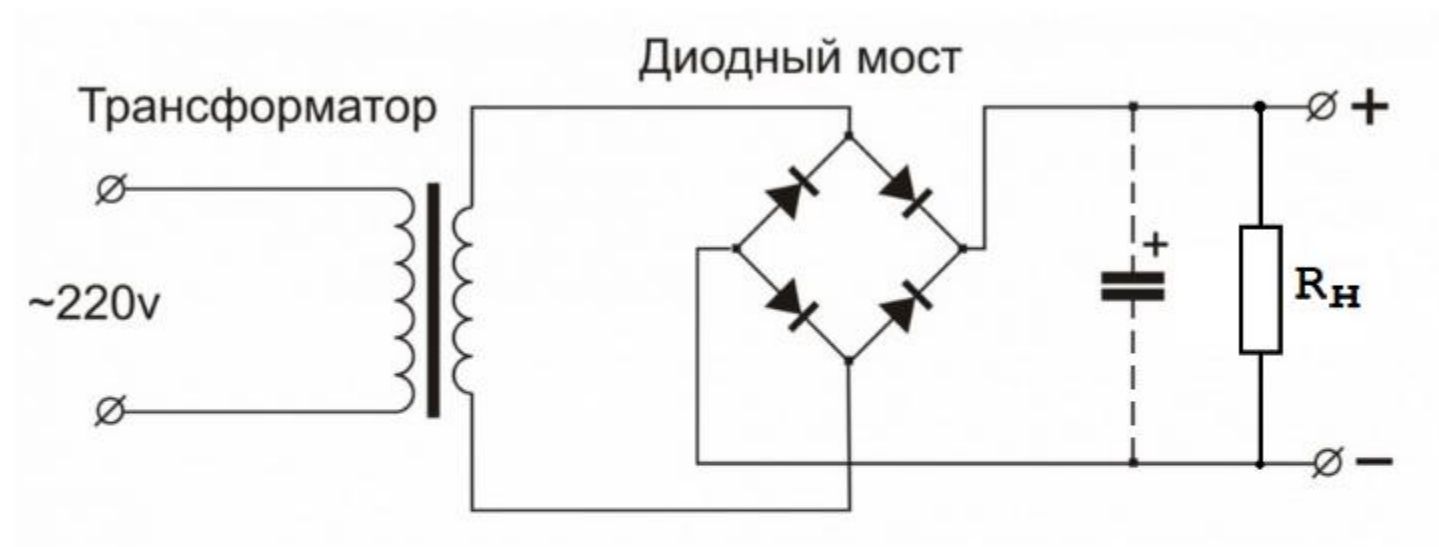
Однополупериодный выпрямитель:



падение напряжения на  
открытом диоде



# Диодный мост (двухполупериодный выпрямитель)

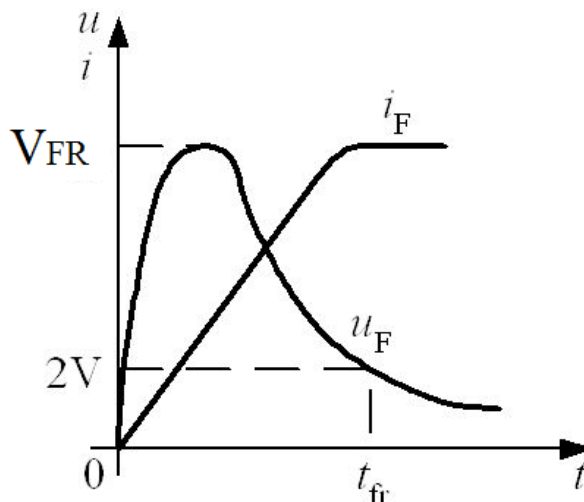


# Импульсные диоды

**$V_{FR}$  :**

**напряжение прямого  
восстановления диода  
(Forward Recovery Voltage)**

всплеск падения напряжения на диоде при переходе от обратного смещения к прямому, вызванный инерционностью процесса накопления и дрейфа носителей в базе диода



**1N4148:**

**$I_{FRM} = 450 \text{ mA}$**

**$V_R = 100 \text{ V}$**

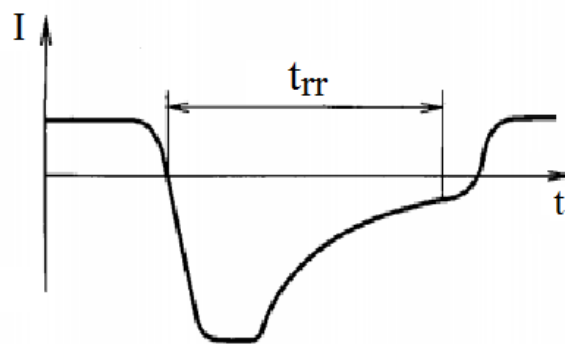
**$t_{rr} = 4 \text{ ns}$**

**$V_{fr} = 2.5 \text{ V}$**

**$t_{rr}$  :**

**время обратного  
восстановления диода  
(Reverse Recovery Time)**

определяется всплеском обратного тока при рассасывании неосновных носителей, накопленных при протекании прямого тока



**BAS316:**

**$I_{FRM} = 500 \text{ mA}$**

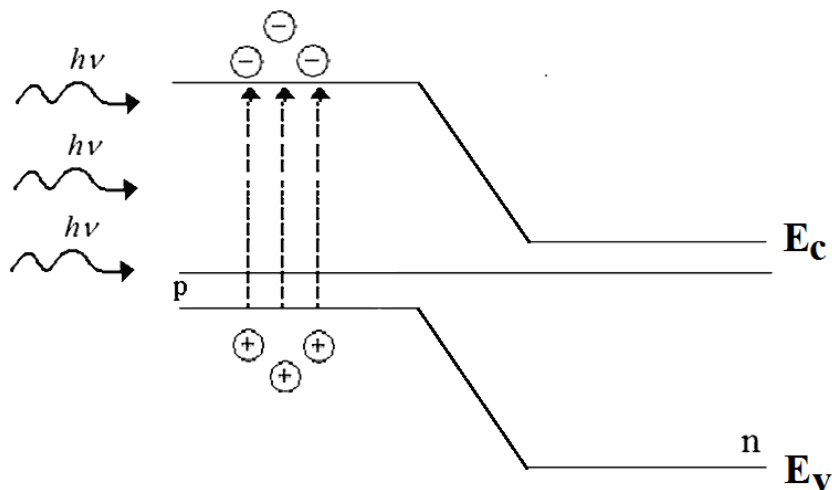
**$V_R = 100 \text{ V}$**

**$t_{rr} = 4 \text{ ns}$**

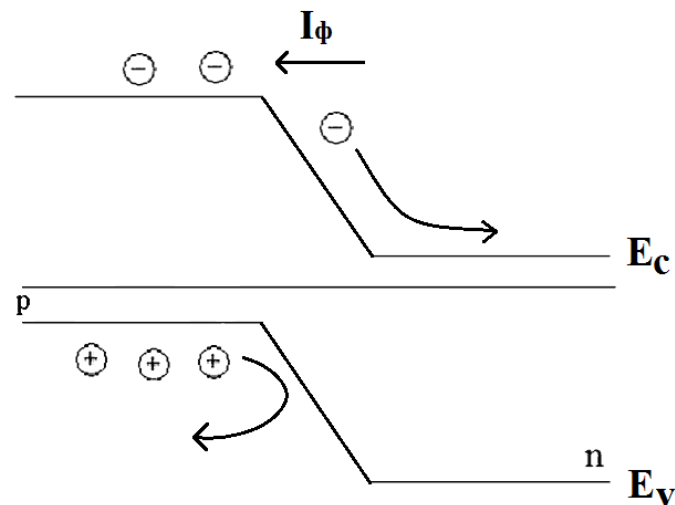
**$V_{fr} = 1.75 \text{ V}$**

# Фотодиоды: принцип работы

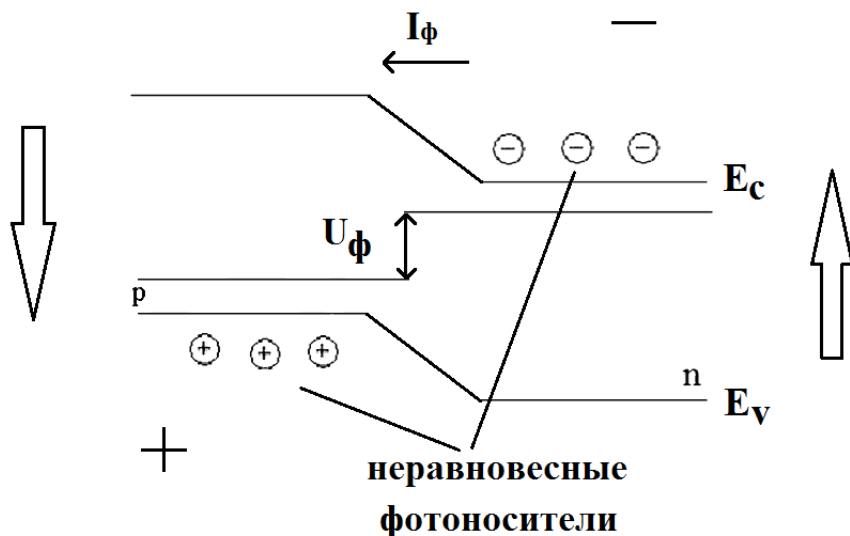
## 1) образование фотоносителей:



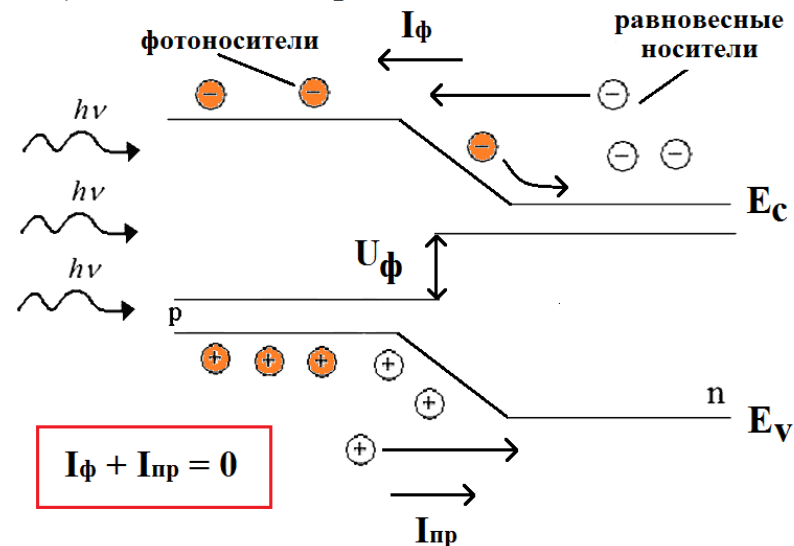
## 2) разделение фотоносителей полем p-n перехода:



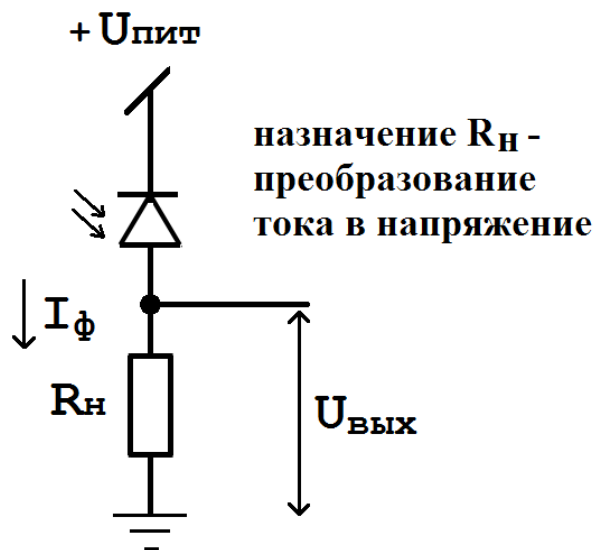
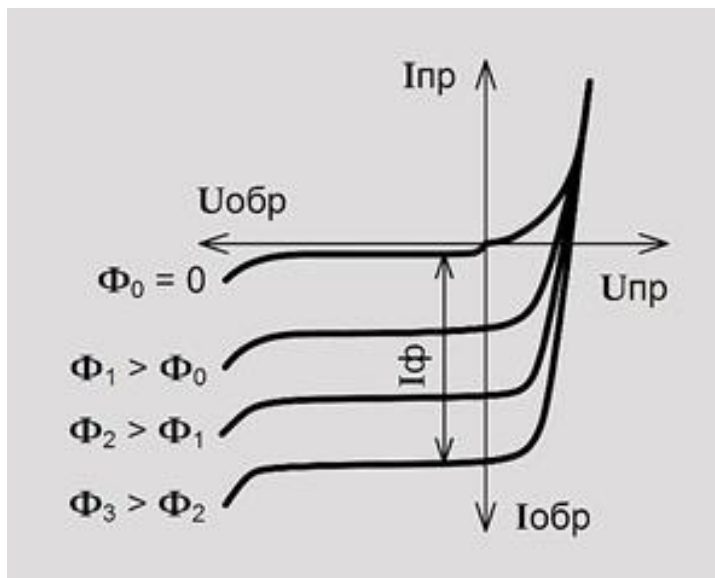
## 3) Возникновение фото-ЭДС:



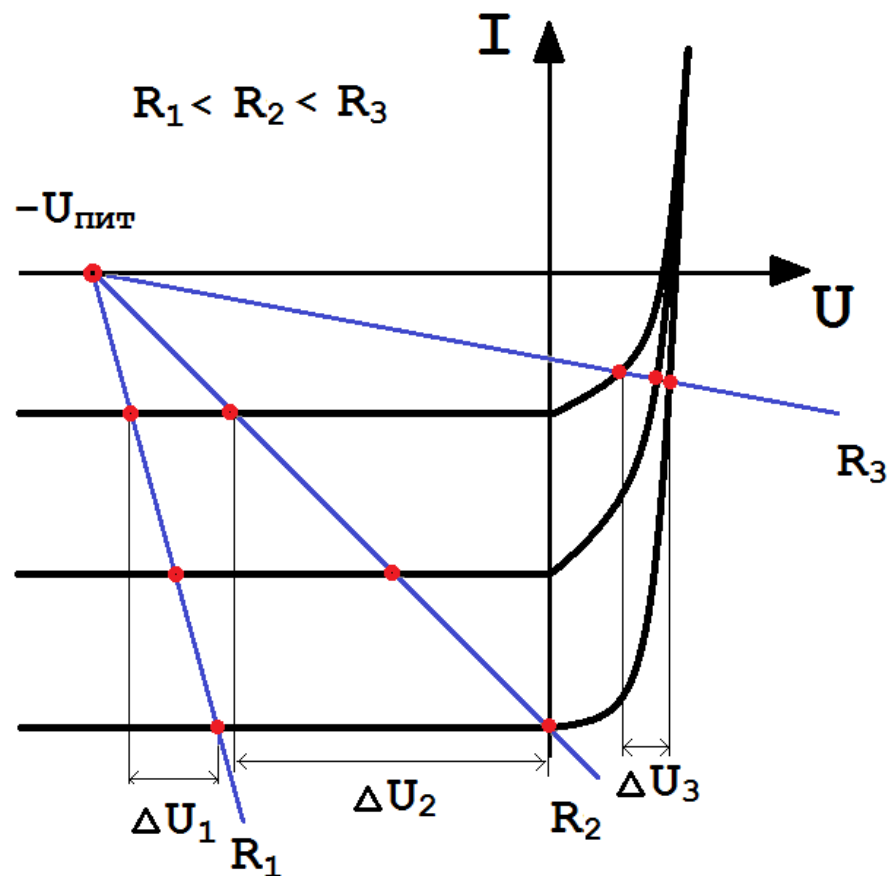
## 4) Установление равновесия:



# ВАХ фотодиода



Выбор оптимального нагрузочного сопротивления:



# Основные параметры фотодиодов



BPW34

$I_{R0}$  - темновой ток (Reverse Dark Current)

$C_D$  - барьерная емкость (Diode Capacitance)

$V_0$  - фото-ЭДС (Open Circuit Voltage)

$\lambda_p$  - максимум спектральной чувствительности (Wavelength of Peak Sensitivity)

$t_r, t_f$  - время нарастания и время спада (Rise Time, Fall Time)

$I_K$  - ток короткого замыкания (Short Circuit Current)

$V_{(BR)}$  - напряжение пробоя (Breakdown Voltage)

$I_{R0} < 30$  нА

$C_D \sim 70$  пФ

$V_0 \sim 350$  мВ

$\lambda_p - 900$  нм

$t_r, t_f \sim 100$  нс

$I_K$  (при  $E_a=1$  клк)  $\sim 70$  мкА

$V_{(BR)} > 60$  В

# Диоды Шоттки

Основные особенности:

- низкое падение напряжение на переходе (0,2-0,4 В);
- низкий уровень накопления неосновных носителей при прямом смещении (т. е. высокое быстродействие)
- высокий уровень обратного тока
- невысокие пробивные напряжения



**1N5711**

**$V_{RRM} : 70 \text{ В}$**

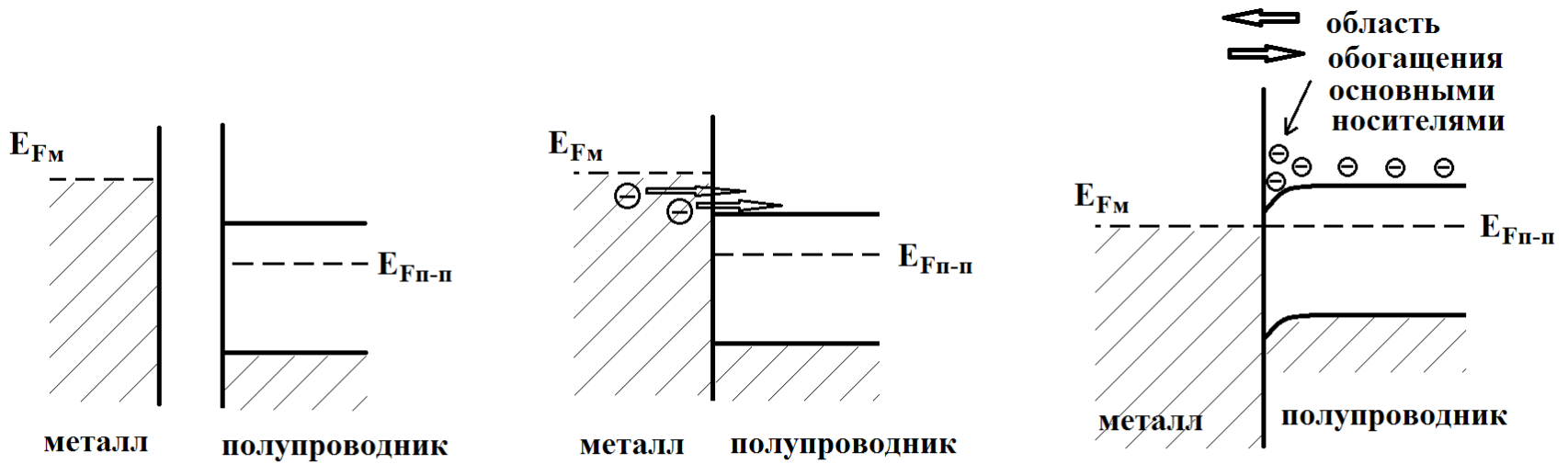
**$V_F : 0,4 \text{ В}$**

**$I_F : 15 \text{ мА}$**

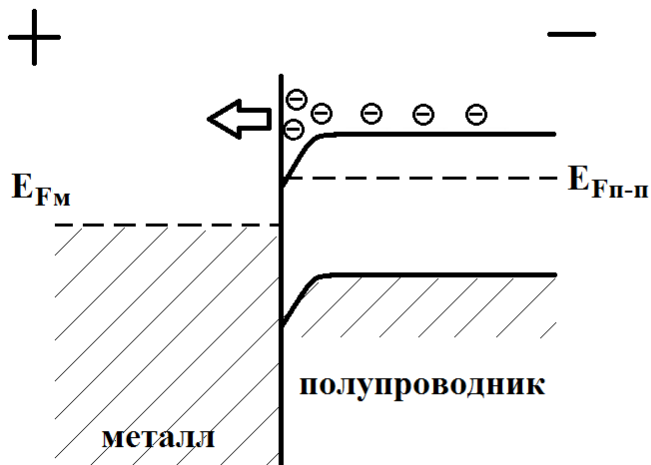
**$I_R : 0,2 \text{ мкА}$**

**$t_{rr} : 1 \text{ нс}$**

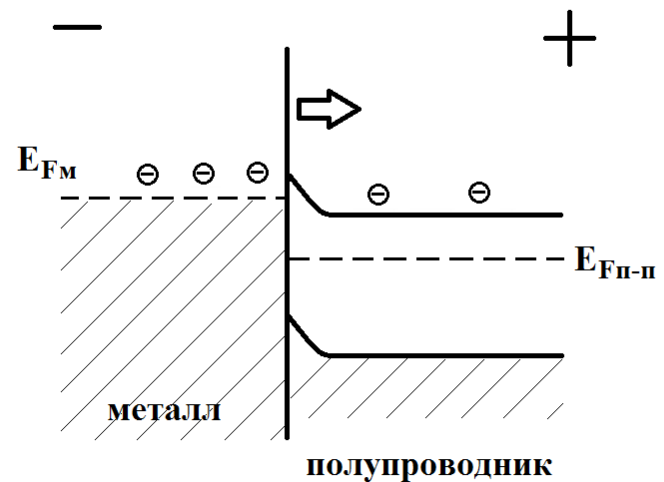
# Омический контакт металл-полупроводник



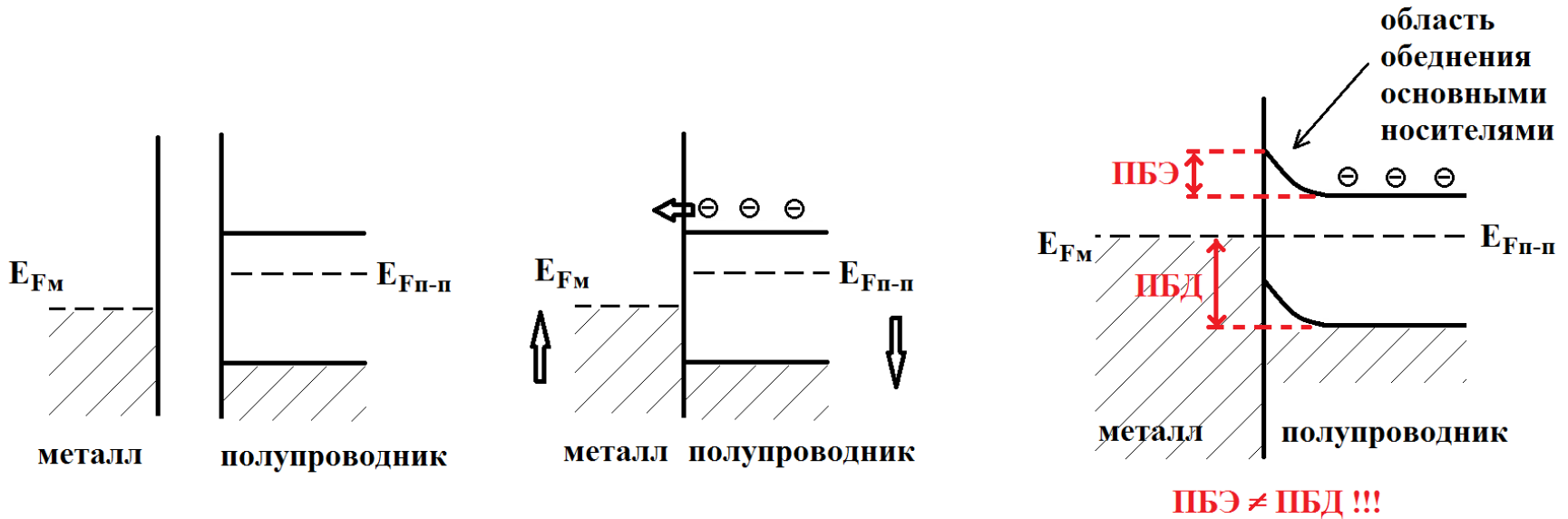
прямое смещение:



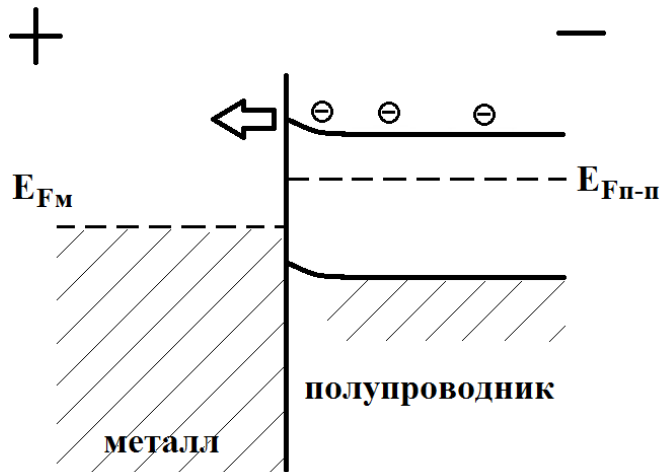
обратное смещение:



## Выпрямляющий контакт металл-полупроводник (барьер Шоттки)

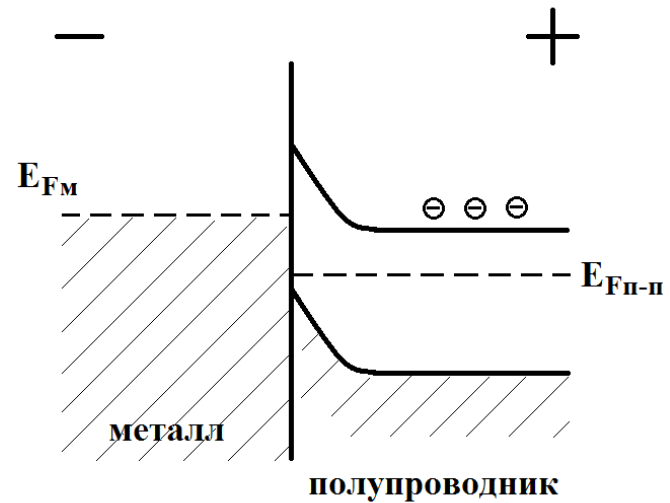


**прямое смещение:**



**дырочный ток отсутствует**

**обратное смещение:**

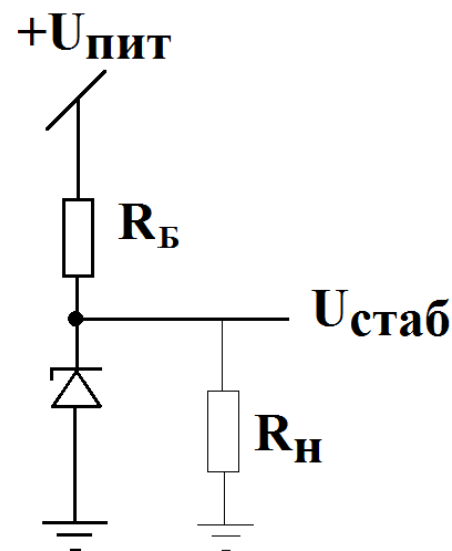


# Стабилитрон (диод Зенера, Zener diod)

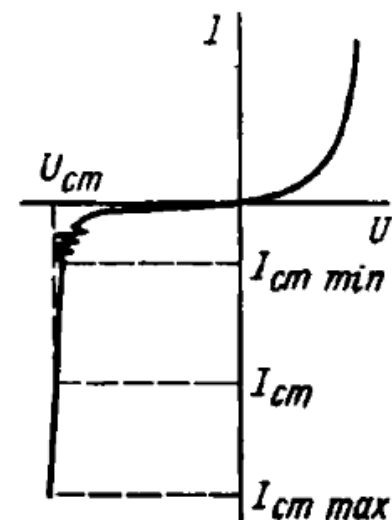
Основные параметры:

- Минимальный ток стабилизации ( $I_{ст.мин}$ )
- Максимальный ток стабилизации ( $I_{ст.мах}$ )
- Минимальное напряжение стабилизации ( $U_{ст.мин}$ )
- Максимальное напряжение стабилизации ( $U_{ст.мах}$ )
- Номинальное напряжение стабилизации ( $U_{ст.ном}$ )
- Температурный коэффициент напряжения стабилизации
- Дифференциальное сопротивление стабилитрона

схема включения:

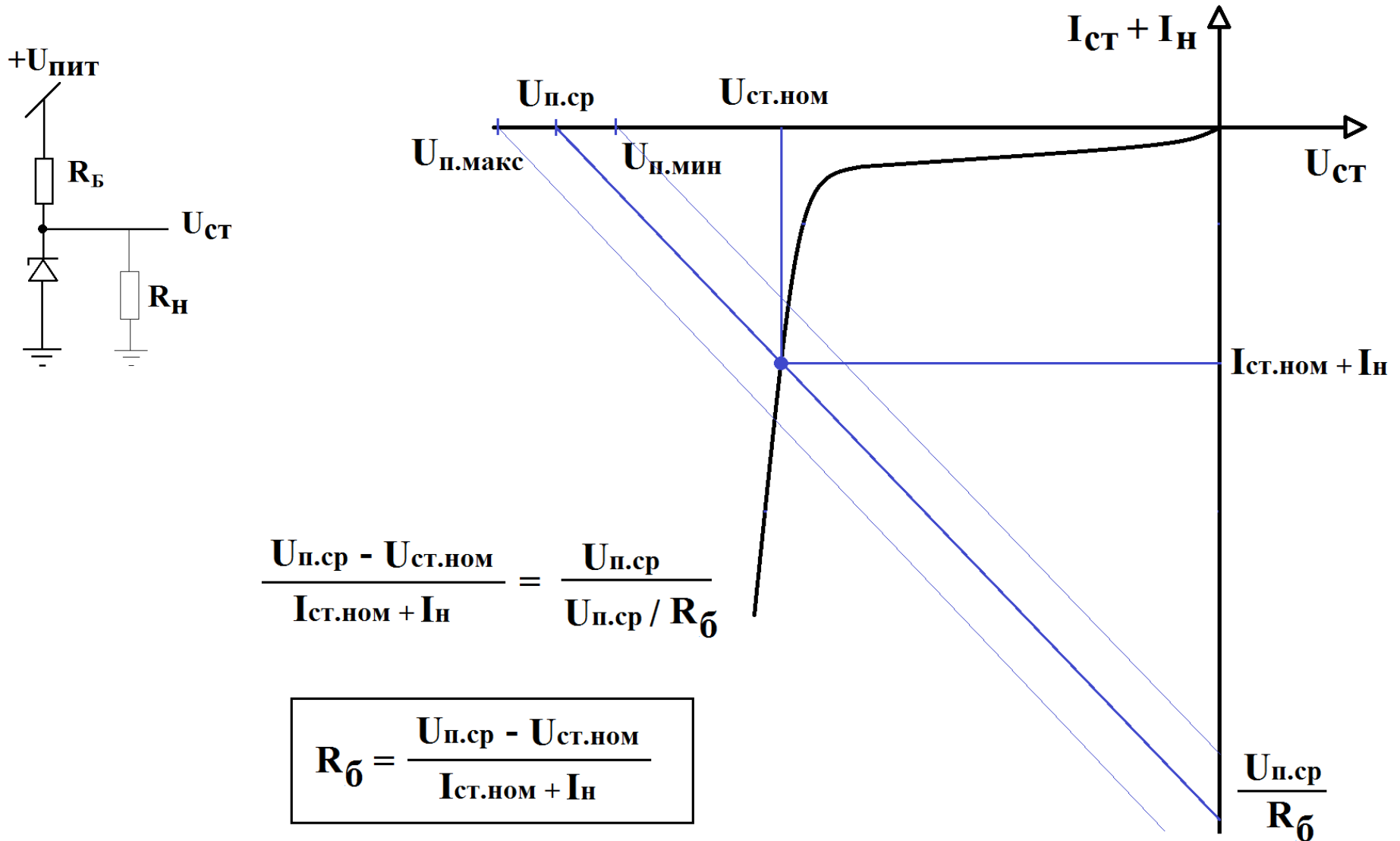


ВАХ стабилитрона:



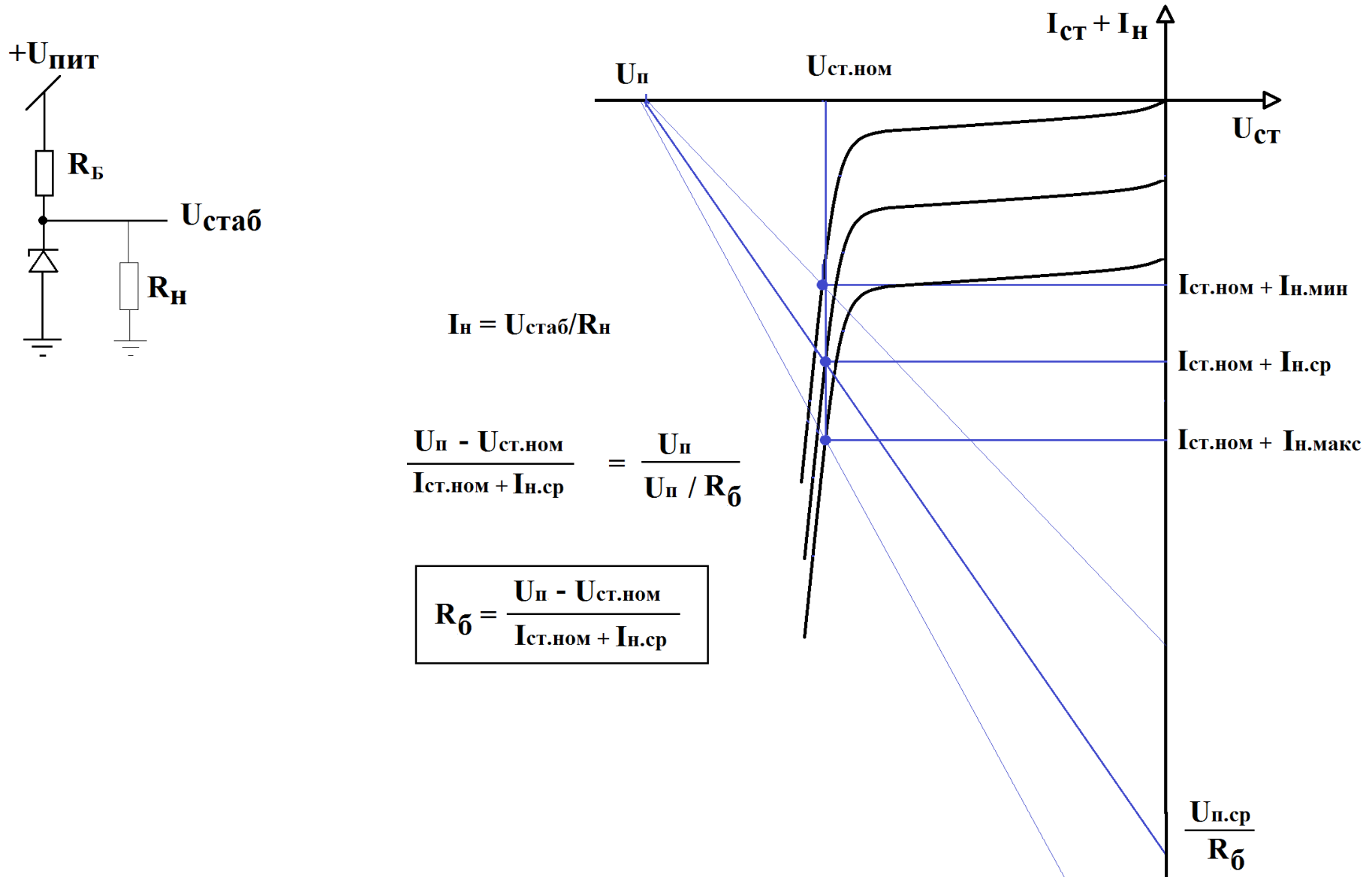
# Подбор балластного сопротивления стабилитрона

1) сопротивление нагрузки постоянно, напряжение питания нестабильно:



# Подбор балластного сопротивления стабилитрона

2) напряжение питания постоянно, нестабильно сопротивление нагрузки:

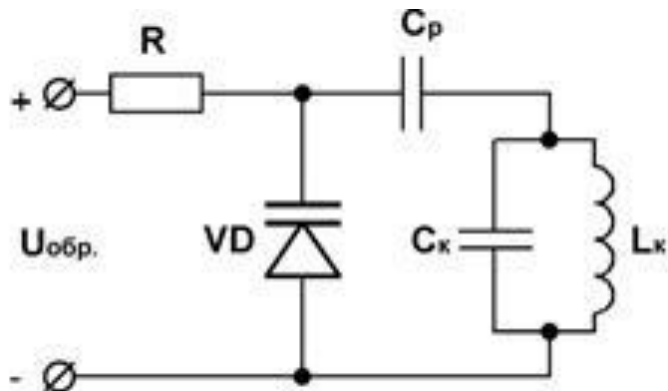


# Варикапы

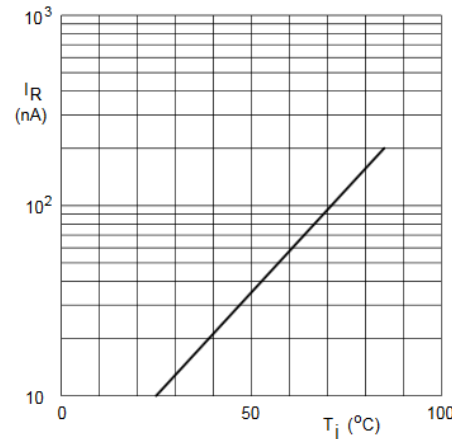
## Основные параметры:

- емкость при максимальном и минимальном напряжениях, измеренная на заданной частоте
- коэффициент перекрытия по емкости
- добротность
- частотный диапазон
- температурный коэффициент емкости

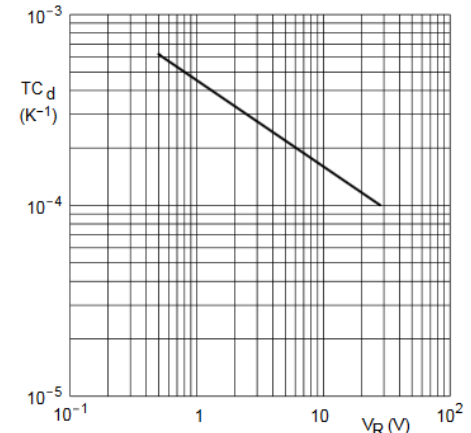
Применение варикапа для настройки колебательного контура:



BB135



Reverse current as a function of junction temperature; maximum values.

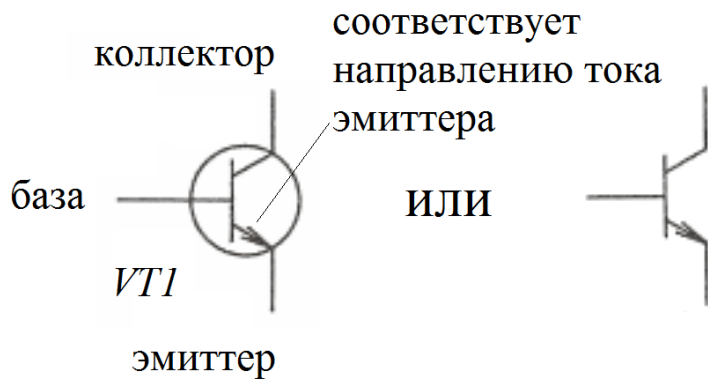
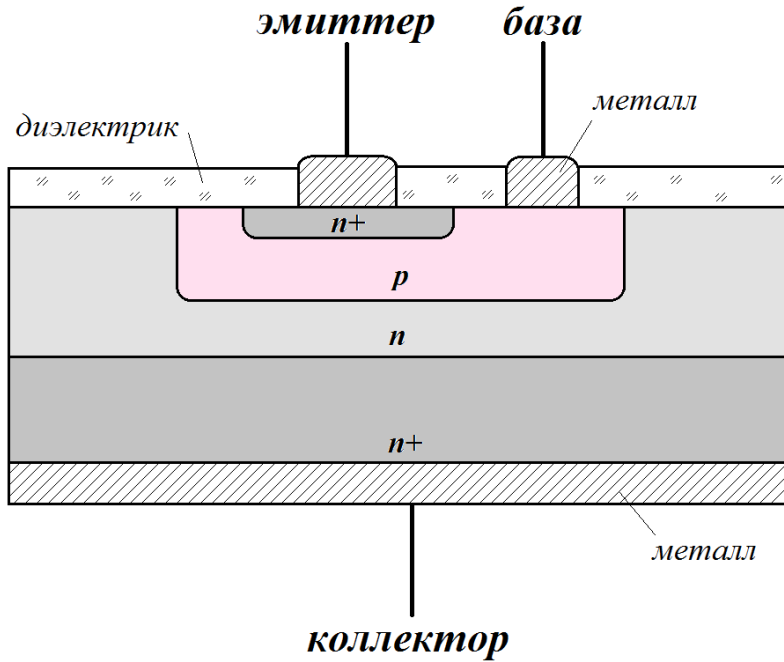


$T_J = 0$  to  $85$  °C.

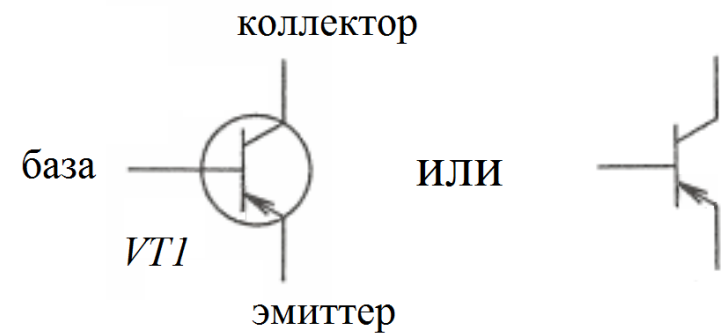
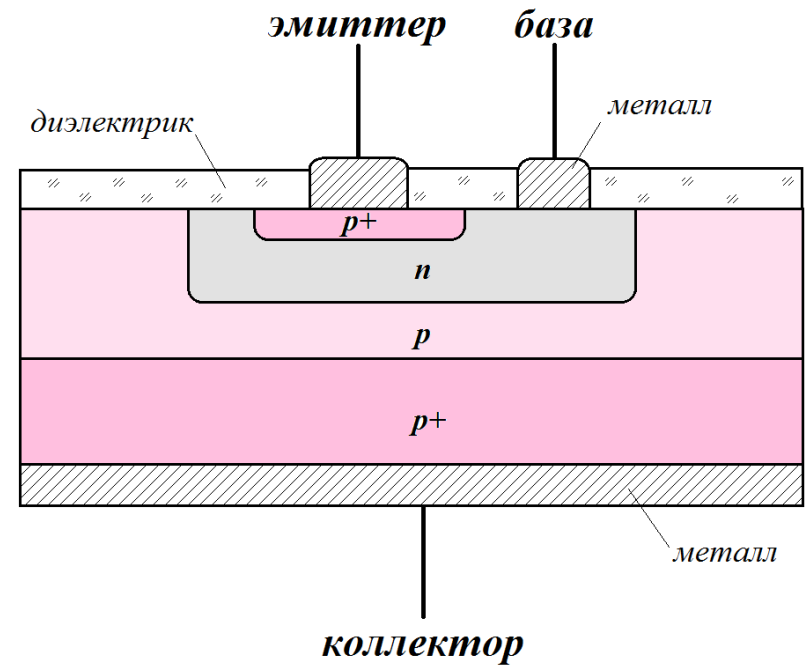
Temperature coefficient of diode capacitance as a function of reverse voltage; typical values.

| SYMBOL                       | PARAMETER         | CONDITIONS                  | MIN. | MAX. | UNIT |
|------------------------------|-------------------|-----------------------------|------|------|------|
| $C_d$                        | diode capacitance | $V_R = 0.5$ V; $f = 1$ MHz; | 17.5 | 21   | pF   |
|                              |                   | $V_R = 28$ V; $f = 1$ MHz;  | 1.7  | 2.1  | pF   |
| $\frac{C_d(0.5V)}{C_d(28V)}$ | capacitance ratio | $f = 1$ MHz                 | 8.9  | 12   |      |

# Структура дискретного биполярного транзистора

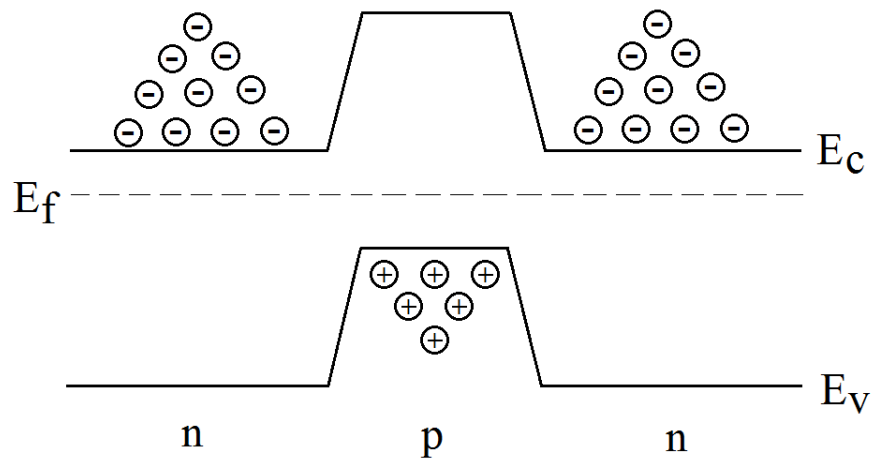


NPN-транзистор

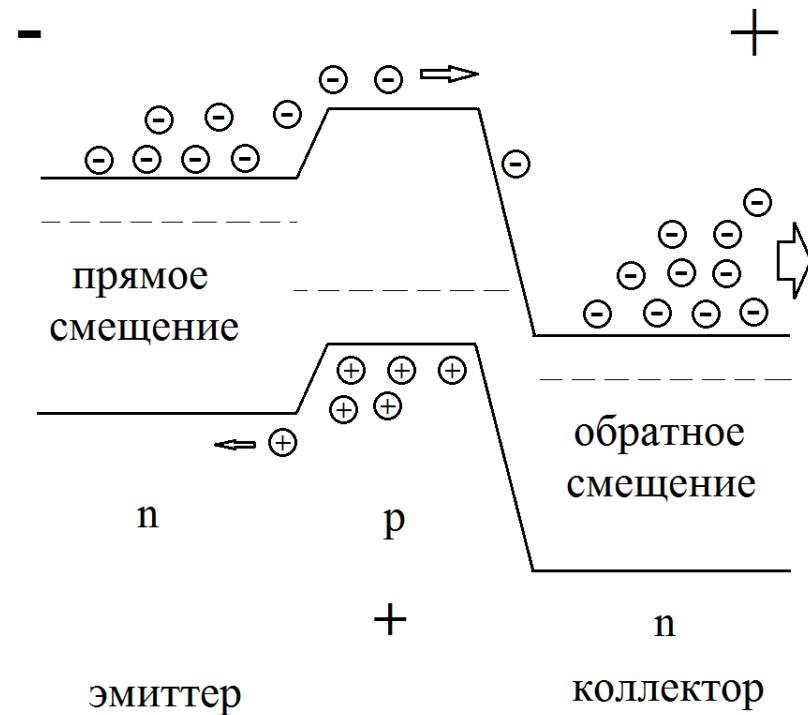


PNP-транзистор

# Режимы работы биполярного транзистора



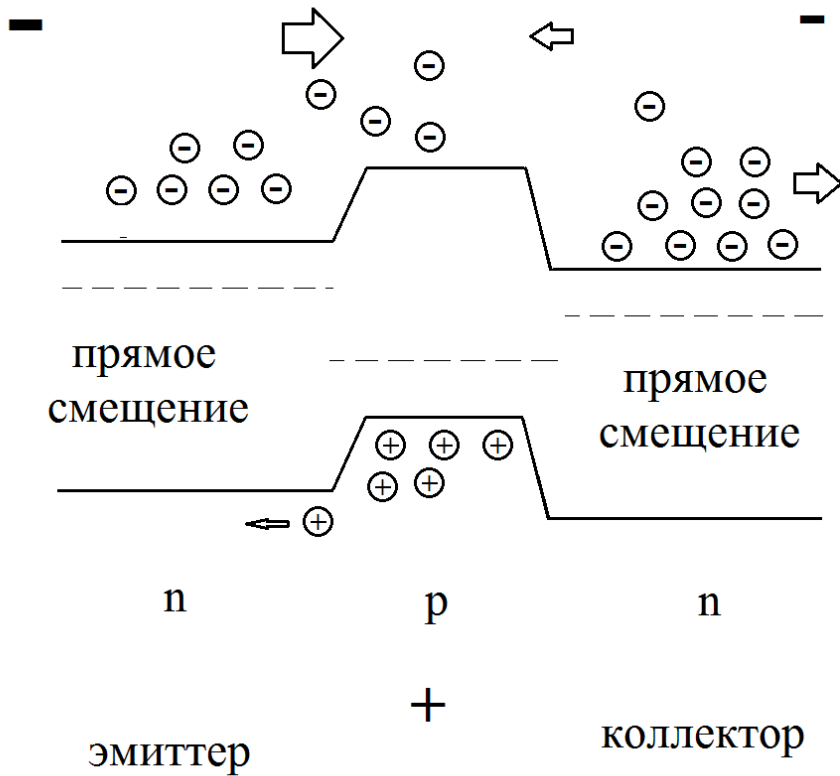
**без внешнего смещения**



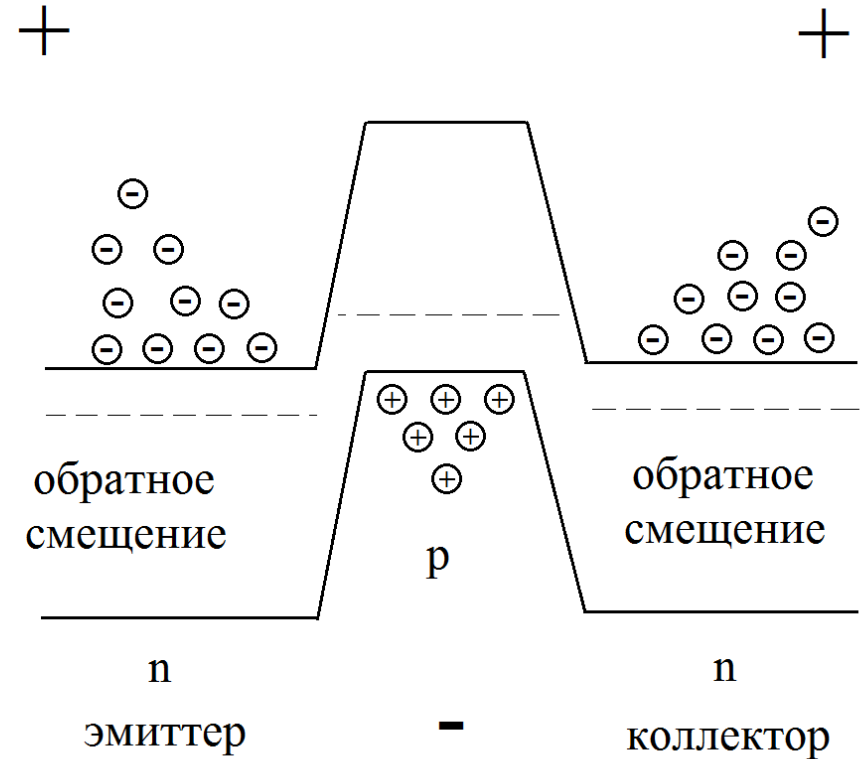
**нормальный активный режим**

используется для усиления слабого сигнала

# Режимы работы биполярного транзистора



**режим двойной инжекции  
(режим насыщения)**

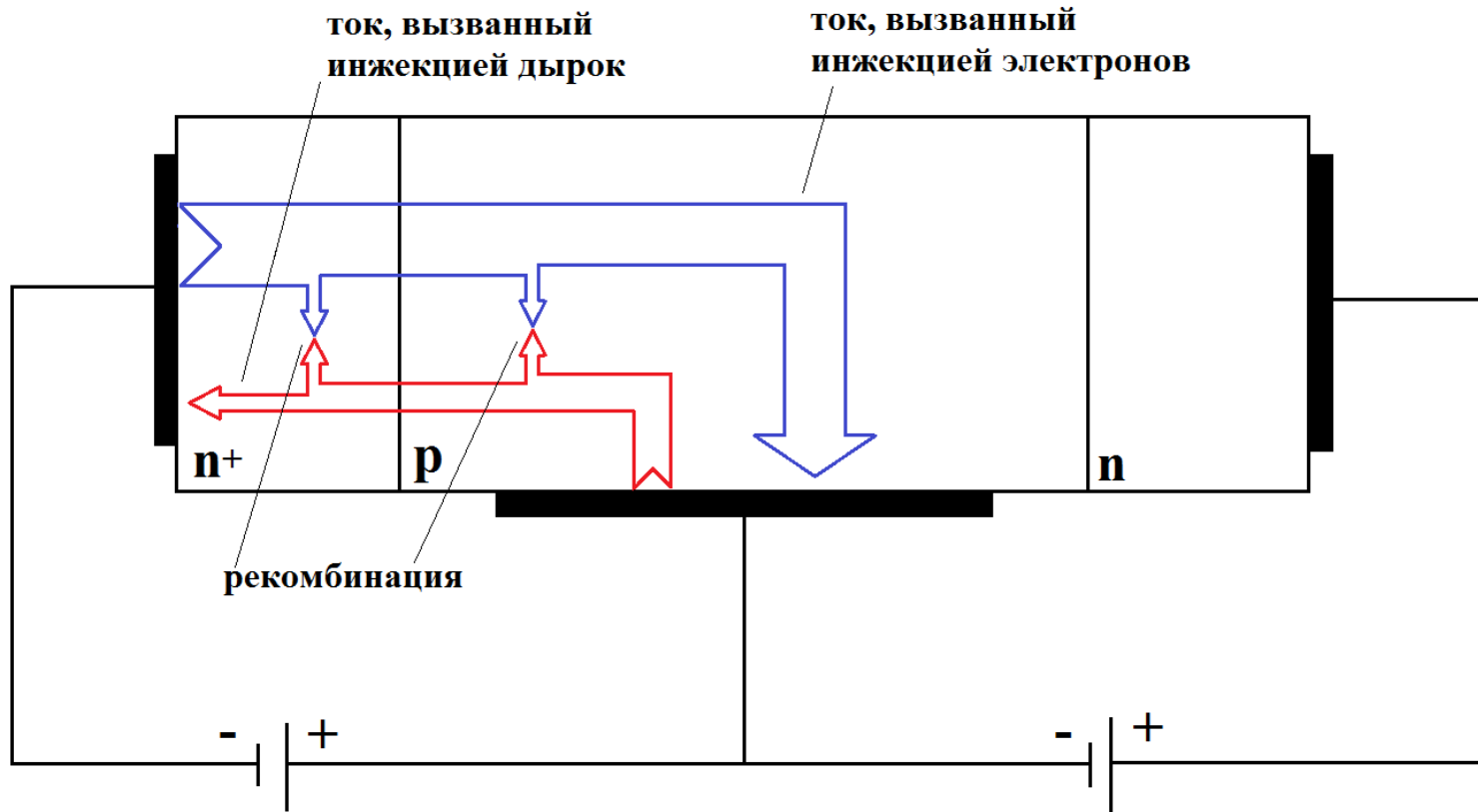


**режим отсечки**

Используются в цифровых схемах в качестве ключа

# Природа усиления тока в биполярном транзисторе

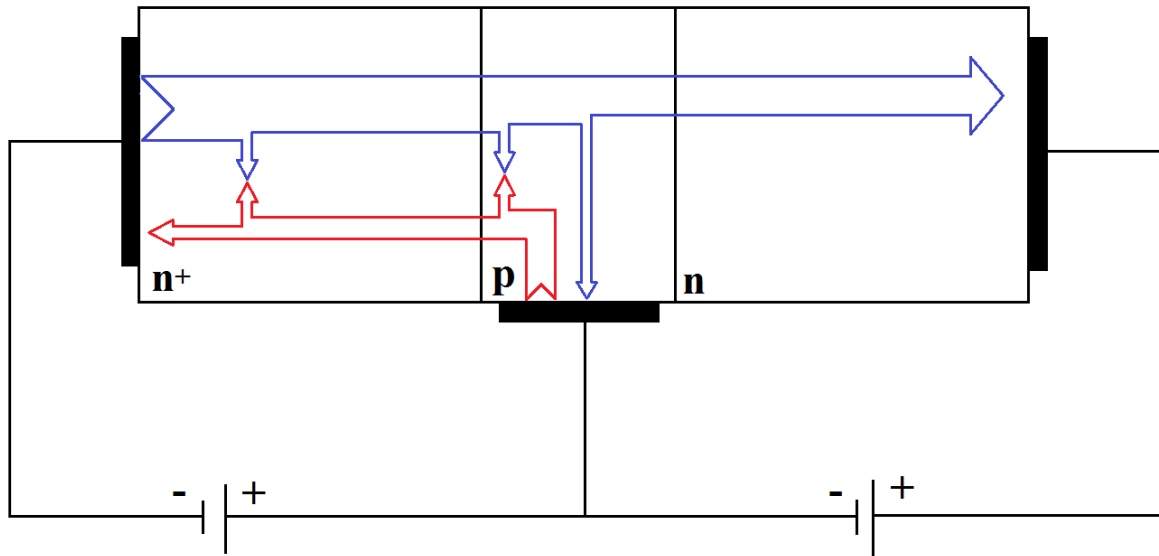
## толстая база



Переход эмиттер - база ведет себя как обычный диод: все дырки, перешедшие из базы в эмиттер, и все электроны, перешедшие из эмиттера в базу, должны либо дойти до контактов эмиттера и базы, либо рекомбинировать

# Природа усиления тока в биполярном транзисторе

тонкая база



Часть электронов, инжектированных эмиттером, достигает коллектора. Для сохранения токового баланса перехода эмиттер-база необходимо, чтобы количество электронов, инжектированных эмиттером и прорекомбинировавших с дырками в базе, совпадало с количеством дырок, поставляемых контактом базы. Следовательно, чем больше ток базы, тем больше должен быть ток инжекции электронов из эмиттера. Причем, если  $\alpha$  – доля электронов, дошедших от эмиттера до коллектора, то  $(1 - \alpha)$  – доля прорекомбинировавших электронов и:

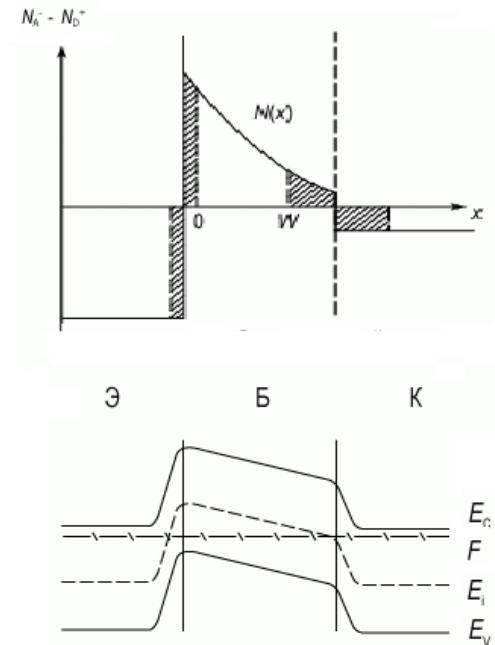
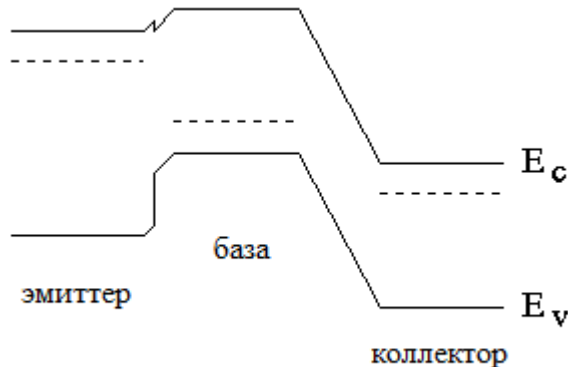
$$\frac{I_K}{I_B} = \frac{\alpha}{(1 - \alpha)} = \beta \quad - \text{коэффициент усиления по току}$$

# Способы повышения $\beta$

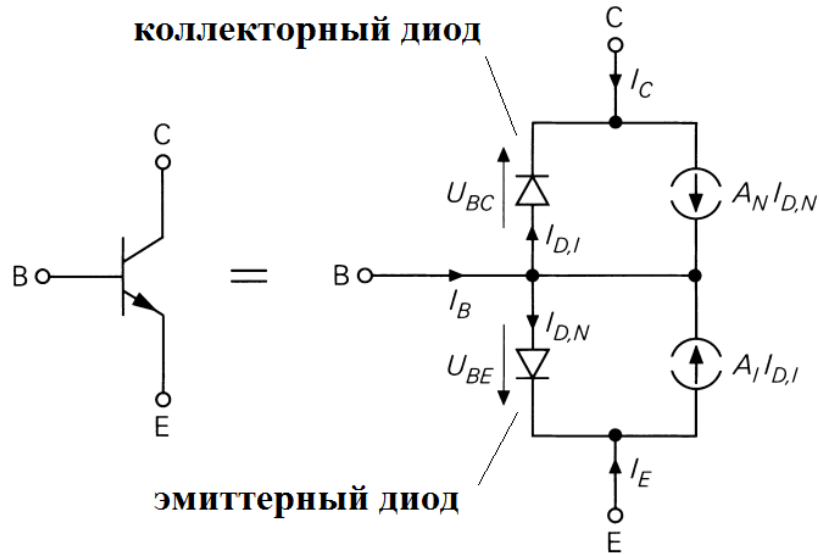
1) Снижение степени легирования базы для уменьшения рекомбинации (недостатки — снижение быстродействия из-за роста сопротивления базы, снижение пробивного напряжения)

2) Использование встроенного поля в базе (т. н. дрейфовые транзисторы) для ускоренного пролета электронов через базу

3) Использование гетеропереходов с разной высотой потенциальных барьеров для электронов и дырок



# Модель Эберса-Молла



$A_N$  - коэффициент передачи тока эмиттера (нормальный коэффициент передачи), определяет ту долю тока, инжектируемого эмиттером, которая доходит до коллекторного перехода

$A_I$  - коэффициент передачи тока коллектора (инверсный коэффициент передачи), определяет ту долю тока, инжектируемого коллектором в инверсном режиме, которая доходит до эмиттерного перехода

$$I_{D,N} = I_{S,N} \left( e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right),$$

$$I_{D,I} = I_{S,I} \left( e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} - 1 \right)$$

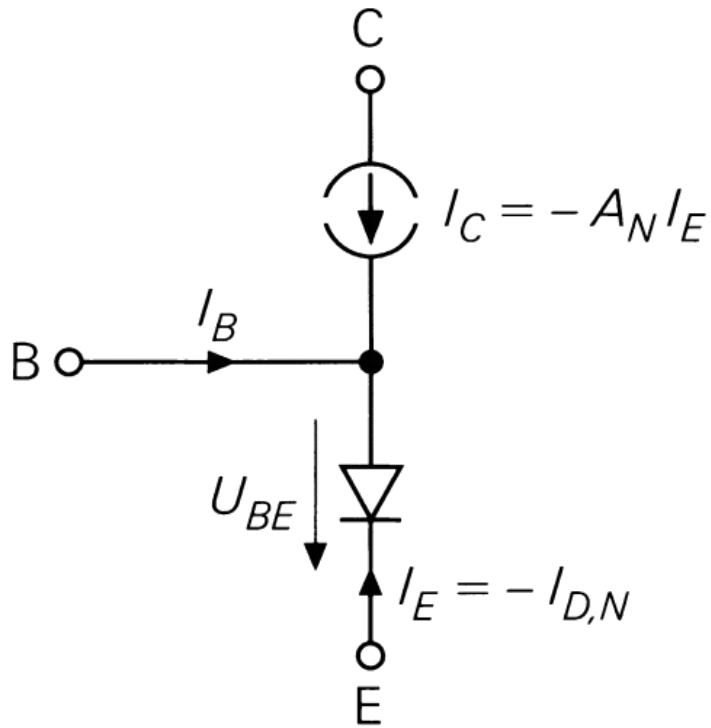


$$I_C = A_N I_{S,N} \left( e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) - I_{S,I} \left( e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} - 1 \right),$$

$$I_E = -I_{S,N} \left( e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) + A_I I_{S,I} \left( e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} - 1 \right),$$

$$I_B = (1 - A_N) I_{S,N} \left( e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) + (1 - A_I) I_{S,I} \left( e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} - 1 \right).$$

# Модель Эберса-Молла в нормальном активном режиме



$$I_C = A_N I_{S,N} e^{\frac{U_{BE}}{U_T}},$$

$$I_E = -I_{S,N} e^{\frac{U_{BE}}{U_T}},$$

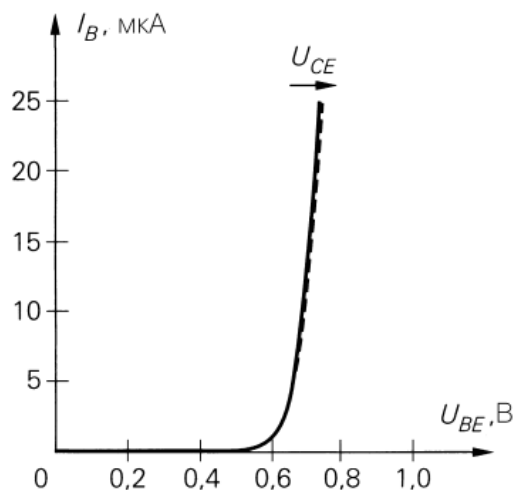
$$I_B = (1 - A_N) I_{S,N} e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$$

$$A_N = -\frac{I_C}{I_E},$$

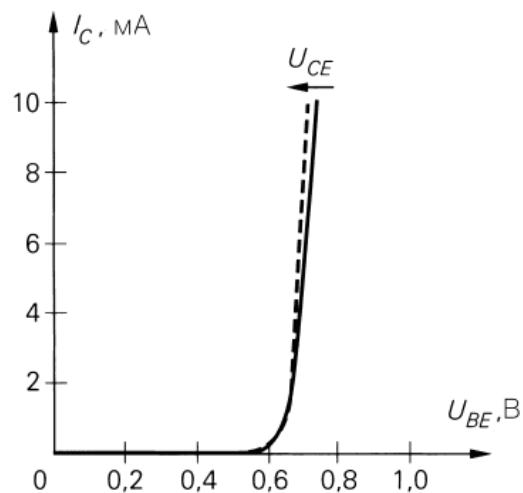
$$B_N = \frac{A_N}{1 - A_N} = \frac{I_C}{I_B}.$$

Типичные значения  $A_N \approx 0,98 \dots 0,998$  и  $B_N \approx 50 \dots 500$ .

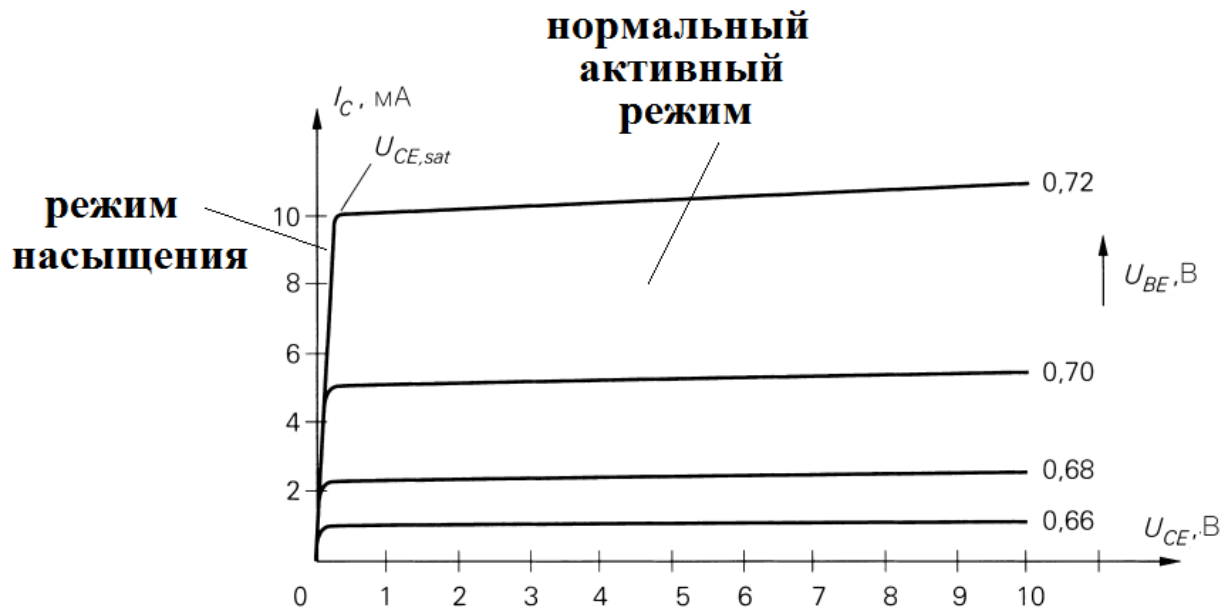
# ВАХ биполярного транзистора



**входная ВАХ**



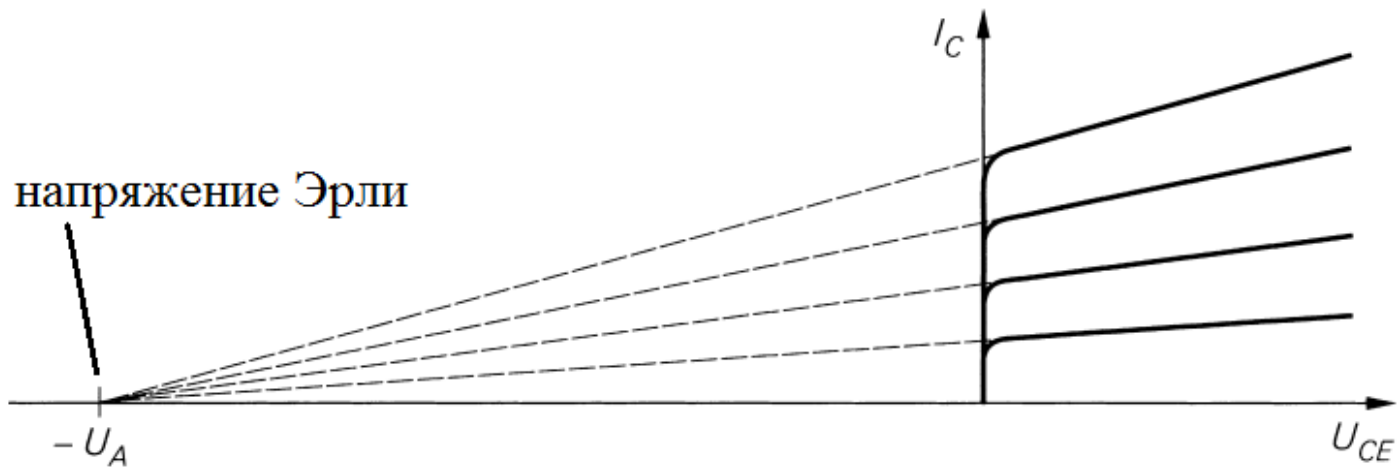
**переходная ВАХ**



**выходная ВАХ**

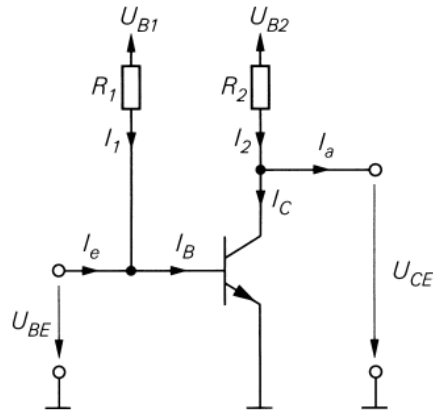
# Влияние эффекта Эрли на выходную ВАХ

**Эффект Эрли - рост тока коллектора при увеличении напряжения  $U_{CE}$  из-за увеличения ширины ОПЗ коллекторного перехода (при увеличении обратного напряжения на нем), которое приводит к уменьшению толщины базы**



$$I_C = I_S e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \left( 1 + \frac{U_{CE}}{U_A} \right), \quad I_B = \frac{I_S}{B_0} e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}.$$

# Малосигнальные параметры



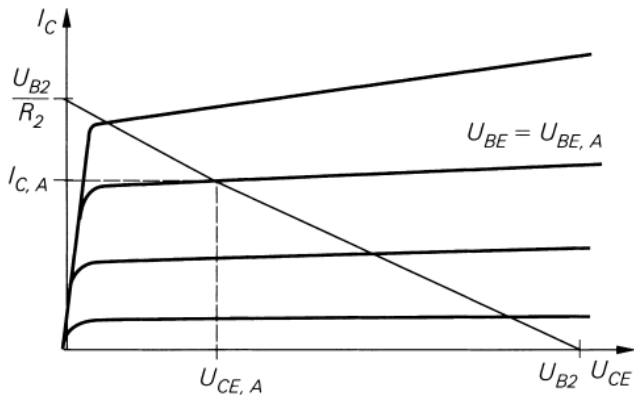
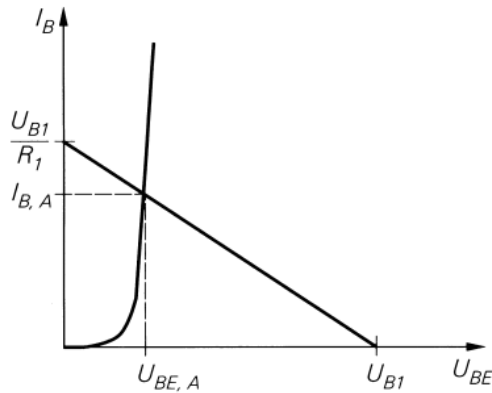
$$u_{BE} = U_{BE} - U_{BE,A},$$

$$u_{CE} = U_{CE} - U_{CE,A},$$

$$i_B = I_B - I_{B,A},$$

$$i_C = I_C - I_{C,A}.$$

- токи и напряжения режима малых сигналов (отклонения токов и напряжений от их значений в рабочей точке)



Линеаризация ВАХ вблизи рабочей точки (при помощи разложения в ряд Тейлора):

$$i_B = I_B(U_{BE,A} + u_{BE}, U_{CE,A} + u_{CE}) - I_{B,A}$$

$$= \left. \frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}} \right|_A u_{BE} + \left. \frac{\partial I_B}{\partial U_{CE}} \right|_A u_{CE} + \dots$$

$$i_C = I_C(U_{BE,A} + u_{BE}, U_{CE,A} + u_{CE}) - I_{C,A}$$

$$= \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \right|_A u_{BE} + \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}} \right|_A u_{CE} + \dots$$

# Малосигнальные параметры биполярного транзистора

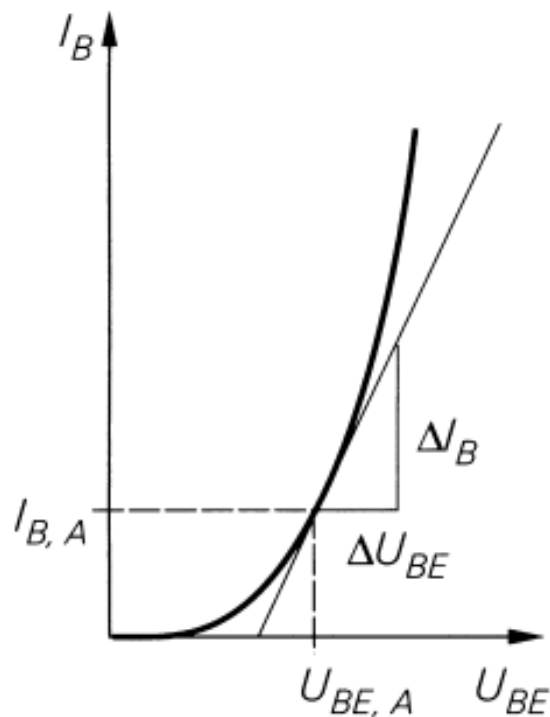
$$i_B = \frac{1}{r_{BE}} u_{BE} + S_r u_{CE}, \quad i_C = S u_{BE} + \frac{1}{r_{CE}} u_{CE}.$$

$$S = \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \right|_A = \frac{I_{C,A}}{U_T} \quad \text{- крутизна (характеризует величину изменения выходного тока при изменении входного напряжения)} \quad S_r = \left. \frac{\partial I_B}{\partial U_{CE}} \right|_A \approx 0 \quad \text{- обратная крутизна}$$

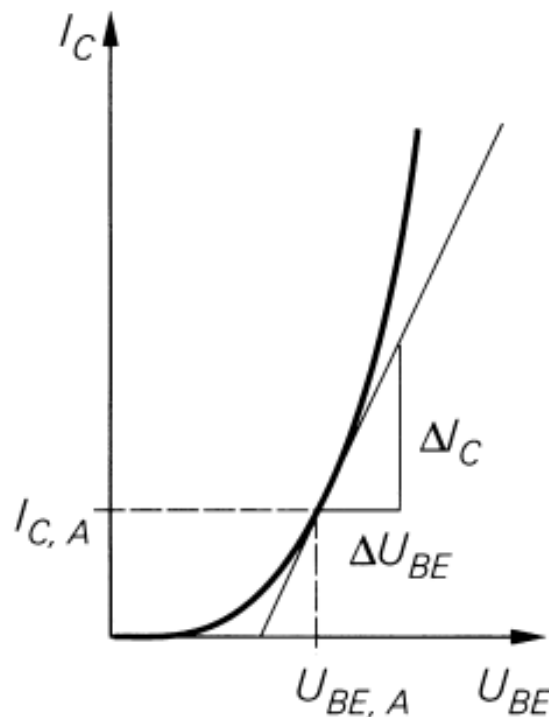
$$r_{BE} = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} \right|_A = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_C} \right|_A \left. \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \right|_A = \frac{\beta}{S} \quad \text{- входное сопротивление}$$

$$r_{CE} = \left. \frac{\partial U_{CE}}{\partial I_C} \right|_A = \frac{U_A + U_{CE,A}}{I_{C,A}} \stackrel{U_{CE,A} \ll U_A}{\approx} \frac{U_A}{I_{C,A}} \quad \text{- выходное сопротивление}$$

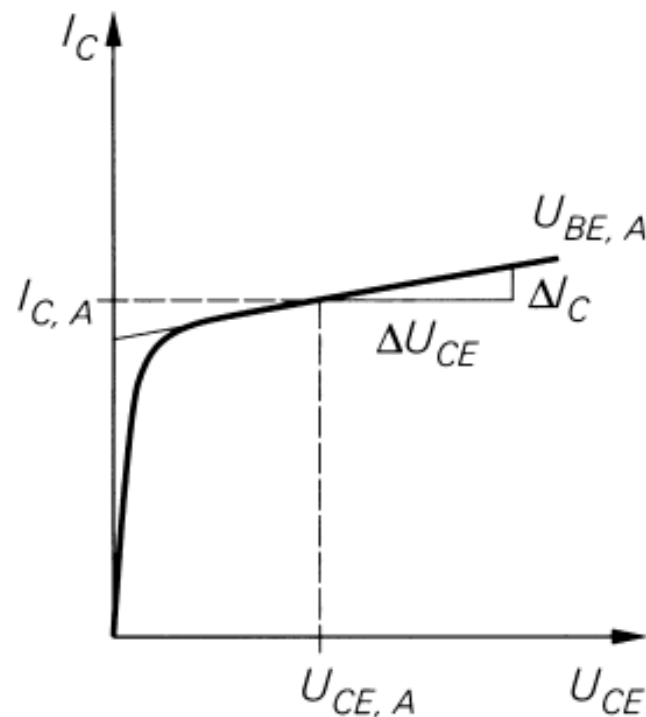
# Графическое определение малосигнальных параметров по ВАХ



$$r_{BE} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B}$$



$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{BE}}$$



$$r_{CE} = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C}$$

# Описание транзистора как четырехполюсника

$$\begin{bmatrix} i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \mathbf{Y}_e \begin{bmatrix} u_{BE} \\ u_{CE} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11,e} & y_{12,e} \\ y_{21,e} & y_{22,e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{BE} \\ u_{CE} \end{bmatrix}$$

$\mathbf{Y}_e$  - матрица **Y**-параметров

$$\begin{bmatrix} u_{BE} \\ i_C \end{bmatrix} = \mathbf{H}_e \begin{bmatrix} i_B \\ u_{CE} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11,e} & h_{12,e} \\ h_{21,e} & h_{22,e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_B \\ u_{CE} \end{bmatrix}$$

$\mathbf{H}_e$  - матрица **H**-параметров

$$\begin{bmatrix} i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{r_{BE}} & S_r \\ S & \frac{1}{r_{CE}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{BE} \\ u_{CE} \end{bmatrix}$$



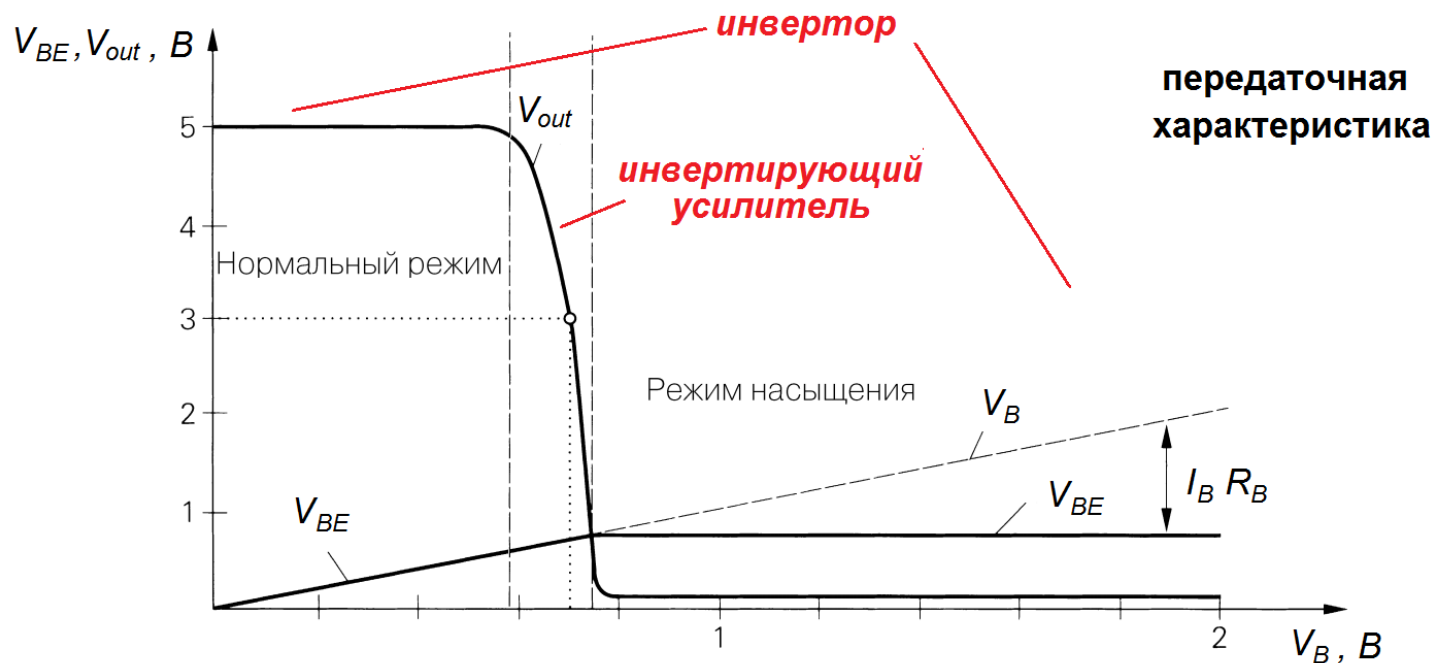
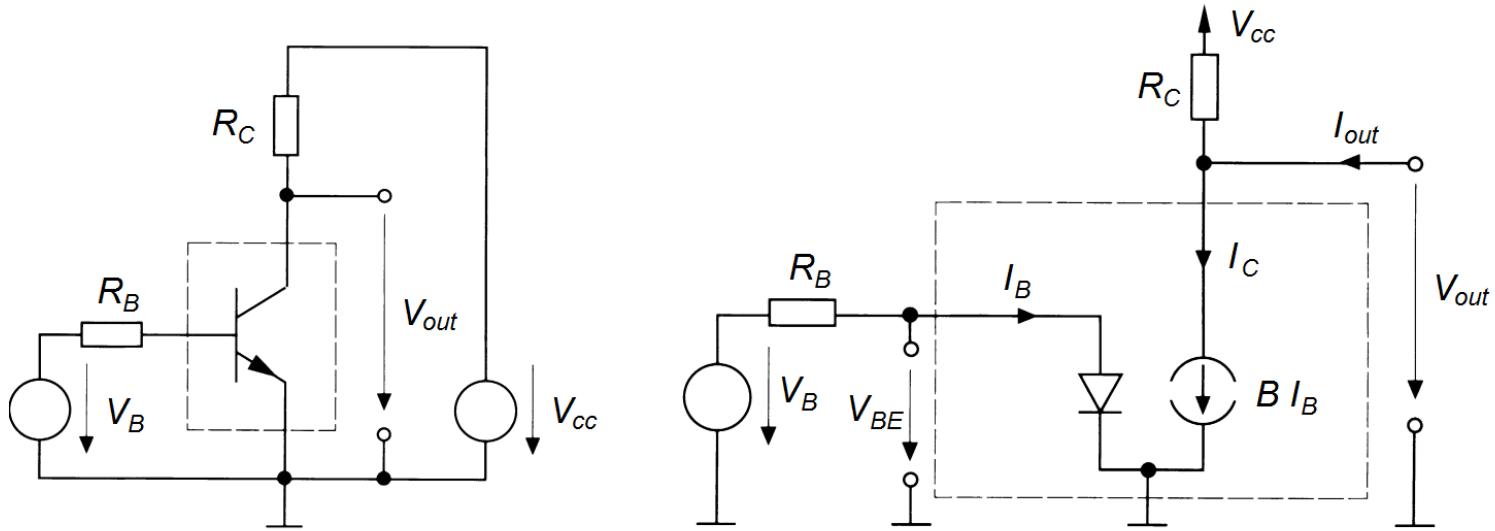
$$r_{BE} = h_{11,e} = \frac{1}{y_{11,e}}, \quad \beta = h_{21,e} = \frac{y_{21,e}}{y_{11,e}},$$

$$S = \frac{h_{21,e}}{h_{11,e}} = y_{21,e}, \quad S_r = -\frac{h_{12,e}}{h_{11,e}} = y_{12,e},$$

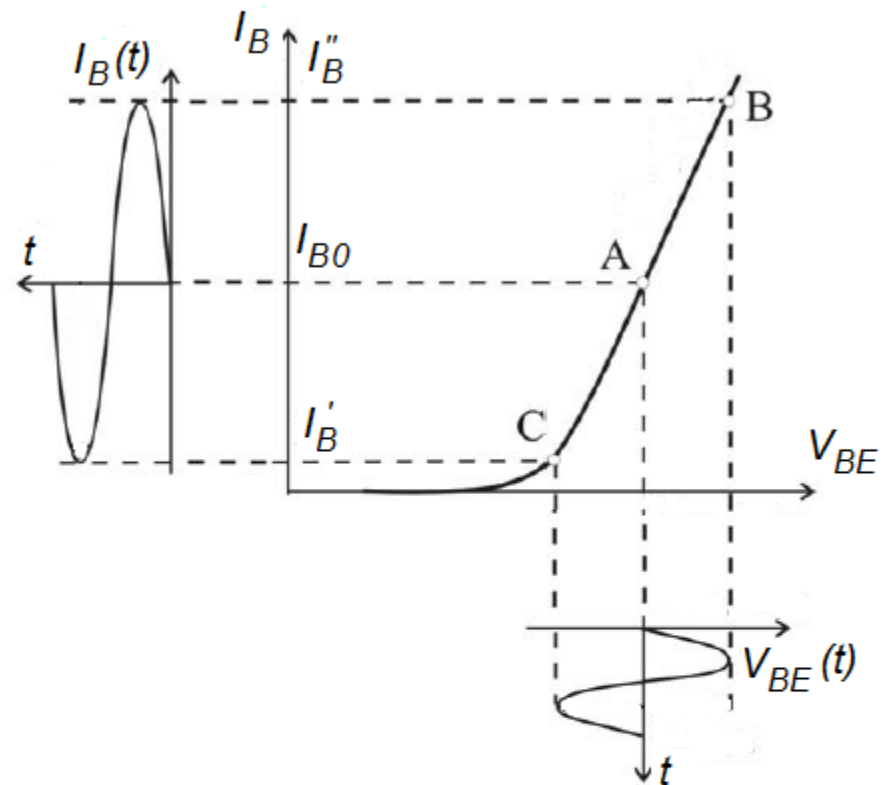
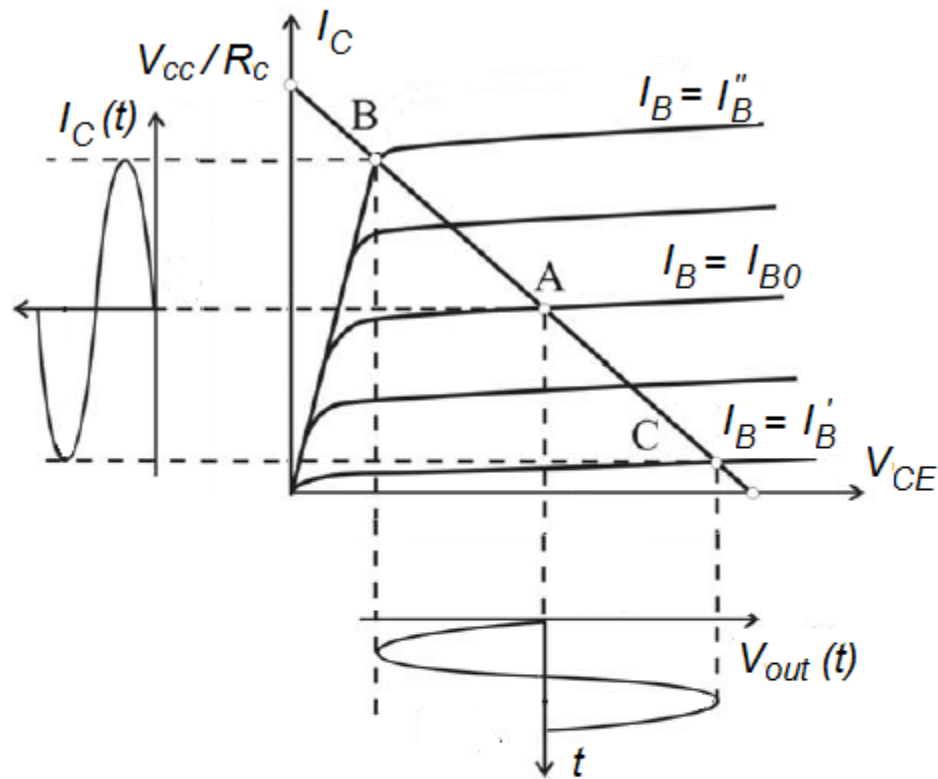
$$r_{CE} = \frac{h_{11,e}}{h_{11,e}h_{22,e} - h_{12,e}h_{21,e}} = \frac{1}{y_{22,e}}.$$

# Типовые схемы включения биполярного транзистора

## Схема с общим эмиттером



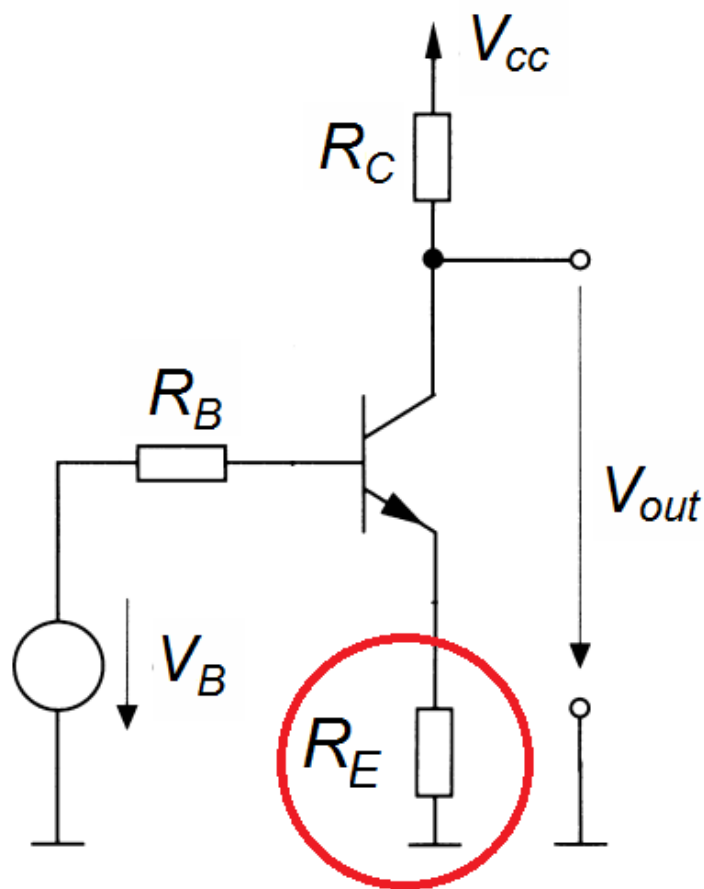
# Задание рабочей точки



Коэффициент усиления: 
$$A = \frac{\partial V_{CE}}{\partial V_{BE}} = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \frac{\partial V_{CE}}{\partial I_C} = -S R_C$$

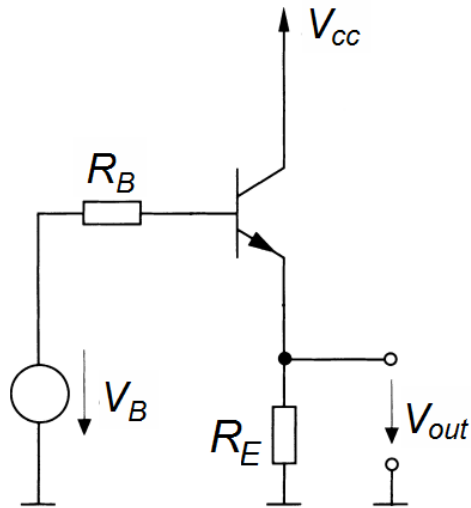
(м.к.  $V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$ )

# Повышение стабильности рабочей точки



Когда с ростом температуры возрастает выходной ток (смещается рабочая точка), растет ток и через резистор отрицательной обратной связи. При этом увеличивается падение напряжения на этом резисторе и, следовательно, уменьшается напряжение, приложенное к переходу база-эмиттер. В результате, выходной ток уменьшается (рабочая точка возвращается к своему положению)

# Схема с общим коллектором (эмиттерный повторитель)

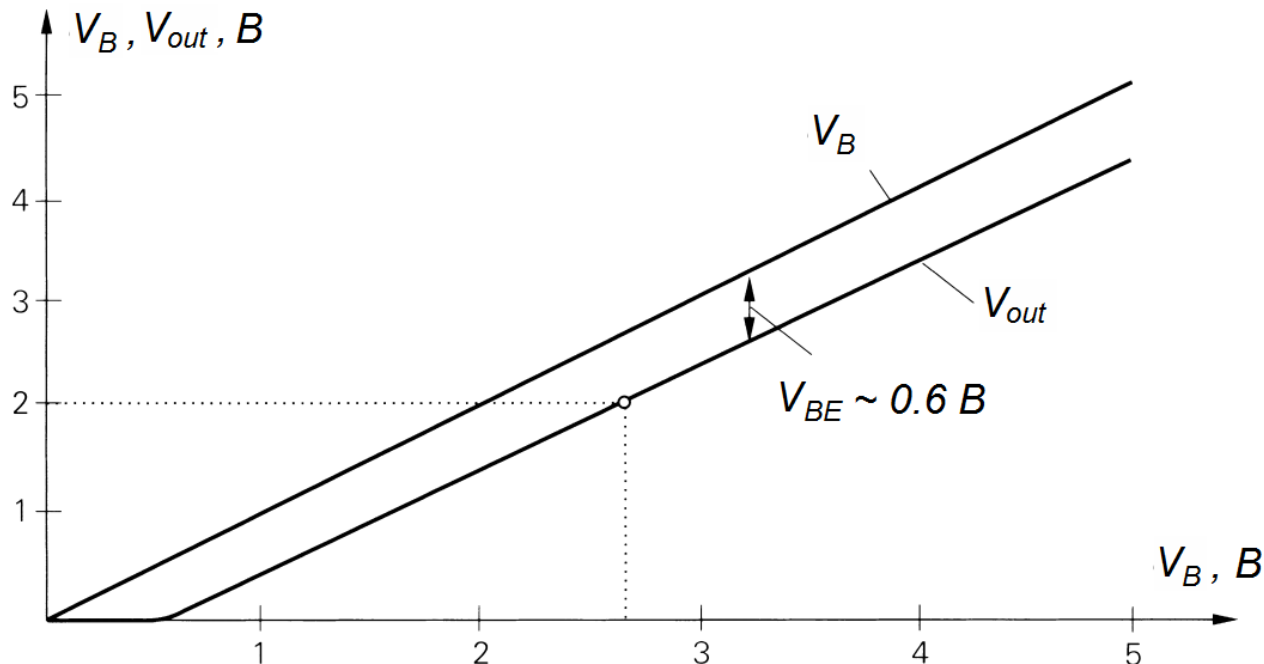


*Нагрузка: в цепи эмиттера*

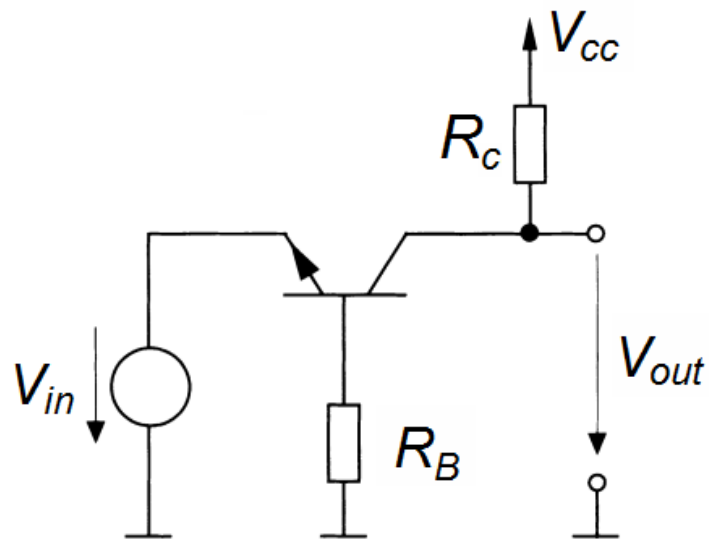
*Коэффициент усиления по току:  $\sim \beta$*

*Коэффициент усиления по напряжению:  $\sim 1$*

*Пример использования: буферные усилители, выходные каскады усилителей мощности*

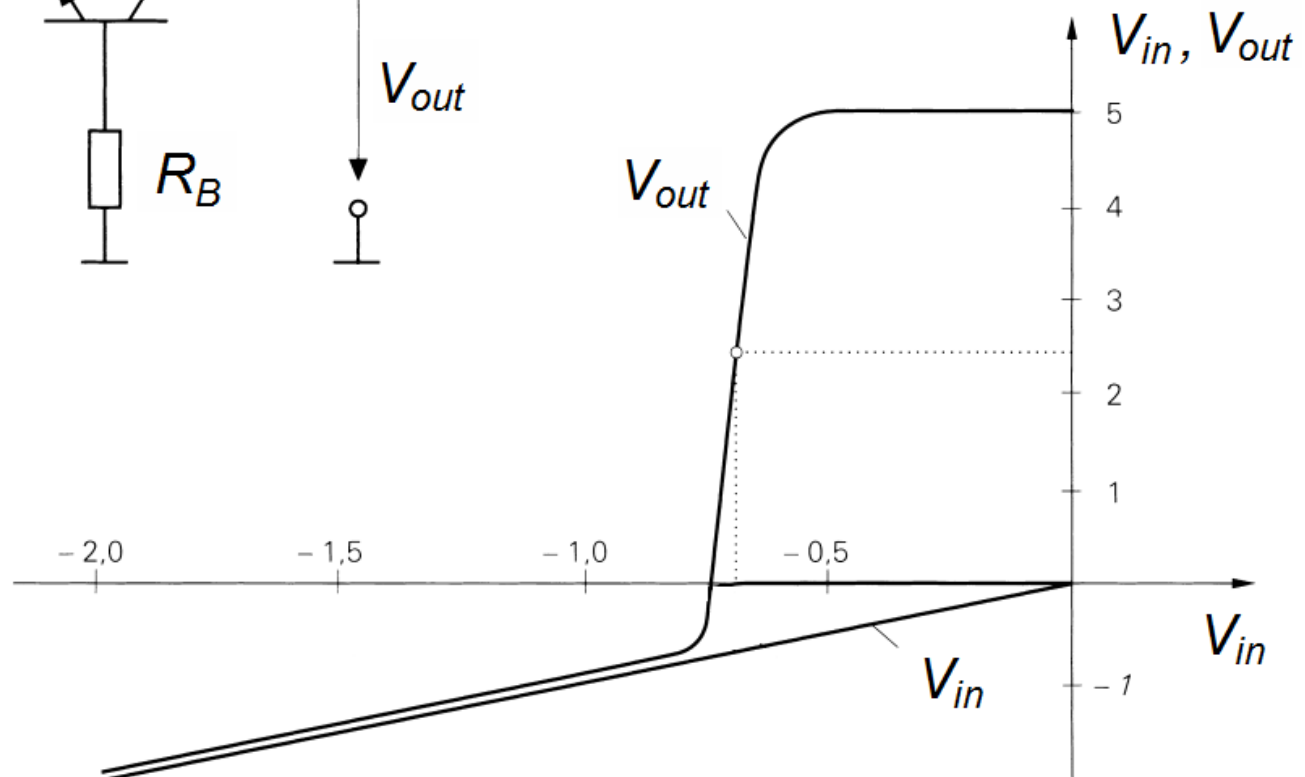


# Схема с общей базой

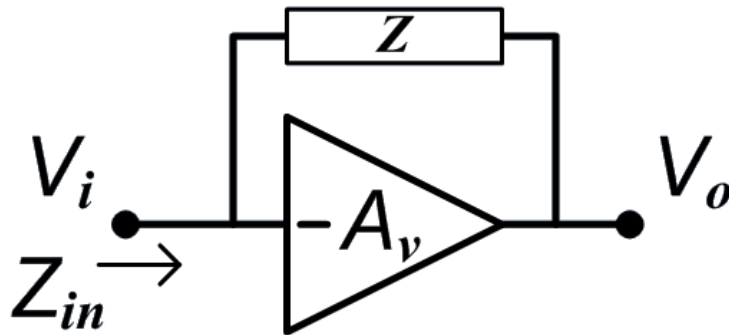


Коэффициент  
усиления по току:  $\sim 1$

Коэффициент  
усиления по напряжению:  $\sim SR_C$



# Эффект Миллера

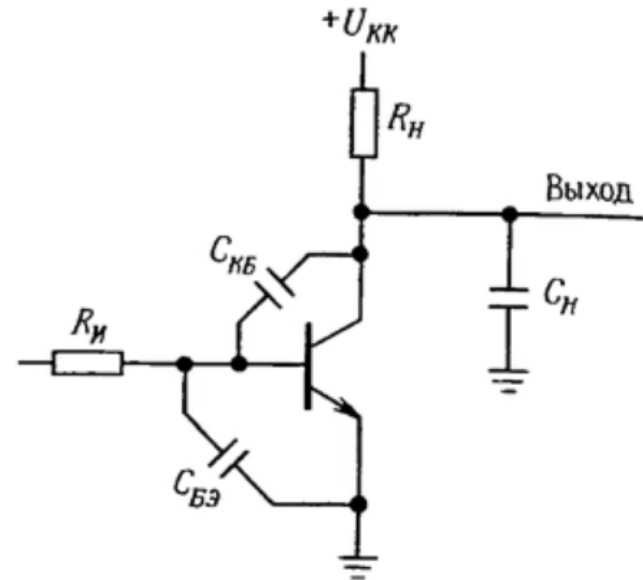


$$\frac{V_o}{V_i} = -A$$

$$I_i = \frac{V_i - V_o}{Z} = \frac{V_i(1 + A)}{Z}$$

$$Z_{in} = \frac{V_i}{I_i} = \frac{Z}{1 + A}$$

Если  $Z = \frac{1}{\omega C}$ , то  $Z_{in} = \frac{1}{\omega C(1 + A)}$

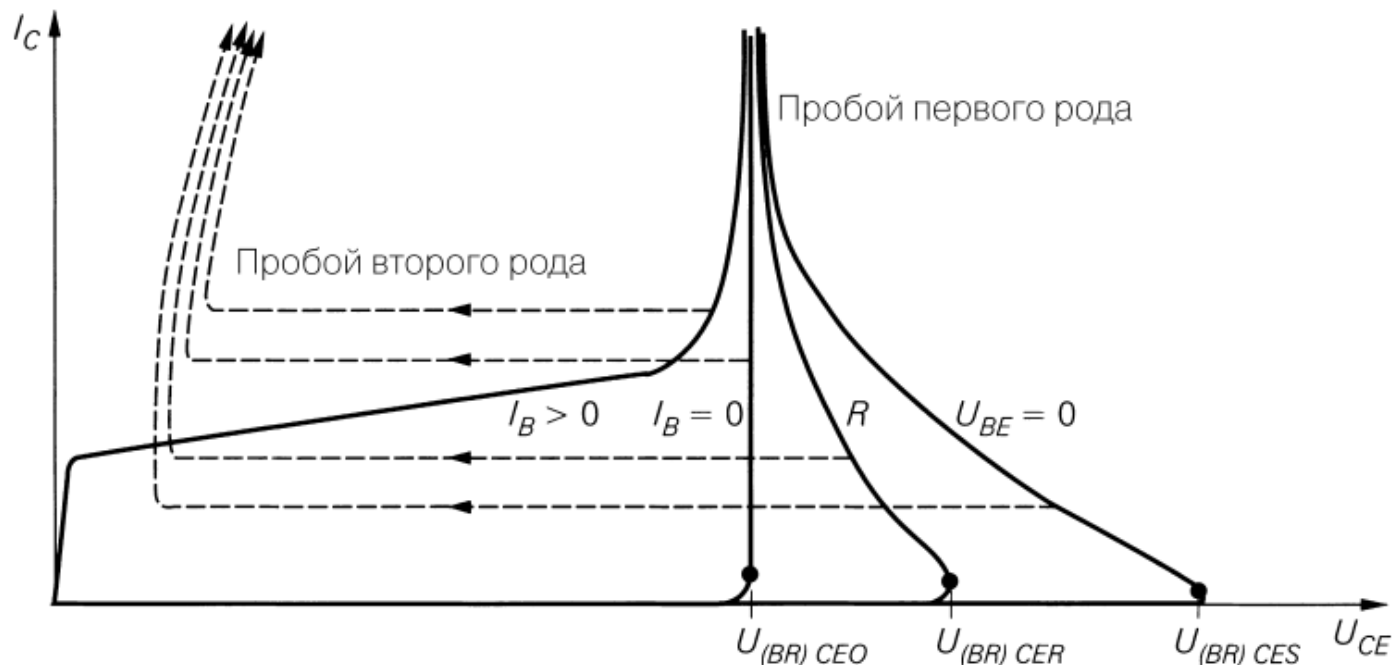


# Пробивные напряжения транзистора

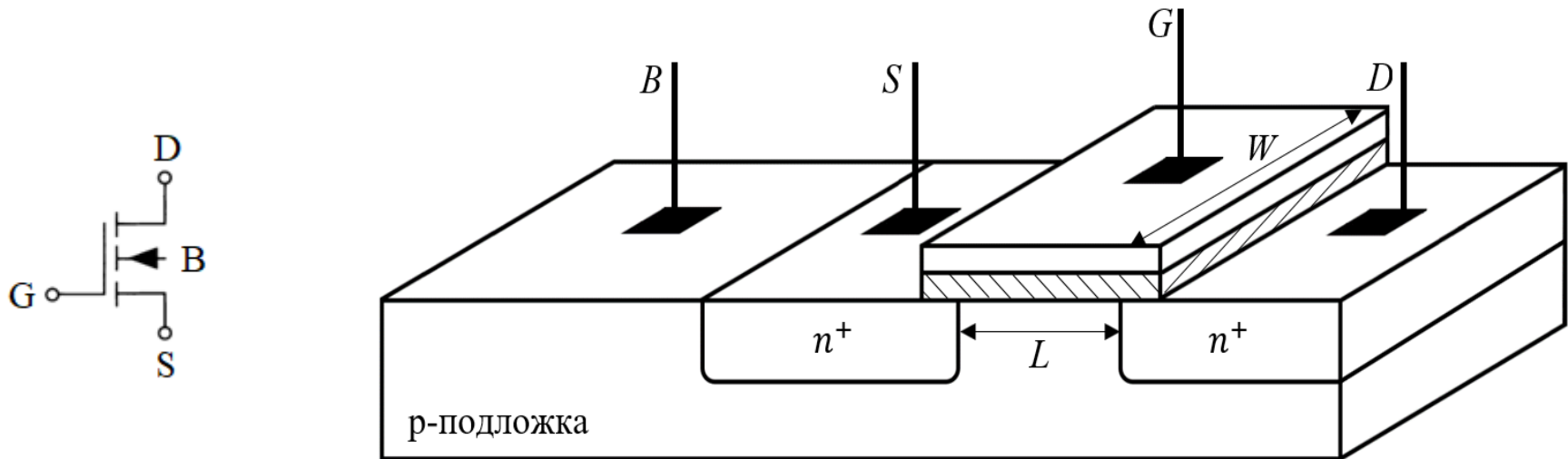
Переход база-эмиттер:  $U_{(BR)EBO} \approx 5...7 \text{ В}$

Переход база-коллектор:  $U_{(BR)CBO} \approx 20...80 \text{ В}$  (низковольтные)  
до 1300 В (высоковольтные)

Участок коллектор-эмиттер:



# Структура n-канального МОП-транзистора



G (gate) – затвор

D (drain) – сток

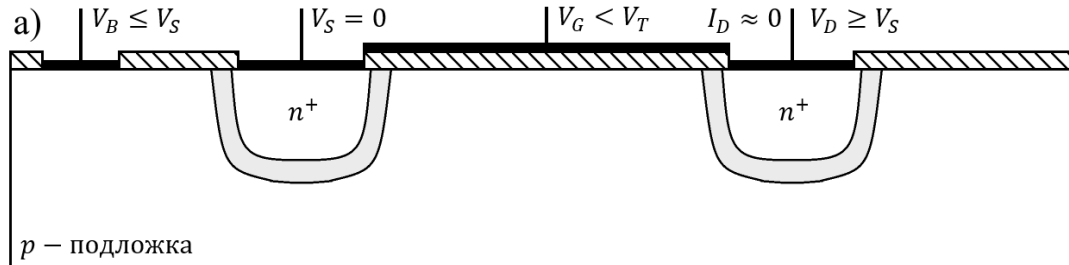
S (source) – исток

B (bulk) – подложка

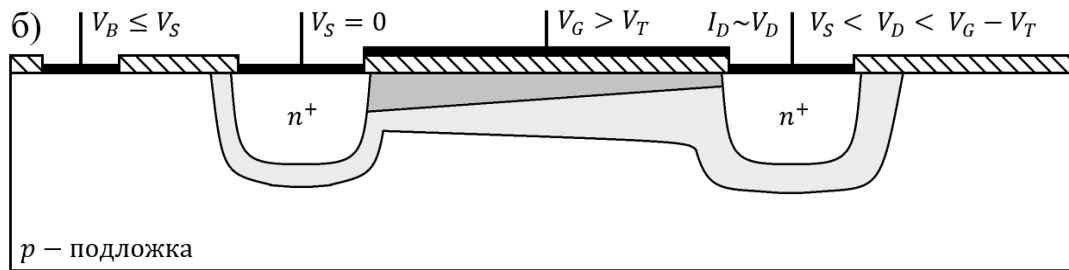
$L$  – длина канала

$W$  – ширина канала

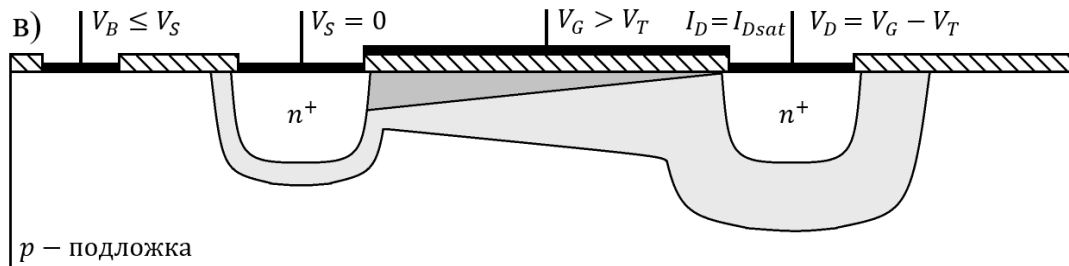
# Режимы работы МОП-транзистора



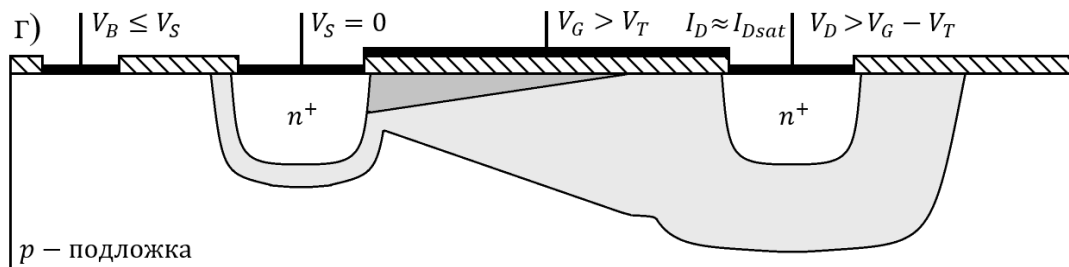
режим отсечки



линейный (триодный)  
режим



отсечка канала -  
переходная область между  
триодным режимом и  
режимом насыщения



режим насыщения  
(рабочий режим в  
большинстве применений)

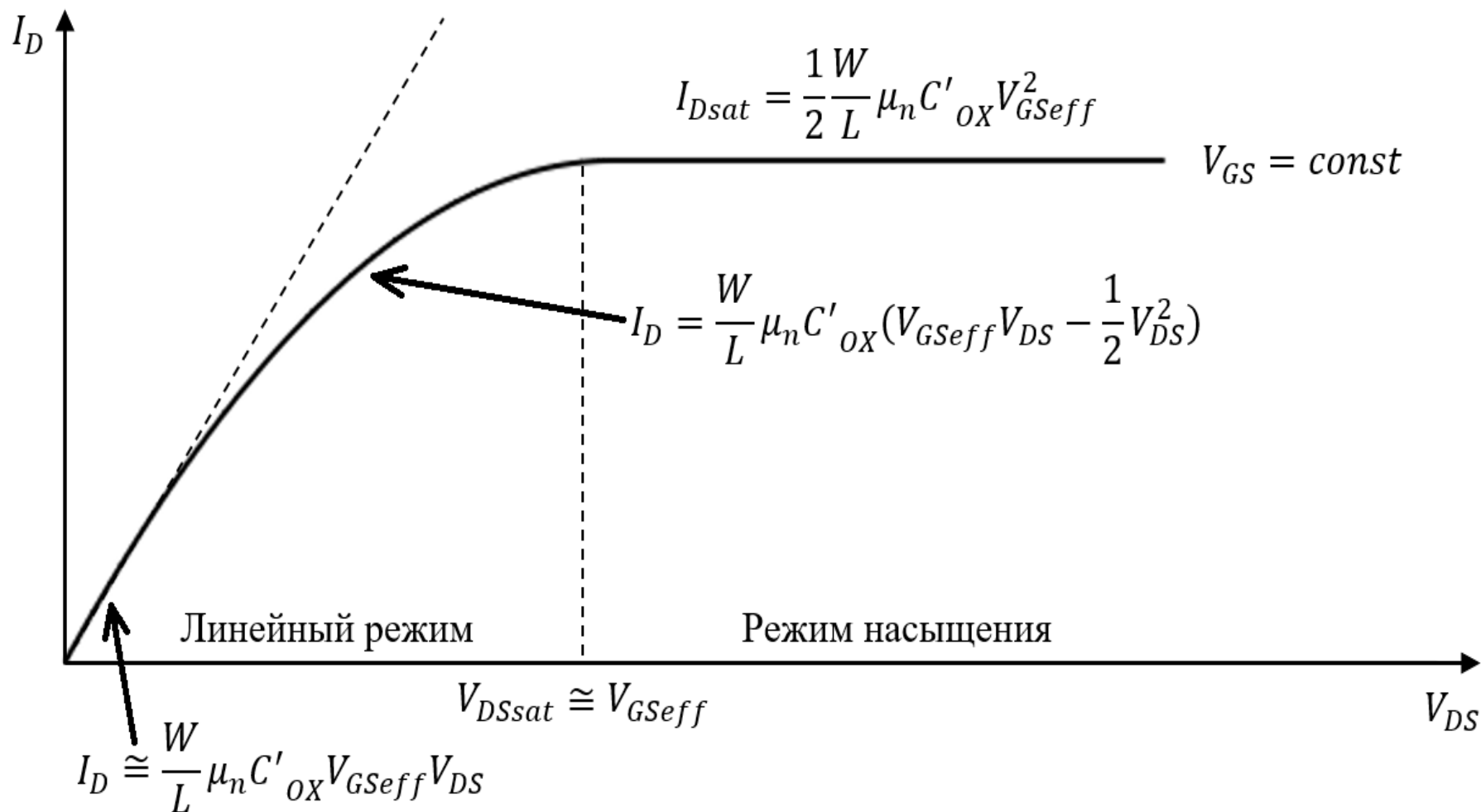


Проводящий канал

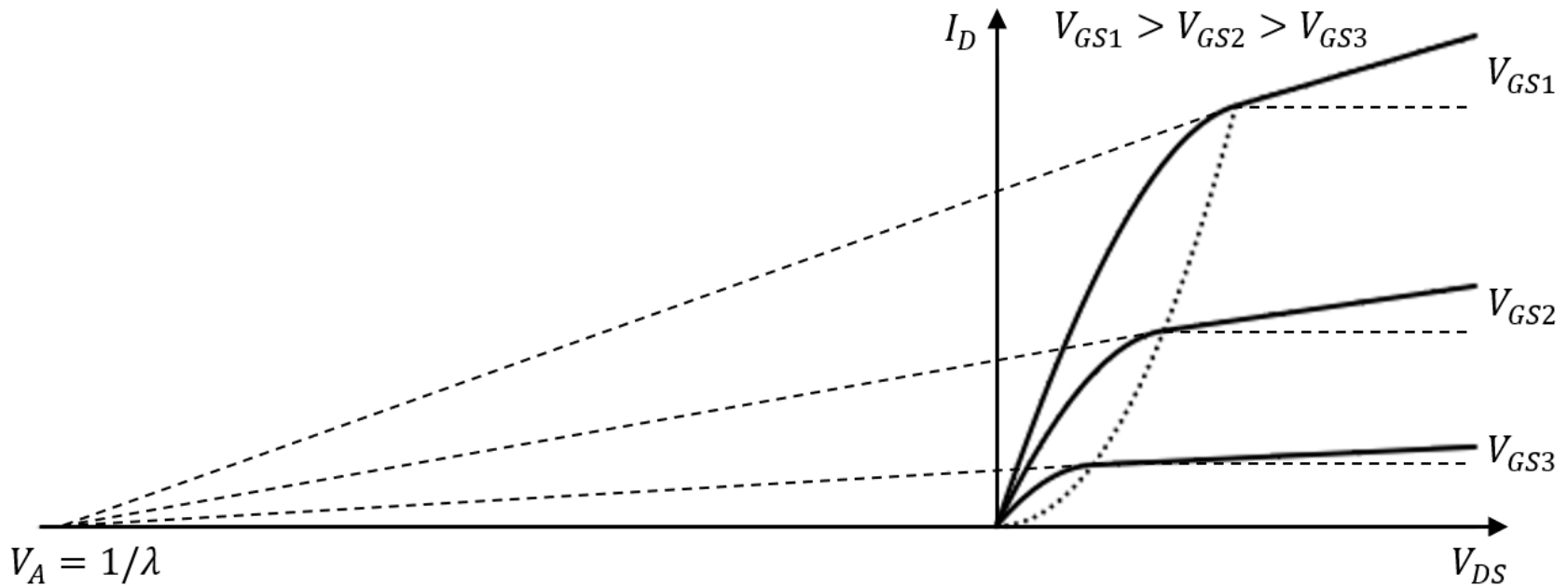


Слой обеднения

# Выходная ВАХ МОП-транзистора без учета модуляции длины канала



# Выходная ВАХ МОП-транзистора с учетом модуляции длины канала



$$I_D = \frac{1}{2} \frac{W}{L} \mu_n C'_{OX} V_{GS_{eff}}^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

$$V_{GS_{eff}} = V_{GS} - V_T$$

$$\lambda \sim \frac{1}{L}$$

## Переходная ВАХ МОП-транзистора

