I. WPROWADZENIE

■ Modele formalne

■ Modele fizyczne

■ Podział modeli fizycznych

■ Podstawowa klasyfikacja

modeli elementów opiera się jednak na klasie sygnałów, dla której model utworzono.

Najważniejsze wielkości sygnału:

- **zakres amplitud**
- **szerokość pasma**

Podział modeli w zależności od zakresu amplitud

- **wielkosygnałowe**
  - globalne
  - lokalne
- **małosygnałowe**

Podział modeli w zależności od zakresu częstotliwości:

- **stałoprądowe (D.C)** ⇒ sterowanie niezmienne w czasie
- **quasi-stałoprądowe** ⇒ sterowanie zmienne w czasie, ale sygnał odpowiedzi nadąża za sygnałem pobudzenia
- **zmienno – prądowe (a.c)**

■ Postać modelu jako kryterium podziału

- **Analityczne**
- **Symboliczne**
- **Graficzne**
- **Tablicowe**
- **Numeryczne**

■ Modele liniowe / nieliniowe

Rezystor $$\mathbf{i = \frac{1}{R} \cdot u} \tag{1.1}$$

Kondensator $$\mathbf{i = C \cdot \frac{du}{dt}} \tag{1.2}$$

Indukcyjność $$\mathbf{u = L \cdot \frac{di}{dt}} \tag{1.3}$$

<u>Dwójnikowy element nieliniowy</u>, np.

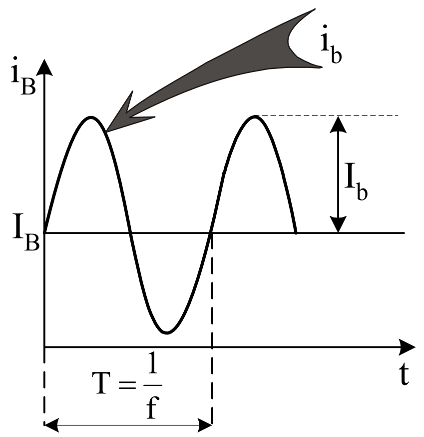
$$\mathbf{i = A_1 \cdot \ln k \cdot u^2} \tag{1.4}$$

■ Oznaczenia: obowiązują następujące zasady oznaczania prądów i napięć:

- **<u>mała litera, duży indeks</u> (i_A, u_{CE})**
  oznacza wartość chwilową traktowaną jako dowolna funkcja czasu,
- **<u>duża litera, duży indeks</u> (I_A, U_{CE})**
  oznacza wartość stałą,
- **<u>mała litera, mały indeks</u> (i_a, u_{ce})**
  oznacza składową sygnałową (zmienną),
- **<u>duża litera, mały indeks</u> (I_a, U_{be})**
  oznacza amplitudę przebiegów harmonicznych (amplitud składowej zmiennej). Tak samo oznacza się amplitudy zespolone sygnału harmonicznego,

Przykład:

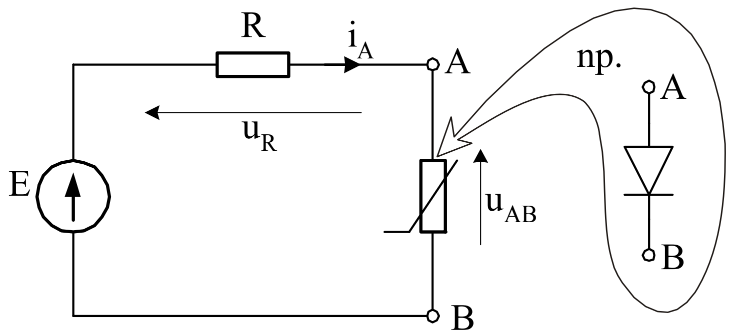
$$\mathbf{i_B = i_B\,(t) = I_B + i_b = I_B + I_b \cdot \sin \omega \cdot t} \tag{1.4}$$



Rys. 1.3

■ Podstawowe problemy

Problem I



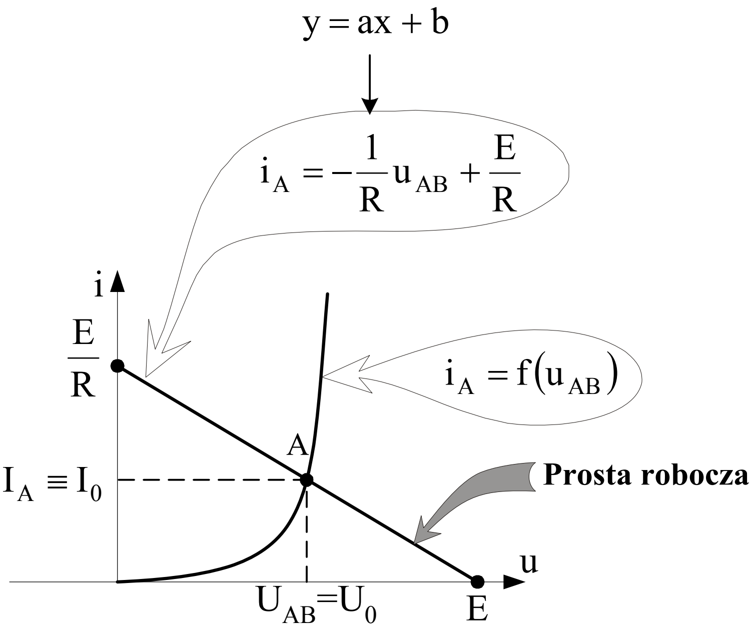
Rys. 1.4

$$\boxed{\mathbf{i_A = f(u_{AB})}} \tag{1.5}$$

$$\mathbf{E = u_R + u_{AB} = i_A \cdot R + u_{AB}} \tag{1.6}$$

stąd

$$\boxed{\mathbf{i_A = \frac{E - u_{AB}}{R}}} \tag{1.7}$$



Rys. 1.5

Problem II

$$\mathbf{i_A = f(u_{AB})}$$

$$\mathbf{u_{AB} = U_{AB} + U_{ab}} \tag{1.9a}$$

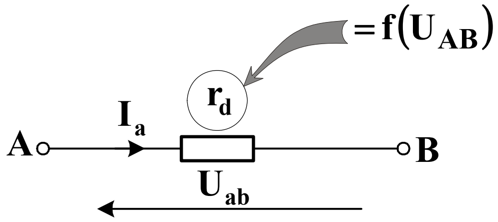
$$\mathbf{i_A = I_A + I_a} \tag{1.9b}$$

$$\mathbf{I_A + I_a = f(U_{AB} + U_{ab}) \cong f(U_{AB}) + \left.\frac{df}{du_{AB}}\right|_{U_{AB}} \cdot U_{ab} + \ldots} \tag{1.10}$$

$$\boxed{\mathbf{I_a = \left.\frac{df}{du_{AB}}\right|_{U_{AB}} \cdot U_{ab}}} \tag{1.11}$$

$$\boxed{\mathbf{g_d = \left.\frac{df}{du_{AB}}\right|_{U_{AB}}}} \tag{1.12}$$

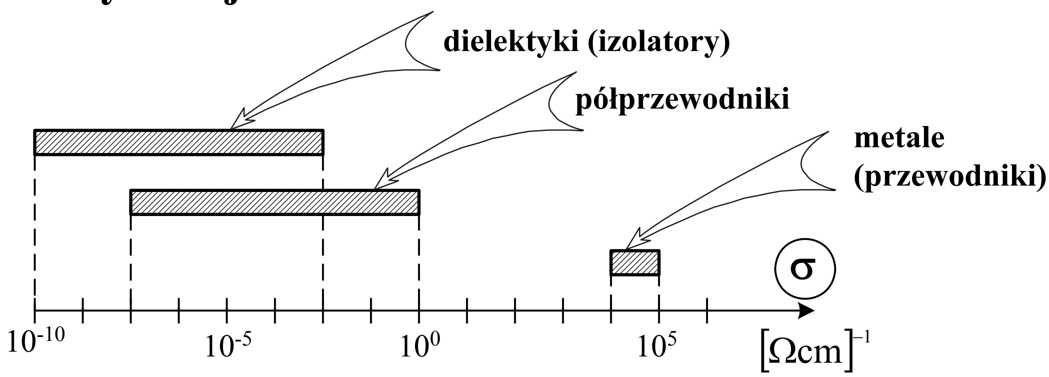
- **Reprezentacja graficzna modelu małosygnałowego dla małych częstotliwości.**



Rys. 1.6

II. MATERIAŁY PÓŁPRZEWODNIKOWE

■ Klasyfikacja

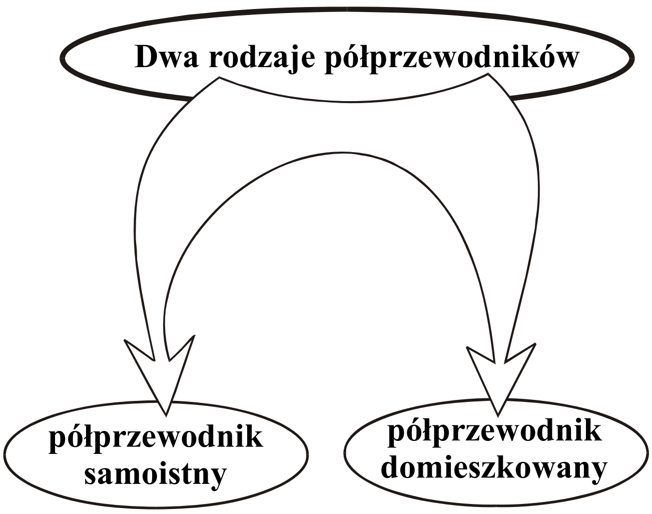


Rys. 2.1

■ Chemicznie czyste półprzewodniki (niedomieszkowane) zachowują się jak izolatory

Do specyficznych cech półprzewodników zalicza się również zależność σ od:

- **oświetlenia** → **fotorezystory**
- **pola elektrycznego** → **warystory**
- **pola magnetycznego** → **hallotrony**
- **temperatury** → **termistory**



■ Półprzewodnik samoistny

Tab. 2.1

Materiał półprzewodnikowy	**W_g (300 K) [eV]**	**W_{go} (0 K) [eV]**
Ge	0,78	
Si	1,1	1,21
GaAs	1,4	
SiC	3	
C	5	

$$\boxed{n_i = p_i} \tag{2.1}$$

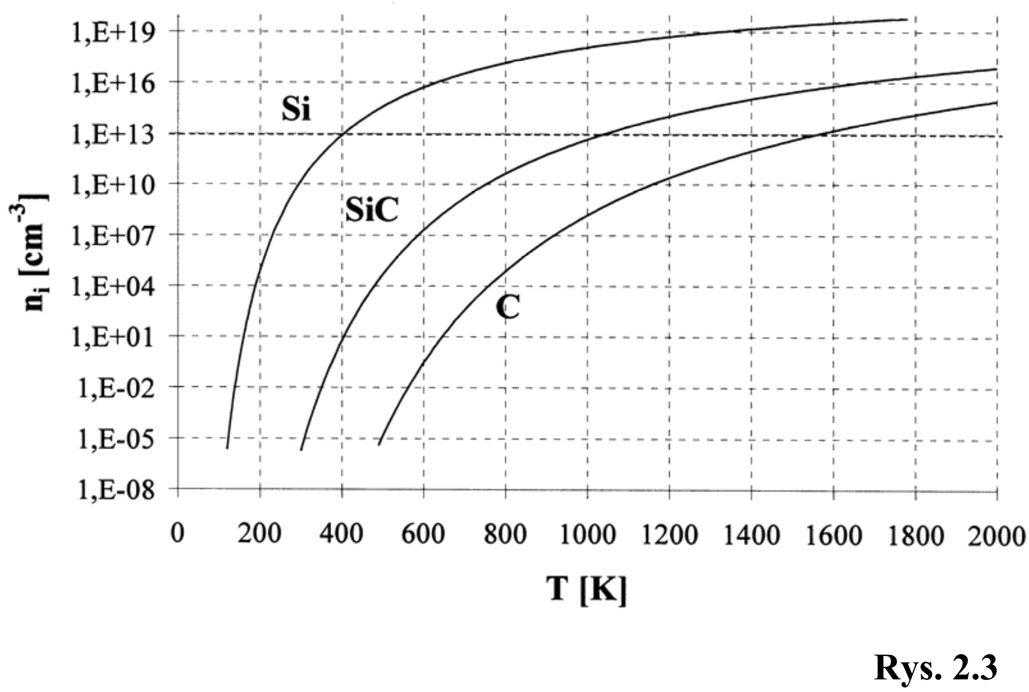
$$\boxed{n_i = AT^{3/2}\exp\left(-\frac{W_{go}}{2kT}\right)} \tag{2.2}$$

gdzie A – współczynnik, k – stała Boltzmanna, n_i - samoistna koncentracja nośników zależna silnie od T oraz od W_{go}.

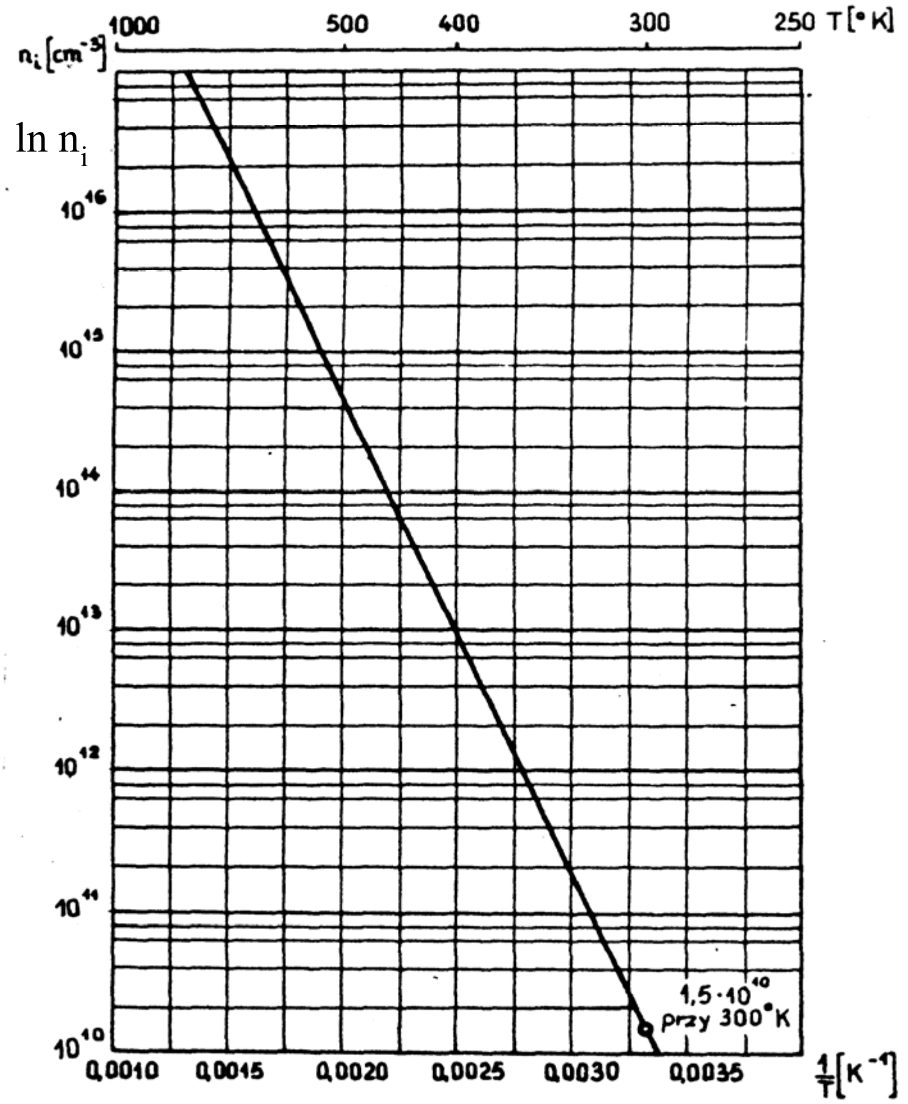
Dla Si (T = 300K), $\boxed{n_i = 1{,}5 \cdot 10^{10}\ \mathrm{cm^{-3}}}$

dla GaAs (T = 300K) $n_i = 1{,}8 \cdot 10^6\ \mathrm{cm^{-3}}$

- Zależność n_i (T) dla wybranych materiałów półprzewodnikowych



Rys. 2.3



Rys. 2.4

Półprzewodnik domieszkowany

- Jeśli do sieci półprzewodnika (4–wartościowego) wprowadzi się atom 5–wartościowy (fosfor, arsen ,antymon), wówczas 4 elektrony są zaangażowane w wiązaniu krystalicznym – piąty elektron jest bardzo słabo związany z atomem. Wystarczy znikoma energia rzędu do 0,1 eV aby wyzwolić ten elektron. Tak więc przy typowym domieszkowaniu w T = 300K wszystkie atomy są zjonizowane. Taka domieszka dająca dodatkowe elektrony nazywana jest **domieszką donorową (N_D).**

- Jeśli wprowadzi się domieszkę 3–wartościową (bor, gal, glin) wówczas jedno wiązanie jest nie obsadzone – stąd powstanie dziury (znak +). **Koncentracja akceptorowa (N_A).**

Generacja – proces tworzenia nośników przez jonizację lub rozrywanie wiązań krystal. (temperatura, oświetlenie)

Rekombinacja – proces odwrotny do generacji.

$$\boxed{n \cdot p = n_i^2} \tag{2.3}$$

Definicje i oznaczenia

- Nośniki większościowe – te nośniki których jest więcej
- Nośniki mniejszościowe – te nośniki których jest mniej
- Półprzewodnik typu N – gdy elektrony są nośnikami większościowymi
- Półprzewodnik typu P – gdy dziury są nośnikami większościowymi
- n_n, p_n – koncentracje elektronów i dziur w półprzewodniku typu N
- p_p, n_p – koncentracje elektronów i dziur w półprzewodniku typu P
- N_A, N_D – koncentracje domieszki akceptorowej i donorowej

Koncentracje nośników

$$n_n = \frac{1}{2}\left[N_D - N_A + \sqrt{(N_D - N_A)^2 + 4n_i^2}\right] \tag{2.5}$$

$$p_p = \frac{1}{2}\left[N_A - N_D + \sqrt{(N_A - N_D)^2 + 4n_i^2}\right] \tag{2.6}$$

Półprzewodnik silnie domieszkowany

- **typu P**

$\mathbf{N_A - N_D >> n_i}$

i wówczas

z (2.6) $\rightarrow \mathbf{p_p = N_A - N_D}$

z (2.2) $\rightarrow \mathbf{n_p = \dfrac{n_i^2}{N_A - N_D}}$

gdy $N_D = 0$

$$\mathbf{p_p = N_A} \qquad (2.7a)$$

$$\mathbf{n_p = \frac{n_i^2}{N_A}} \qquad (2.7b)$$

- **typu N**

$\mathbf{N_D - N_A >> n_i}$

i wtedy

z (2.5) $\rightarrow \mathbf{n_n = N_D - N_A}$

z (2.2) $\rightarrow \mathbf{p_n = \dfrac{n_i^2}{N_D - N_A}}$

gdy $N_A = 0$

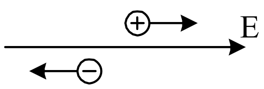
$$\mathbf{n_n = N_D} \qquad (2.8a)$$

$$\mathbf{p_n = \frac{n_i^2}{N_D}} \qquad (2.8b)$$

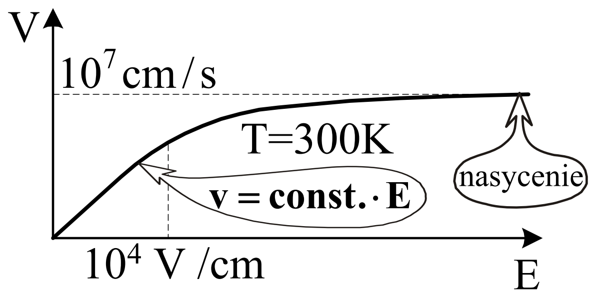
Mechanizmy transportu

- **unoszenie (dryft)**
- **dyfuzja**

■ Unoszenie



Zależności $v(E)$ dla krzemu pokazano na rys. 2.6



Rys 2.6

- **Ruchliwość**

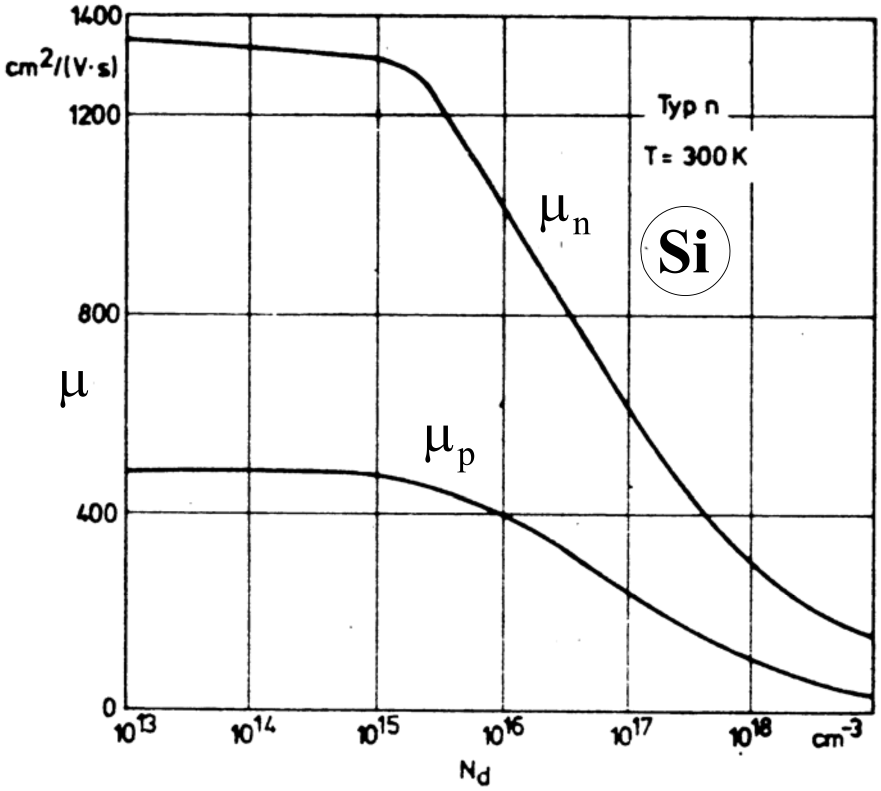
$$\mathbf{v_n = -\mu_n \cdot E} \tag{2.9a}$$

$$\mathbf{v_p = \mu_p \cdot E} \tag{2.9b}$$

Ruchliwość jest funkcją :

- koncentracji domieszek
- temperatury
- natężenia pola elektrycznego

■ **Zależność μ od domieszkowania**



Rys. 2.7

$$\boxed{\mu_n, \mu_p \approx \mathbf{const.}}$$

$\mu_n = 1350\ cm^2\ V^{-1}s^{-1}$ $\mu_p = 480\ cm^2\ V^{-1}s^{-1}$

$$\boxed{\mu_n \approx 3 \cdot \mu_p}$$

■ Zależność μ od temperatury

$$\boxed{\mu(T) = \mu_0 \left(\frac{T}{T_0}\right)^{-\kappa} = B \cdot T^{-\kappa} \sim T^{-\kappa}} \qquad (2.11)$$

■ Prąd unoszenia

$$j_{nu} = -qv_n \cdot n = q\mu_n nE \qquad (2.12)$$

$$j_{pu} = -qv_p \cdot p = q\mu_p pE \qquad (2.13)$$

$$\boxed{j_u = q\,E\,(n \cdot \mu_n + p \cdot \mu_p)} \qquad (2.14)$$

Dyfuzja

$$j_{nd} = q\,D_n \frac{dn}{dx} \qquad (2.15)$$

$$j_{pd} = -q\,D_p \frac{dp}{dx} \qquad (2.16)$$

gdzie $\mathbf{D_n}$, $\mathbf{D_p}$ – stałe dyfuzji elektronów i dziur.

$$\boxed{D = \frac{kT}{q} \cdot \mu = U_T \cdot \mu} \qquad (2.21)$$

$\mathbf{U_T}$ – potencjał termiczny ma wymiar napięcia (T = 300K, U_T = 25,8 mV)

$$\boxed{j = j_n + j_p} \qquad (2.18)$$

$$\boxed{j_n = q\,\mu_n nE + q\,D_n \frac{dn}{dx}} \qquad (2.19)$$

$$\boxed{j_p = q\,\mu_p pE - q\,D_p \frac{dp}{dx}} \qquad (2.20)$$

Konduktywność

$$\boxed{\sigma = q\left(n \cdot \mu_n + p \cdot \mu_p\right)} \tag{2.22}$$

$$\boxed{\rho = 1/\sigma} \tag{2.23}$$

$$\boxed{\sigma_i = q n_i \left(\mu_n + \mu_p\right)} \tag{2.24}$$

Półprzewodnik w stanie odchylenia od równowagi termicznej

$$\boxed{n \cdot p > n_i^2} \tag{2.25}$$

nazywany jest stanem wprowadzania nośników.

NPW $\Rightarrow$ taki stan, w którym koncentracja nośników nadmiarowych jest dużo mniejsza od koncentracji równowagowej nośników większościowych.

Oznaczamy:

$\mathbf{n_o}$, $\mathbf{p_o}$ – koncentracja elektronów i dziur w równowadze termicznej

$$\left.\begin{array}{l} \Delta n = n - n_o \\ \\ \Delta p = p - p_o \end{array}\right\} \leftarrow \quad \text{nadmiarowe koncentracje nośników}$$

Zatem:
NPW $\Leftrightarrow$ gdy $\Delta n, \Delta p >> n_o, p_o$

Przykład:

W próbce typu N w równowadze termicznej, koncentracja swobodnych elektronów wynosi $n_{no} = 10^{16}cm^{-3}$, a koncentracja dziur

$$p_{no} = \frac{n_i^2}{n_{no}} = 10^4 cm^{-3}$$

Do próbki wprowadzono nośniki nadmiarowe o koncentracji

$$\Delta n = \Delta p = 10^8 cm^{-3}$$

Całkowita koncentracja elektronów w stanie wprowadzania

$$n_n = n_{n0} + \Delta n \cong n_{n0}$$

Całkowita koncentracja dziur w stanie wprowadzania

$$p_n = p_{n0} + \Delta p \approx \Delta p$$

Wniosek

- Przy **NPW** koncentracja nośników większościowych nie zmienia się,
- Właściwości półprzewodników przy **NPW** wystarczy określać poprzez zmiany koncentracji nośników mniejszościowych,

Rozkłady koncentracji nośników mniejszościowych i parametry materiałowe dynamiczne

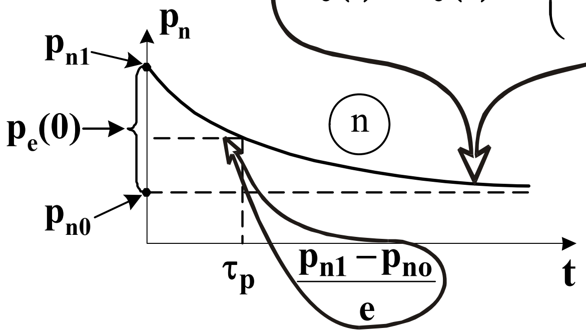
Przypadek I

czas życia nośników nadmiarowych

$$\boxed{p_n(t) = p_{no} + (p_{n1} - p_{n2})\exp\left(-\frac{t}{\tau_p}\right)} \qquad (2.31)$$

$$\left.\begin{aligned} p_e(t) &= p_n(t) - p_{no} \\ p_e(0) &= p_{n1} - p_{no} \end{aligned}\right\} \text{stąd}$$

$$p_e(t) = p_e(0)\exp\left(-\frac{t}{\tau_p}\right) \tag{2.32}$$



Rys. 2.11

<u>czasu życia τ_p:</u>

Jest to czas jaki upływa od chwili wyłączenia czynnika generującego po którym nadmiarowa koncentracja nośników maleje e–krotnie.

Czas życia nośników w Si:

$$\tau_p \in \left(10^{-9}\,\mathrm{s},\ 10^{-5}\,\mathrm{s}\right)$$

<u>Przypadek II</u>

<u>długość drogi dyfuzji nośników nadmiarowych</u>.

$$\boxed{p_n(x) = p_{no} + \left(p_{n1} - p_{n2}\right)\exp\left(-\frac{x}{L_p}\right)} \tag{2.33a}$$

gdzie

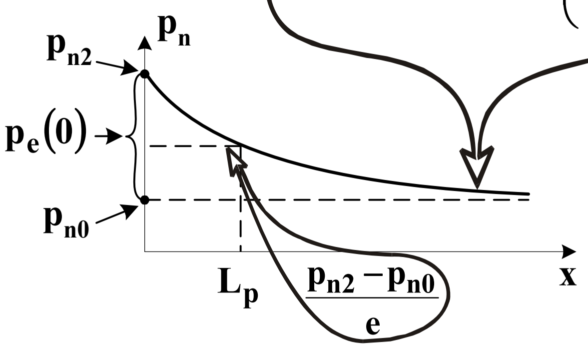
$$\boxed{L_p = \sqrt{D_p \cdot \tau_p}}$$

oznaczamy:

$$p_e(x) = p_n(x) - p_{n0}$$
$$p_e(0) = p_{n2} - p_{n0}$$

stąd

$$p_e(x) = p_e(0) \cdot \exp\left(-\frac{x}{L_p}\right) \tag{2.33b}$$



Rys. 2.12

<u>Średnia droga dyfuzji L_p:</u>

odległość po przejściu której koncentracja nadmiarowych nośników maleje e–krotnie w stosunku do wartości na oświetlanej powierzchni.

Typowe wartości $\mathbf{L_p}$ dla krzemu (T = 300 K)

$$L_p \in \left(10^{-5}\,\text{cm},\ 10^{-3}\,\text{cm}\right)$$

Wpływ temperatury

■ Koncentracja nośników

$$\boxed{\gamma_{ni} = \frac{1}{n_i} \cdot \frac{dn_i}{dT} = \frac{1}{T} \cdot \left(1{,}5 + \frac{W_{go}}{2k \cdot T}\right)} \tag{2.35}$$

Wartość tego współczynnika dla krzemu w temperaturze 300K wynosi

$$\gamma_{ni}(T = 300) \approx 8\%\,K^{-1}$$

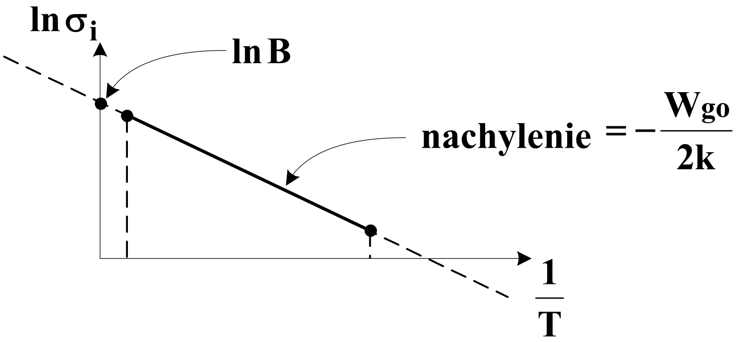
■ Konduktywność

Półprzewodnik samoistny

$$\boxed{\sigma_i = B\,\exp\left(-\frac{W_{go}}{2kT}\right)} \tag{2.37}$$

$$\ln\sigma_i = \ln B - \frac{W_{go}}{2k}\cdot\frac{1}{T} \tag{2.38}$$

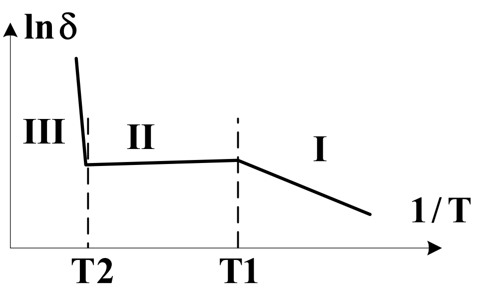
$$y = b + a \cdot x$$



Rys 2.13.

$$\boxed{\gamma_\sigma = \frac{1}{\sigma}\frac{d\sigma}{dT}} \tag{2.32}$$

Półprzewodnik silnie domieszkowany



Rys. 2.14

$T_1 \in (-200°C \div -80°C)$
$T_2 \in (200°C \div 400°C)$

III. Diody półprzewodnikowe

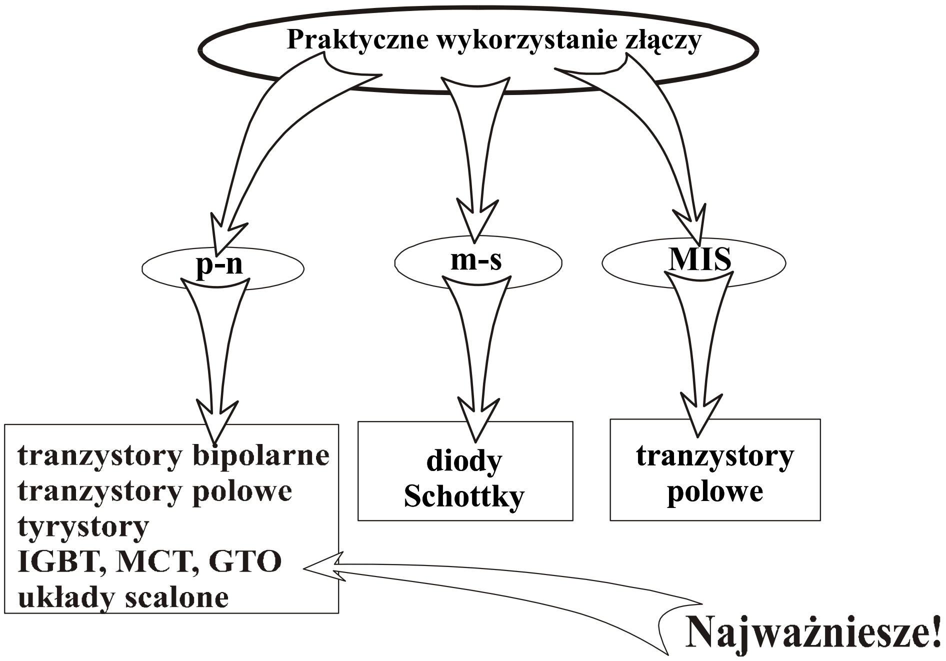
Wstęp

Podział złączy

- **złącza p-n**, w którym styk tworzą obszary p oraz n z tego samego materiału półprzewodnikowego, np. krzemu,
- **złącza m-s**, w których w kontakcie pozostają obszary półprzewodnika i metalu,
- **heterozłącza**, w których pozostają w kontakcie dwa różne materiały półprzewodnikowe, (Ge – Si)

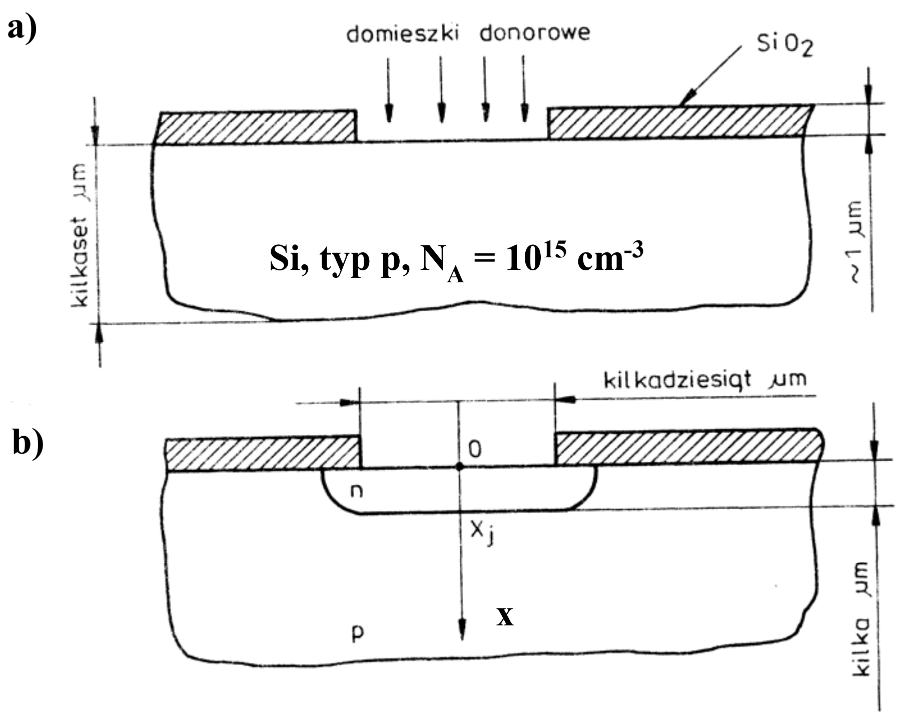
ch – ki i(u)

- **struktura MIS** (metal–izolator–półprzewodnik) $\Leftarrow$ **ch – ki C(u)**



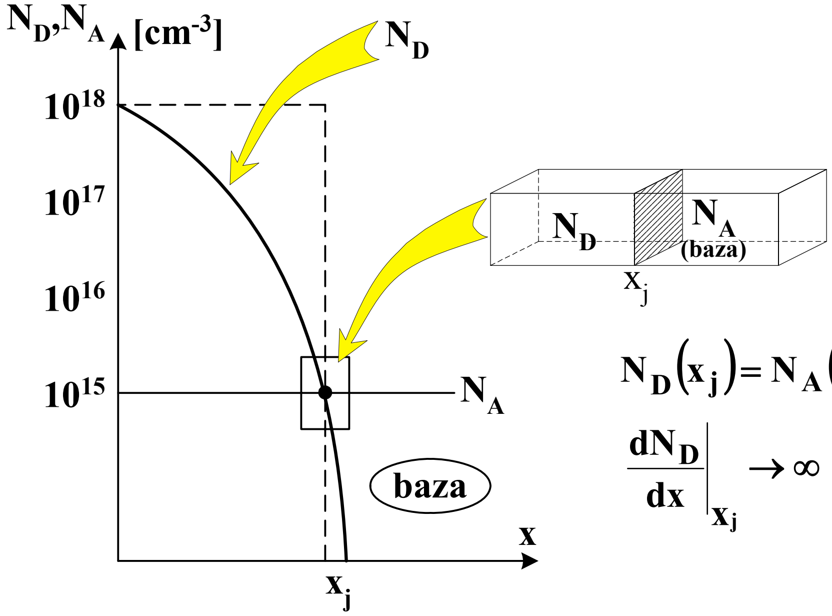
Rys. 3.1

Technologia złącza p-n



Rys. 3.2

■ Zależność N_D, $N_A = f(x)$

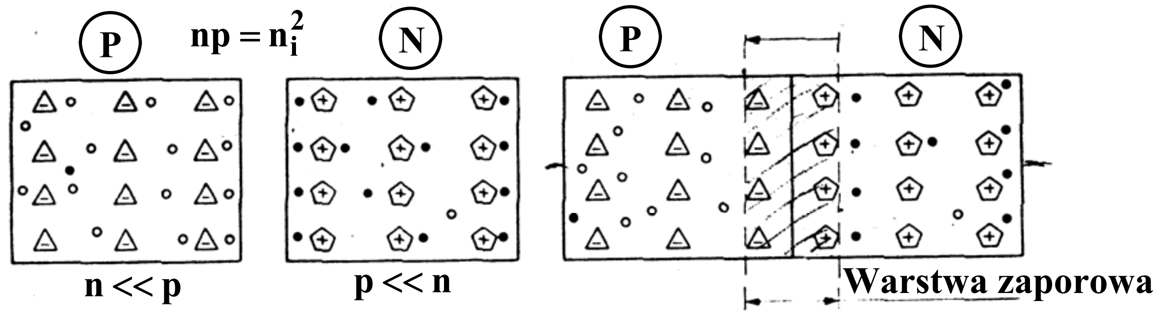


$$N_D(x_j) = N_A(x_j)$$

$$\left.\frac{dN_D}{dx}\right|_{x_j} \to \infty$$

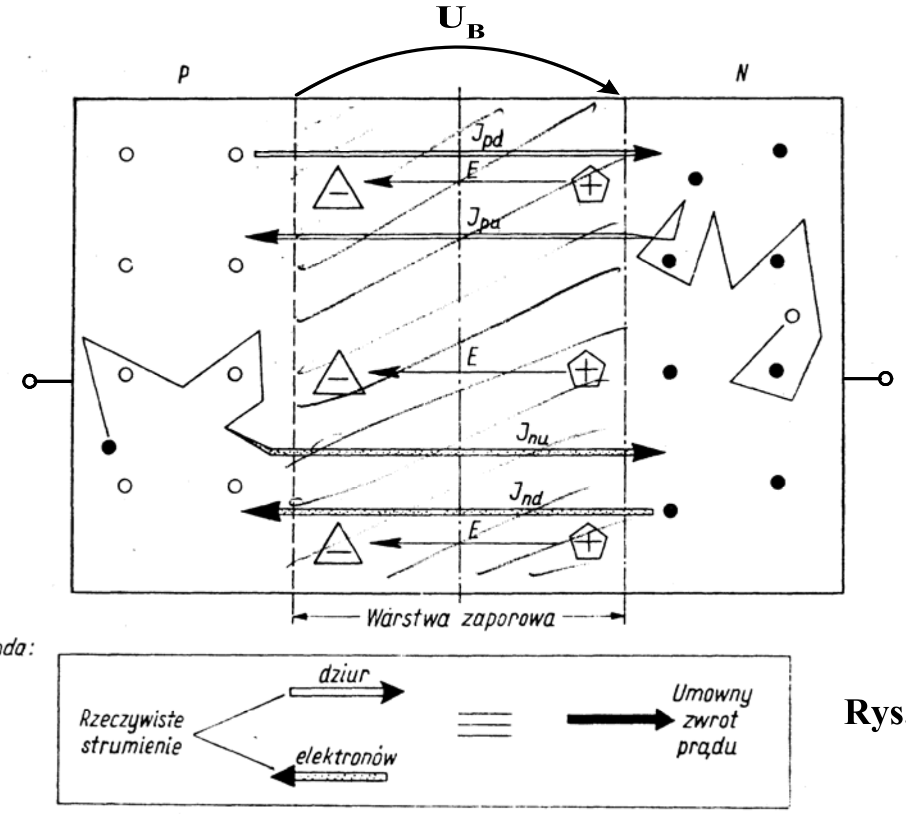
Rys. 3.3

Złącze niespolaryzowane (u = 0)



Rys. 3.4

obszar ładunku przestrzennego obszar opróżniony złącza obszar przejściowy warstwa zaporowa złącza

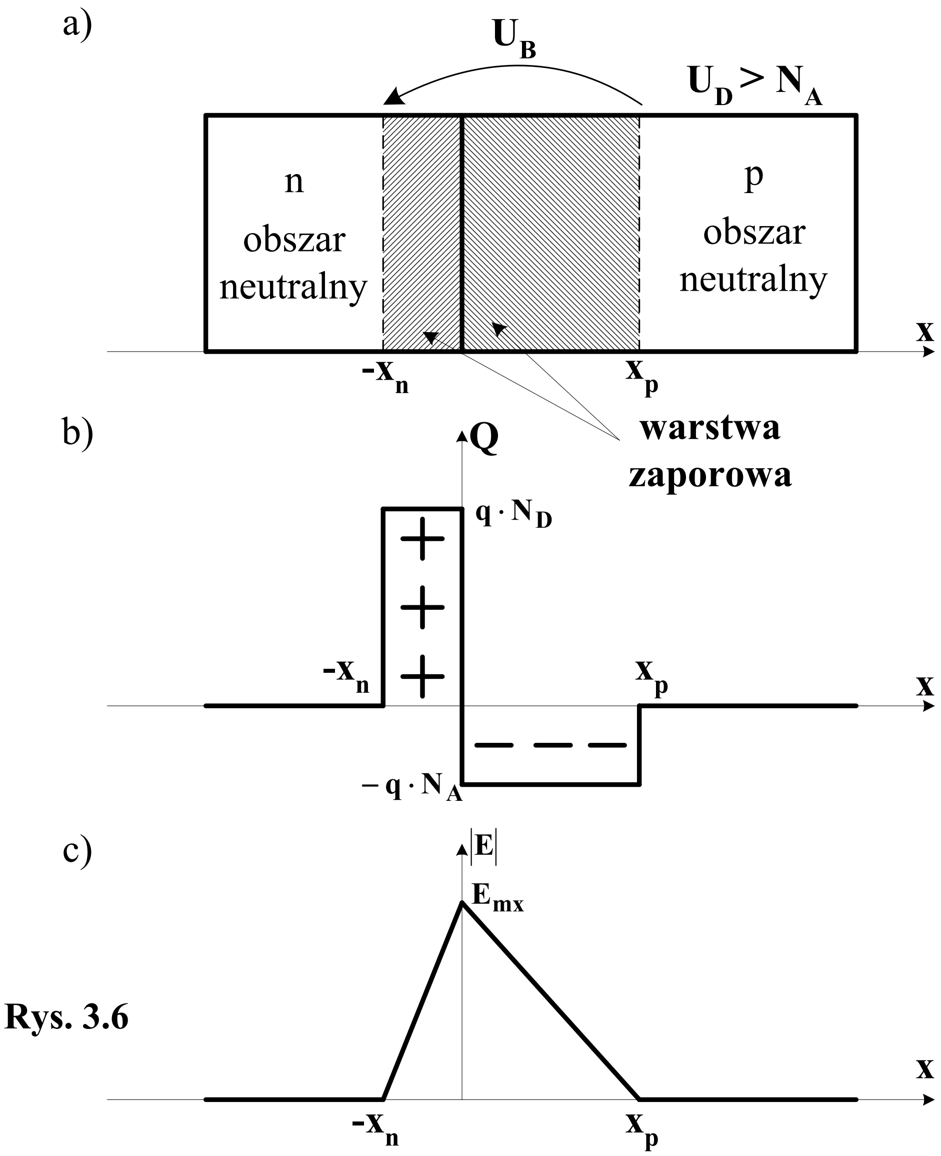


Rys. 3.5

napięcie kontaktowe napięcie dyfuzyjne napięcie bariery napięcie wbudowane

$$\boxed{U_B = U_T \cdot \ln \frac{N_A \cdot N_D}{n_i^2}} \tag{3.2}$$

dla S_i w temperaturze 300K → $U_B \approx 700\text{mV}$



Rys. 3.6

- Słuszna jest zależność

$$\boxed{N_A \cdot x_n = N_D \cdot x_p} \tag{3.4}$$

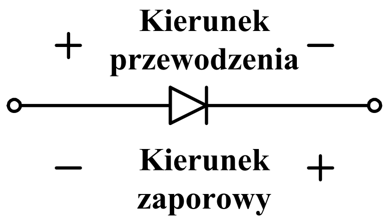
- Grubość obszarów opróżnionych

$$x_n = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0}{N_A + N_D} \cdot \frac{N_A}{q \cdot N_D} \cdot U_B} \sim \sqrt{U_B} \tag{3.6a}$$

$$x_p = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0}{N_A + N_D} \cdot \frac{N_D}{q \cdot N_A} \cdot U_B} \sim \sqrt{U_B} \tag{3.6b}$$

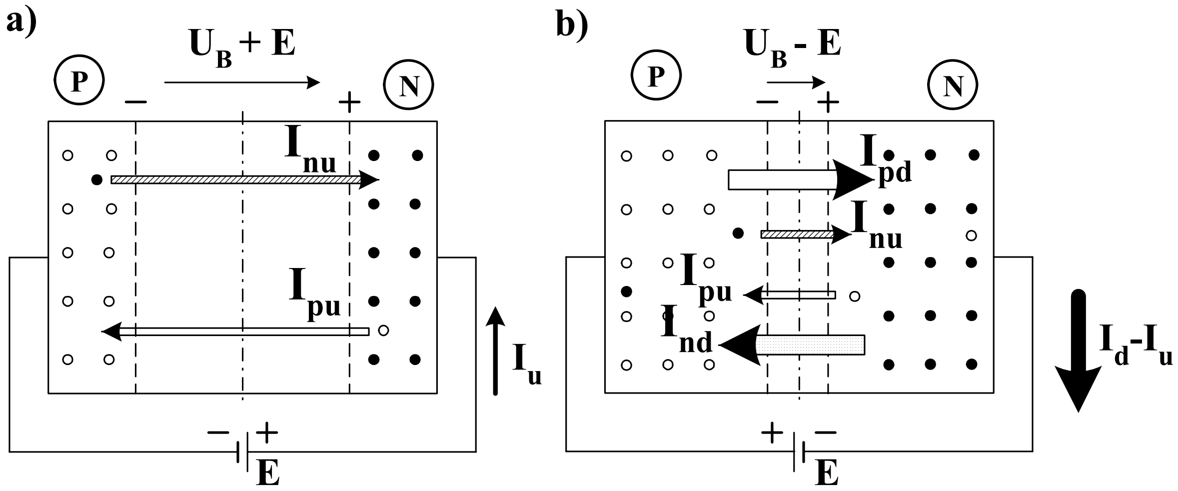
$$\boxed{x_{n,p} \sim \sqrt{U_B}}$$

Złącze spolaryzowane



Rys. 3.7

- Kierunek zaporowy
- Kierunek przewodzenia



Rys. 3.8

$$X_n = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0 N_A}{qN_D\left(N_A + N_D\right)}\left(U_B - u\right)} \sim \sqrt{U_B - u} \qquad (3.7a)$$

$$X_p = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0 N_D}{q(N_A + N_d)N_A}\left(U_B - u\right)} \sim \sqrt{U_B - u} \qquad (3.7b)$$

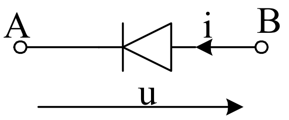
$$\boxed{x_{n,p} \sim \sqrt{U_B - u}}$$

Charakterystyka statyczna i(u) złącza idealnego

- złącze skokowe
- jednowymiarowy charakter zjawisk w złączu
- niski poziom wprowadzania
- pole elektryczne występuje tylko w warstwie zaporowej
- rezystywność obszarów neutralnych = 0
- brak procesów gen.– rekomb. w obszarze ładunku przestrz.
- nie występują efekty przebicia

Gdy warunki te są spełnione → **złącze idelane**

■ Wzór na statyczną charakterystykę prądowo – napięciową i(u) złącza idealnego ma postać



Model wielkosygnałowy statyczny

$$\boxed{i = I_S \cdot \left(\exp\frac{u}{U_T} - 1 \right)} \qquad (3.8)$$

gdzie:

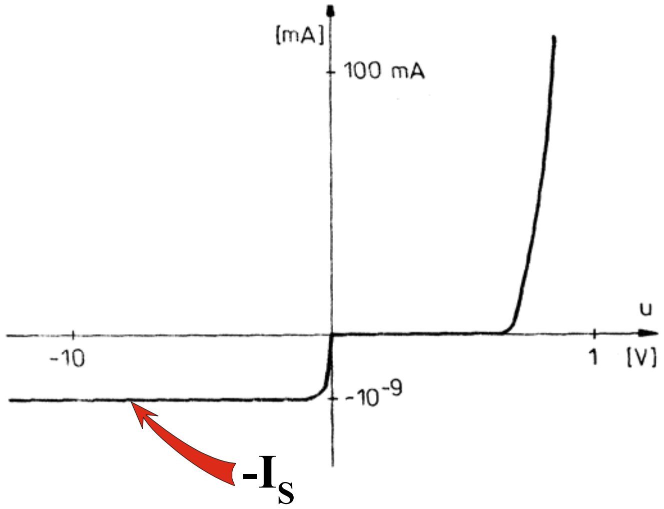
- potencjał termiczny $$U_T = \frac{kT}{q} \qquad (3.9)$$
- prąd nasycenia $$I_S = q \cdot S \cdot n_i^2 \left(\frac{D_n}{L_n \cdot N_A} + \frac{D_p}{L_p N_D} \right) \qquad (3.10)$$
- dla złącza p^+n $$I_S = q \cdot S \cdot n_i^2 \frac{D_p}{L_p N_D} \qquad (3.11)$$

  p^+n Dla krótkiej bazy $L_p \rightarrow W_n$
- Można napisać, że: $$\boxed{I_S \sim S \cdot n_i^2} \qquad (3.12)$$

$I_S \in$ (nanoampery, pikoampery)

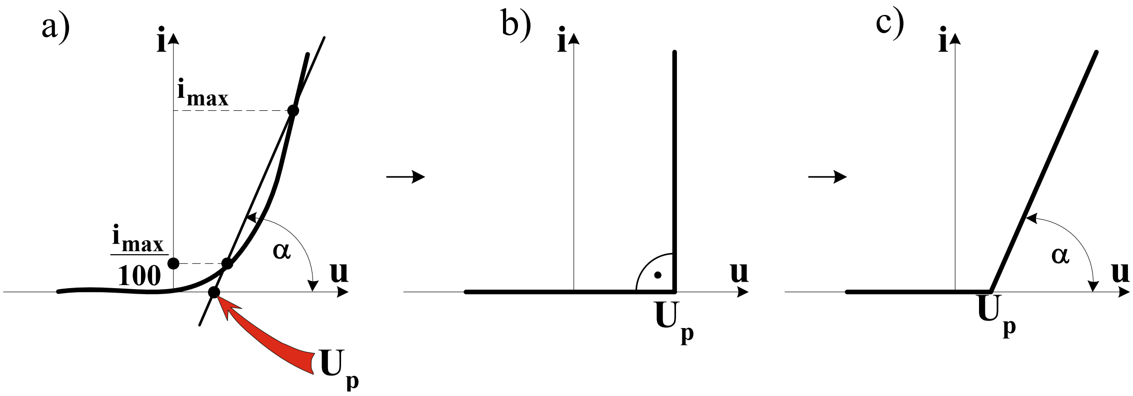
■ Postać graficzna modelu

- **Skala log-lin (przykład liczbowy)**



Rys. 9

- **Charakterystyka odcinkowo – liniowa**



Rys. 3.10

■ Uproszczenia

- dla $\mathbf{u \geq 4 \cdot U_T}$: $\mathbf{i = I_S \exp \frac{u}{U_T}}$ (3.13a)

błąd < 1-2%

- dla $\mathbf{u \leq 4 \cdot U_T}$: $\mathbf{i = -I_s}$ (3.13b)

■ Inercja elektryczna

- **Pojemność dyfuzyjna (C_d)**

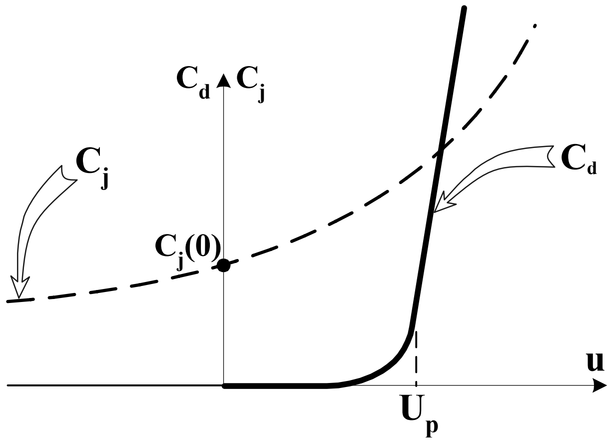
$$\boxed{\mathbf{C_d = \tau \cdot \frac{i + I_S}{U_T}}} \quad \text{czyli} \quad \boxed{\mathbf{C_d \sim i}} \qquad (3.14)$$

- **Pojemność złączowa (C_j)**

$$\boxed{C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 - \frac{u}{U_B}}}} \tag{3.16}$$

$C_{j0} = C(u = 0)$

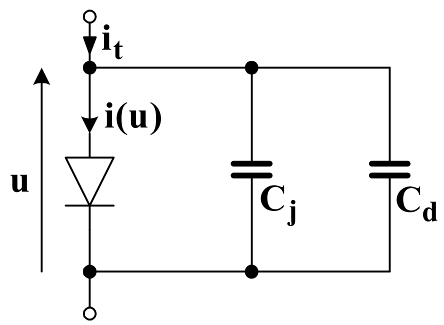
Zależność graficzna pojemności od napięcia na złączu



Rys. 3.11

Wielkosygnałowy dynamiczny model diody p-n

- **postać symboliczna**



Rys. 3.12

- **postać analityczna**

$$\boxed{i_t = i(u) + \left(C_j + C_d\right) \cdot \frac{du}{dt}}$$

Parametry małosygnałowe idealnego złącza p-n

Jak wynika z rozdz. 1 mały przyrost prądu $\mathbf{I_a}$ diody opisanej wzorem $\mathbf{i_A = f(u_{AB})}$ wokół pkt. pracy o współrzędnych $\mathbf{(I_0,U_0)}$ jest równy różniczce funkcji opisującej zależność i od u.

$$\boxed{I_a = \left.\frac{di}{du}\right|_P \cdot U_{ab}} \tag{3.19}$$

gdzie przewodność dyfuzyjna:

$$\boxed{g_d = \left.\frac{di}{du}\right|_{I_0,U_0} = \left.\frac{i + I_S}{U_T}\right|_{I_0} = \frac{I_0 + I_S}{U_T}} \tag{3.20}$$

np.: dla I_0=1mA, T=300K, $\mathbf{g_d}$**=40mS,** $\mathbf{r_d}$**=25Ω**

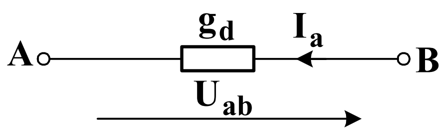
Rezystancja dyfuzyjna:

$$\boxed{r_d = \frac{1}{g_d}} \tag{3.21}$$

Przy polaryzacji zaporowej

$$\boxed{I_0 = -I_S \rightarrow g_d = 0} \tag{3.22}$$

W analizie małosygnałowej konduktacja (rezystancja) dyfuzyjna może być przedstawiona za pomocą rezystora liniowego.



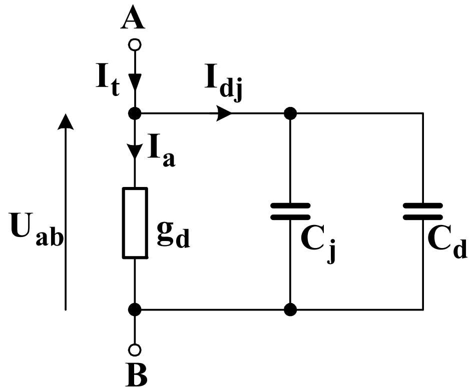
Rys. 3.13

A zatem dla małych amplitud sygnału harmonicznego można zapisać

$$\boxed{U_{ab} = r_d \cdot I_a} \tag{3.23}$$

Konduktancja dyfuzyjna opisuje związek między $\mathbf{U_{ab}}$ oraz $\mathbf{I_a}$ jaki <u>ustali się</u> po czasie >> $\boldsymbol{\tau_p}$ **i** $\boldsymbol{\tau_n}$.

- **model małosygnałowy dla w. cz.**



Rys. 3.14

Stąd

$$\mathbf{Y = g_d + j\omega(C_d + C_j)} \tag{3.24}$$

gdzie $\mathbf{C_d \sim I_0}$

$$\mathbf{C_j = \frac{C_j(0)}{\sqrt{1 - \frac{U_0}{U_B}}}}$$

dla przedstawionego modelu zachodzą związki

$$\mathbf{I_t = I_a + I_{dj}} \tag{3.25a}$$

$$\mathbf{I_t = Y \cdot U_{ab}} \tag{3.25b}$$

$$\mathbf{|I_t| = \sqrt{g_d^2 + \omega^2 (C_d + C_j)^2} \cdot U_{ab}} \tag{3.25c}$$

Właściwości diod rzeczywistych

■ Liniowy rozkład domieszek

- **szerokości obszaru opróżnionego**

$$\boxed{\mathbf{d = \sqrt[3]{\frac{12\varepsilon\varepsilon_0}{q|a|}(U_B - u)} \sim \sqrt[3]{U_B - u}}} \tag{3.26}$$

- **pojemności złączowej**

$$\boxed{\mathbf{C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt[3]{1 - \frac{u}{U_B}}}}} \tag{3.27}$$

■ Wysoki poziom wprowadzania (WPW)

<u>Dla WPW</u>: $$\boxed{\mathbf{i = I_{ws} \cdot \exp\frac{U}{nU_T}}} \tag{3.28}$$

gdzie: **n>1**, $\boxed{\mathbf{I_{ws} >> I_S, \quad 1 < n < 2}}$

Inny stosowany opis:

$$\boxed{\mathbf{i = \frac{I_S}{1 + i/I_H}\exp\frac{u}{U_T}}} \tag{3.29}$$

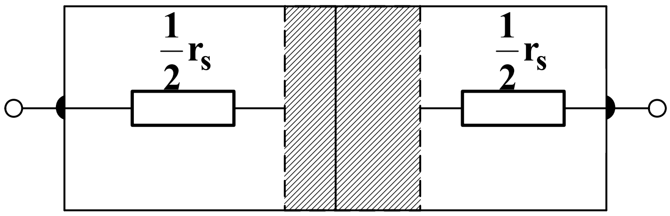
gdzie $\mathbf{I_H}$ – tzw. prąd kolana (prąd graniczny)

Jeżeli **i** >> $\mathbf{I_H}$ wówczas:

$$\boxed{\mathbf{i \sim \exp\frac{u}{2U_T}}}$$

tzn. **n = 2** we wzorze (3.28)

■ Rezystancja szeregowa diody

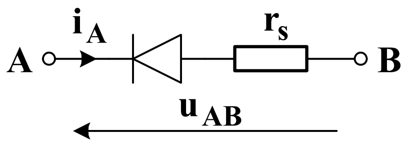


Rys. 3.15

$$\boxed{i = I_S\left(\exp\frac{u - r_S i}{U_T} - 1\right)} \qquad (3.31)$$

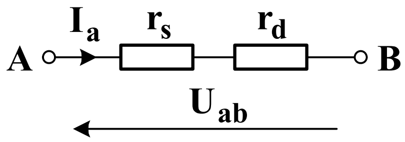
$$\boxed{u = ir_S + U_T \ln\left(\frac{i}{I_S} + 1\right)} \qquad (3.32)$$

- **dla przypadku stałoprądowego**



Rys. 3.16

- **dla małego sygnału** (po zróżniczkowaniu zależności (3.32))



Rys. 3.17

■ Procesy generacji i rekombinacji nośników w warstwie zaporowej złącza

- **generacja** – dla kierunku zaporowego, dodatkowa składowa prądu generacyjnego.

$$\boxed{i_G = g \cdot n_i \cdot d(u)} \qquad (3.34)$$

$$i_G \sim \sqrt{U_B - u} \cdot \exp\left(-\frac{W_{g0}}{2kT}\right) \qquad (3.35)$$

- **rekombinacja** – dla kierunku przewodzenia część nośników w obszarze bariery rekombinuje, stąd dodatkowa składowa prądu rekombinacyjnego I_R wynosi:

$$\boxed{i_R = I_{RS} \cdot \exp\frac{u}{mU_T}} \qquad (3.37)$$

■ Zjawiska przebić złącza

- **zjawisko Zenera**
- **zjawisko jonizacji zderzeniowej**
  (powielanie lawinowe → gdy duże napięcie)

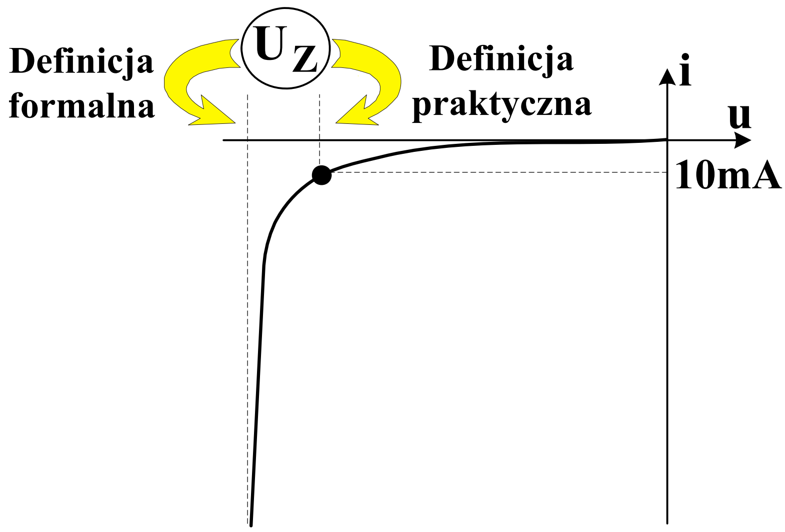
$$\boxed{i_W = M \cdot i_0} \tag{3.39}$$

gdzie:

i_W – prąd wsteczny w zakresie powielania lawinowego
i_0 – prąd przy braku powielania
M – współczynnik powielania lawinowego (formalnie też zjawisko Zenera) o postaci:

$$\boxed{M = \frac{1}{1 - \left(\frac{u}{U_Z}\right)^{\eta}}} \tag{3.40}$$

U_Z – napięcie przebicia przy którym prąd → ∞
η – zależy od rodzaju złącza $\eta \in (2,\ 6)$

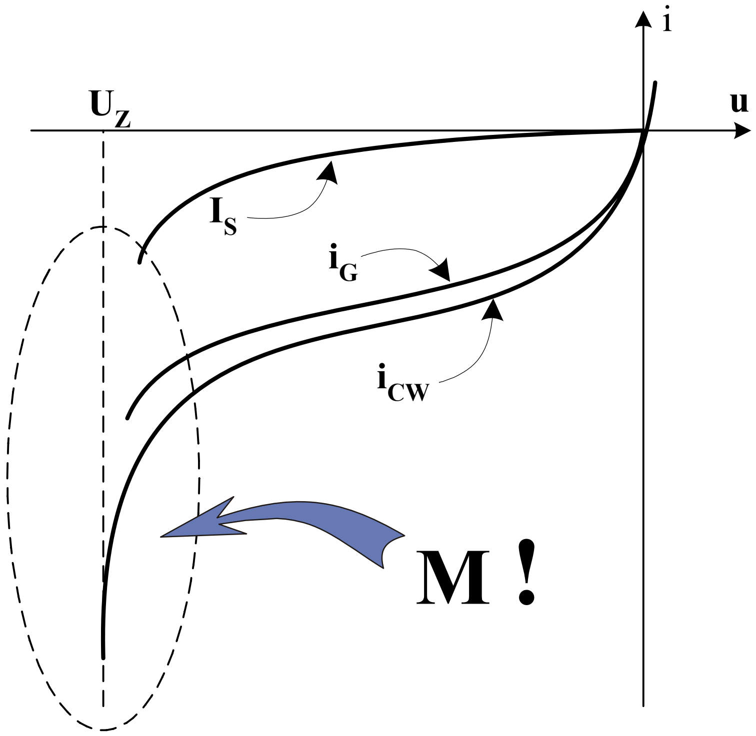


Rys. 3.18

Podsumowanie diod rzeczywistych

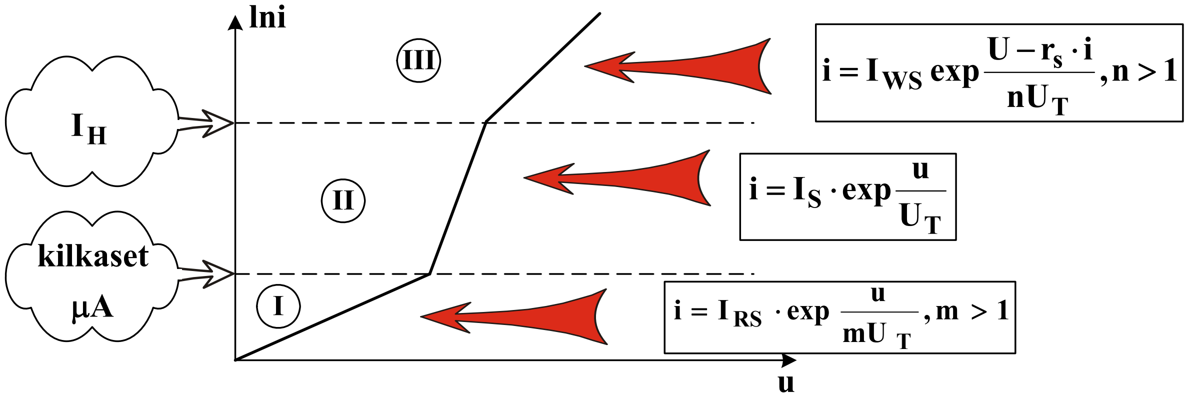
- **Kierunek zaporowy**

$$\boxed{i_{CW} = M \cdot \overbrace{(i_G + I_S)}^{i_0} + I_u} \tag{3.50}$$



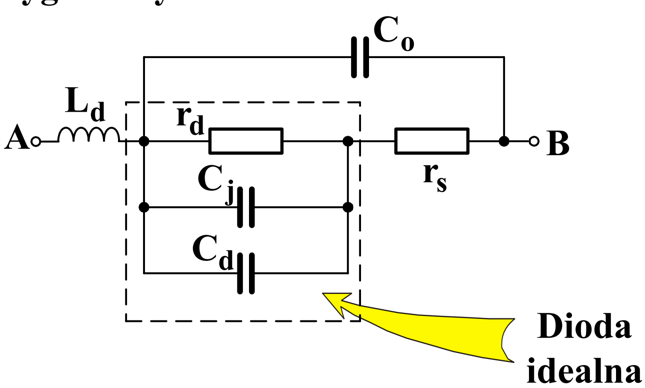
Rys. 17

- **Kierunek przewodzenia**



Rys. 3.20

- **Model małosygnałowy**



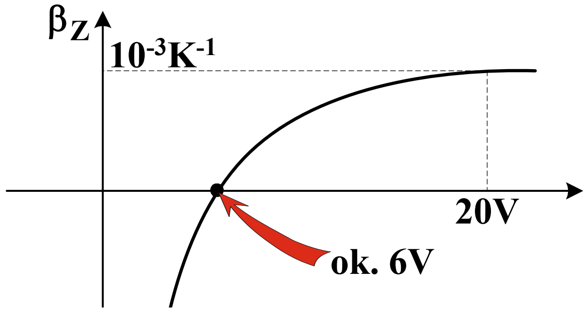
Rys. 3.21

Wpływ temperatury

■ Charakterystyka wsteczna

$$\boxed{U_Z = U_{Z0}\left[1+\beta_Z\left(T-T_0\right)\right]} \tag{3.42}$$

β_Z **<0** – Przebicie Zenera
β_Z **>0** – przebicie lawinowe
$\beta_Z \approx$ **0** dla **u** $\approx$ **6V**
$B_Z \approx 10^{-3}\,K^{-1} \approx$ **const.** – dla diod o napięciu przebicia U_Z>20V



Rys. 23

$$\gamma_{iG} = \frac{1}{i_G}\cdot\frac{di_G}{dT} = \frac{W_{g0}}{2kT^2} \tag{3.43}$$

dla krzemu (T = 300 K) → $\gamma_{iG} \approx 8\,\%K^{-1}$

$$\gamma_{IS} = \frac{1}{I_S}\cdot\frac{dI_S}{dT} = \frac{W_{go}}{kT^2} \tag{3.44}$$

■ Kierunek przewodzenia

$$\boxed{i = A\exp\frac{u-U_{go}}{U_T}} \tag{3.47}$$

$$\ln\frac{i}{A} = \frac{u-U_{g0}}{U_T}$$

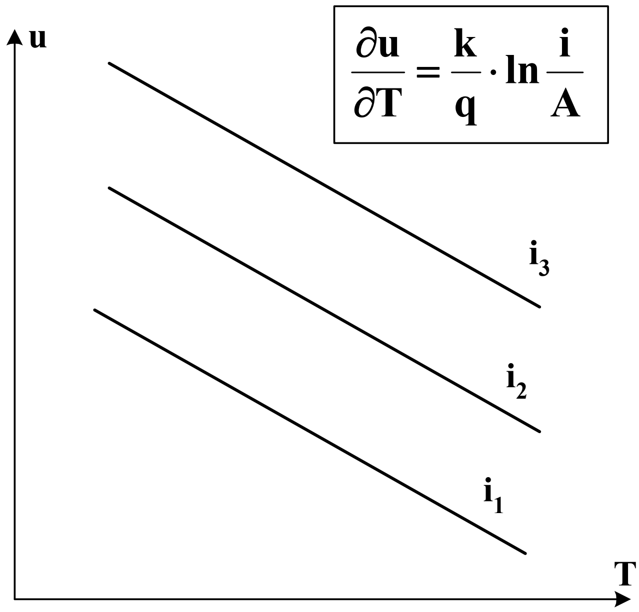
stąd:

$$u = \frac{kT}{q}\ln\frac{i}{A} + U_{go}$$

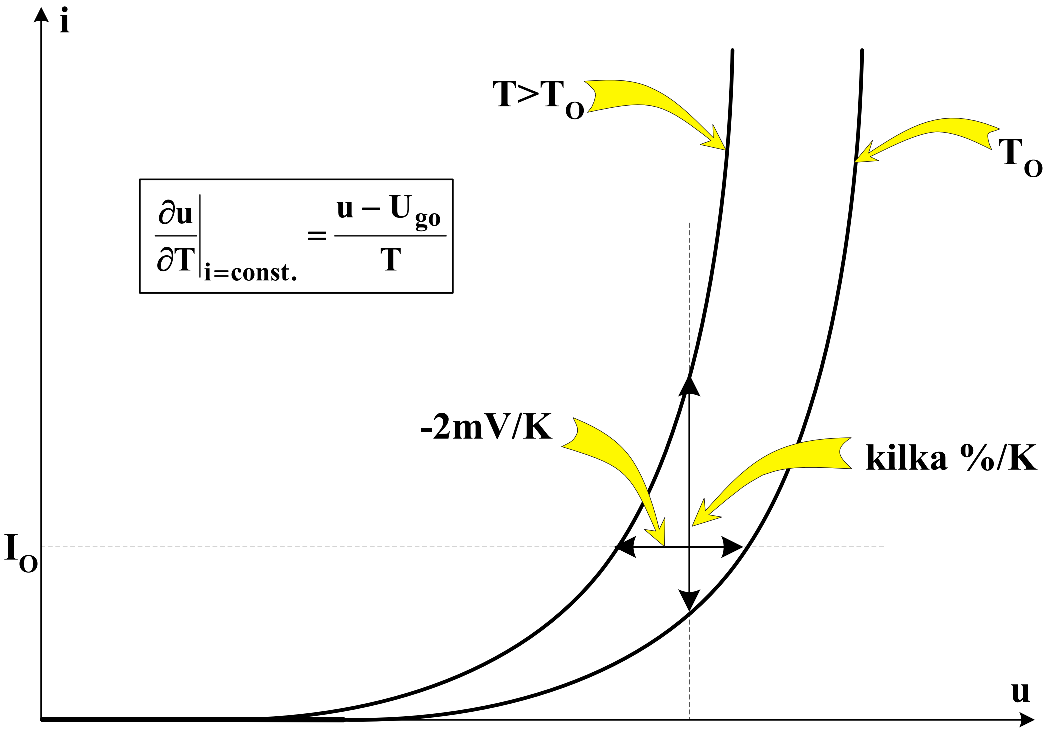
Ostatecznie:

$$\boxed{\frac{\partial u}{\partial T} = \frac{k}{q}\ln\frac{i}{A} = \frac{u - U_{g0}}{T}}$$

Graficzna interpretacja zależności



Rys. 3.24



Rys. 3.25

■ Parametry małosygnałowe

$$\boxed{g_d = \frac{I_0 + I_S}{U_T}} \qquad \boxed{C_d = \tau \cdot g_d}$$

Pojemność $\boxed{C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 - u / U_B}}}$ zależy od temperatury poprzez

$$U_B = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2}$$

- **Dopuszczalna temperatura złącza**

$$\boxed{\begin{gathered} T_j = T_a + R_{th} \cdot P \\ P_{max} = \frac{T_{j\,max} - T_a}{R_{th}} \end{gathered}}$$

Zasady analizy układu z elementami półprzewodnikowymi

A) Obliczanie składowej stałej napięcia/prądu

Usunąć źródła zmiennoprądowe ⟹ $U_m, I_m = 0$

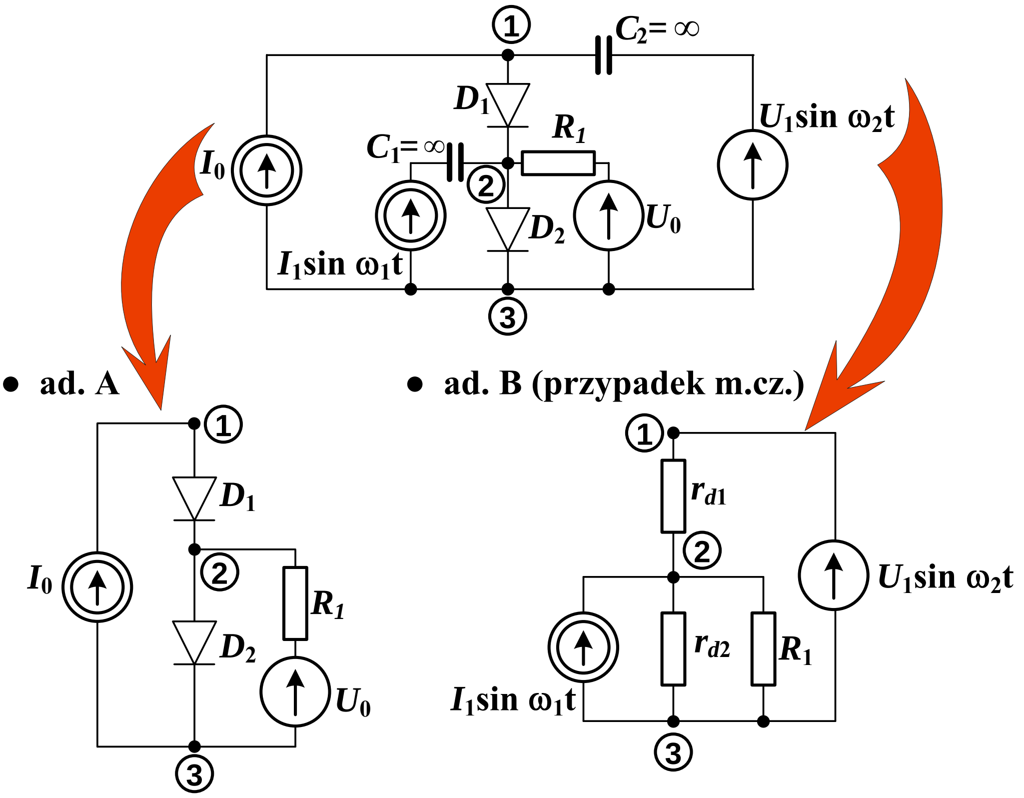
B) Obliczanie składowej zmiennej napięcia/prądu

Model małosygnałowy <u>układu</u> (zasada tworzenia):

- elementy nieliniowe układu zastępujemy odpowiednimi modelami małosygnałowymi tych elementów
- zwieramy źródła napięcia stałego
- rozwieramy źródła prądu stałego
- pozostałe elementy pozostawiamy bez zmian

Przykład

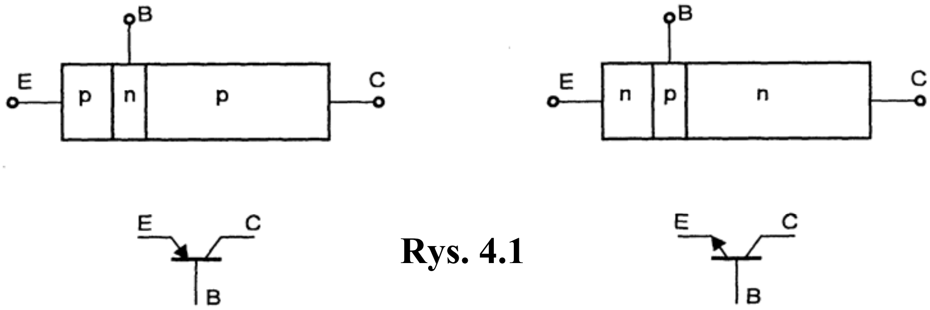
- **Analizowany układ nieliniowy**



IV. Tranzystor bipolarny

(BJT – Bipolar Junction Transistor)

Budowa BJT

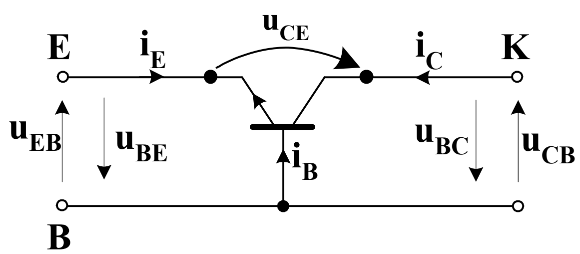


Rys. 4.1

Zakres pracy

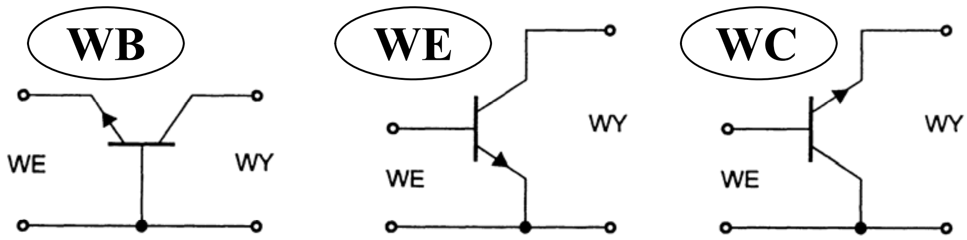
- **aktywny normalny**, w którym złącze emitowane jest spolaryzowane przewodząco, kolektorowe – zaporowo,
- **nasycenia**, w którym oba złącza są spolaryzowane przewodząco,
- **odcięcia**, w którym oba złącza są spolaryzowane zaporowo,
- **aktywny inwersyjny**, w którym złącze kolektorowe jest spolaryzowane przewodząco, emiterowe–zaporowo,

Oznaczenia prądów i napięć



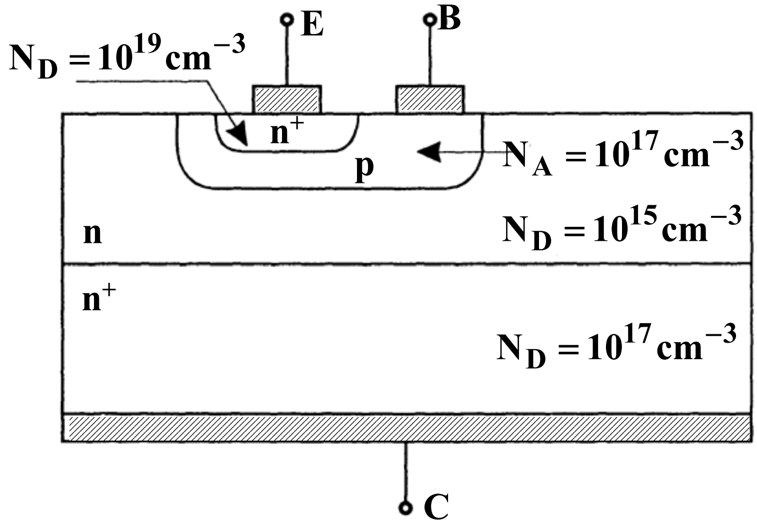
Rys. 4.2

Konfiguracja pracy



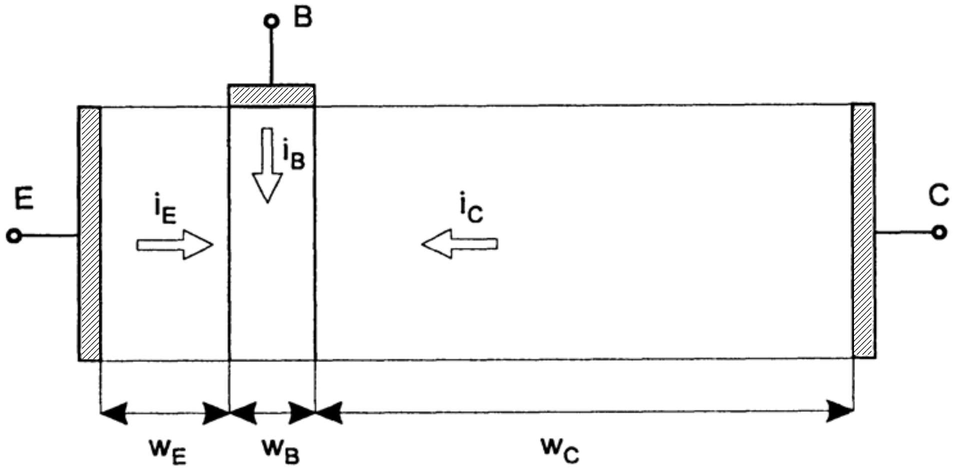
Rys. 4.3

Wytwarzanie BJT



Rys. 4.4

■ Charakterystyki statyczne idealnego tranzystora bipolarnego



Rys. 4.5

Zasadnicze założenia upraszczające to:

- zjawiska mają charakter jednowymiarowy, z wyjątkiem obszaru bazy,
- występuje niski poziom wprowadzania nośników nadmiarowych,
- pomija się rezystywność obszarów neutralnych,
- w warstwach zaporowych nie zachodzą żadne procesy generacji i rekombinacji,
- pomija się zjawiska przebić złącz,
- szerokości poszczególnych obszarów są stałe, równe odległościom między złączami metalurgicznymi,

Zależności (charakterystyki) statyczne dla zakresu aktywnego–normalnego

■ Konfiguracja WB

Charakterystyka wejściowa: $\mathbf{i_E(u_{BE})}$

$$\boxed{\mathbf{i_E(u_{BE}) = -I_{ES}\left(\exp\frac{u_{BE}}{U_T} - 1\right)}} \tag{4.1}$$

Charakterystyka przenoszenia: $\mathbf{i_C(i_E)}$

$$\boxed{\mathbf{i_C(i_E) = -\alpha \cdot i_E + I_{CBO}}} \tag{4.2}$$

$$\mathbf{I_{CBO} = i_C(i_E = 0)} \tag{4.3}$$

Wpływ konstrukcji tranzystora na jego własności wzmacniające

$$\boxed{\alpha = -\left.\frac{\mathbf{i_C}}{\mathbf{i_E}}\right|_{\mathbf{u_{CB}=0}}} \tag{4.4}$$

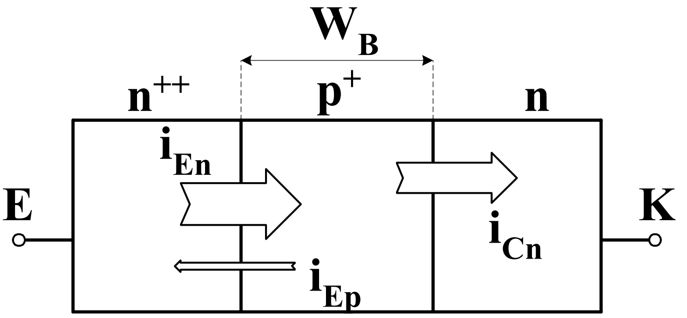
$$\boxed{\alpha = \gamma \cdot \delta} \tag{4.5}$$

gdzie:

γ – sprawność wstrzykiwania (injekcji) emitera,

δ - współczynnik transportu nośników przez bazę.

- **Parametr** γ zdefiniowany jest następująco dla tranzystora npn:



$$\gamma = \frac{i_{En}}{i_{En} + i_{Ep}} \tag{4.6}$$

Rys. 4.6

- **Parametr δ** jest zdefiniowany następująco:

$$\delta = \frac{i_{Cn}}{i_{En}} \tag{4.7}$$

$$\delta = 1 - \frac{w_B^2}{a \cdot L_B^2} \tag{4.8}$$

gdzie:

w_B – szerokość bazy,
L_B – długość drogi dyfuzji nośników mniejszościowych w bazie.

Typowe wartości współczynnika **α**.

$$\alpha \in (0.98,\ 0.999)$$

Konfiguracja WE

$$\begin{cases} i_C = \alpha i_E + I_{CBO} \\ i_C + i_E + i_B = 0 \end{cases} \tag{4.9a}$$

$$i_C = \beta \cdot i_B + I_{CEO} \tag{4.10}$$

gdzie:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \tag{4.11}$$

$$I_{CEO} = (\beta + 1) \cdot I_{CBO} \tag{4.12}$$

$$\beta = \left.\frac{i_C}{i_B}\right|_{u_{CB}=0} \tag{4.13}$$

Typowe wartości:

β – od kilkudziesięciu do kilkuset.

Prąd zerowy kolektora dla konfiguracji **WE** określony jest jako:

$$\boxed{I_{CEO} = i_C(i_B = 0)} \tag{4.14}$$

- Charakterystyka wejściowa $i_B(u_{BE})$ jest klasyczną charakterystyką złącza pn w postaci:

$$\boxed{i_B(u_{BE}) = I_{BS} \cdot \left(\exp\frac{u_{BE}}{U_T} - 1 \right)} \tag{4.15}$$

gdzie
$$I_{BS} = \frac{I_{ES}}{\beta + 1} \tag{4.15a}$$

Charakterystyki statyczne dla dowolnego zakresu pracy (model Ebersa–Molla)

<u>**Zakłada się**</u>, iż prąd każdego złącza w tranzystorze stanowi superpozycję prądu własnego oraz prądu zbieranego, wstrzykniętego przez drugie złącze.

$$i_C = \alpha_N \cdot i_{EW} - i_{CW} \tag{4.16}$$

$$i_E = \alpha_I \cdot i_{CW} - i_{EW} \tag{4.17}$$

gdzie:

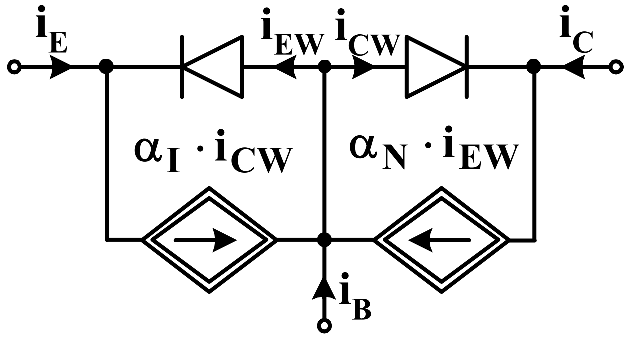
$$\boxed{i_{EW} = I_{ES} \cdot \left(\exp\frac{u_{BE}}{U_T} - 1 \right)} \tag{4.18}$$

$$\boxed{i_{CW} = I_{CS} \cdot \left(\exp\frac{u_{BC}}{U_T} - 1 \right)} \tag{4.19}$$

- Stąd pełna postać modelu

$$\boxed{\begin{aligned} i_C &= \alpha_N \cdot I_{ES}\left(\exp\frac{u_{BE}}{U_T}-1\right) - I_{CS}\cdot\left(\exp\frac{u_{BC}}{U_T}-1\right) \\ i_E &= \alpha_I \cdot I_{CS}\left(\exp\frac{u_{BE}}{U_T}-1\right) - I_{ES}\cdot\left(\exp\frac{u_{BC}}{U_T}-1\right) \end{aligned}}$$

- Schemat zastępczy odpowiadający omawianemu modelowi tranzystora przedstawiono na rys. 4.7.



Rys. 4.7

- **Model E-M** często przedstawia się w następującej postaci:

$$i_E = -A_{11}\cdot B_E + A_{12}\cdot B_C \tag{4.20}$$

$$i_C = A_{21}\cdot B_E - A_{22}\cdot B_C \tag{4.21}$$

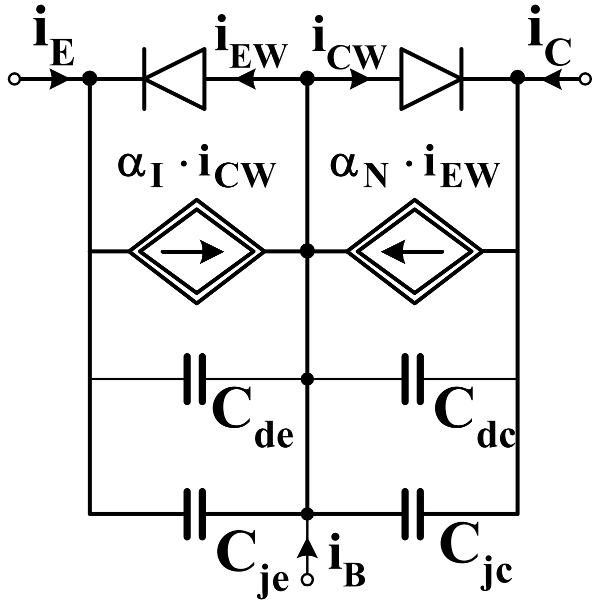
gdzie **[A]** – parametry mające wymiar prądu,

$$B_E = \exp\frac{u_{BE}}{U_T}-1 \qquad\qquad B_C = \exp\frac{u_{BC}}{U_T}-1$$

- **Charakterystyki przenoszenia**

$$\boxed{i_C(u_{BE}) = A_{21}\cdot\exp\frac{u_{BE}}{U_T}} \tag{4.23}$$

■ Dynamiczny model Elbersa-Molla



Rys. 4.8

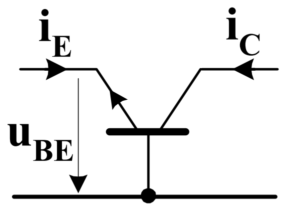
$$\boxed{C_{de} = \tau \cdot \frac{i_{EW}}{U_T} \sim i_{EW}} \tag{4.25}$$

$$\boxed{C_{je} = C_{jeo}\left(1 - \frac{u_{BE}}{U_{B1}}\right)^{-1/2}} \tag{4.26}$$

Model małosygnałowy (idealny BJT)

■ Przypadek ω → 0

Konfiguracja WB



Rys. 4.9

Dla konfiguracji **WB** można zapisać następujące równanie dla obwodu wejściowego:

$$\boxed{I_e = g_{eb} \cdot U_{eb}} \tag{4.27}$$

gdzie:

$$g_{eb} = \frac{di_E}{du_{EB}} \tag{4.28}$$

$$i_E = -I_{ES}\left(\exp\frac{u_{BE}}{U_T} - 1\right)$$

$$\boxed{g_{eb} = \frac{-i_E}{U_T}} \tag{4.29}$$

$$\boxed{I_c = -\alpha \cdot I_e} \tag{4.30}$$

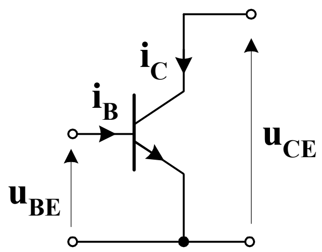
$$\boxed{I_c = -g_m \cdot U_{eb}} \tag{4.31}$$

$$\boxed{g_m = \frac{di_C}{du_{BE}}} \tag{4.33}$$

$$\boxed{g_m = \frac{i_C}{U_T}} \tag{4.33}$$

$$\boxed{g_m = \alpha \cdot g_{eb}} \tag{4.34}$$

Konfiguracja WE



Rys. 4.10

$$\boxed{I_b = g_{be} \cdot U_{be}} \tag{4.35}$$

$$\boxed{g_{be} = \frac{di_B}{du_{BE}}} \tag{4.36}$$

$$\boxed{g_{be} = \frac{i_B}{U_T}} \tag{4.37}$$

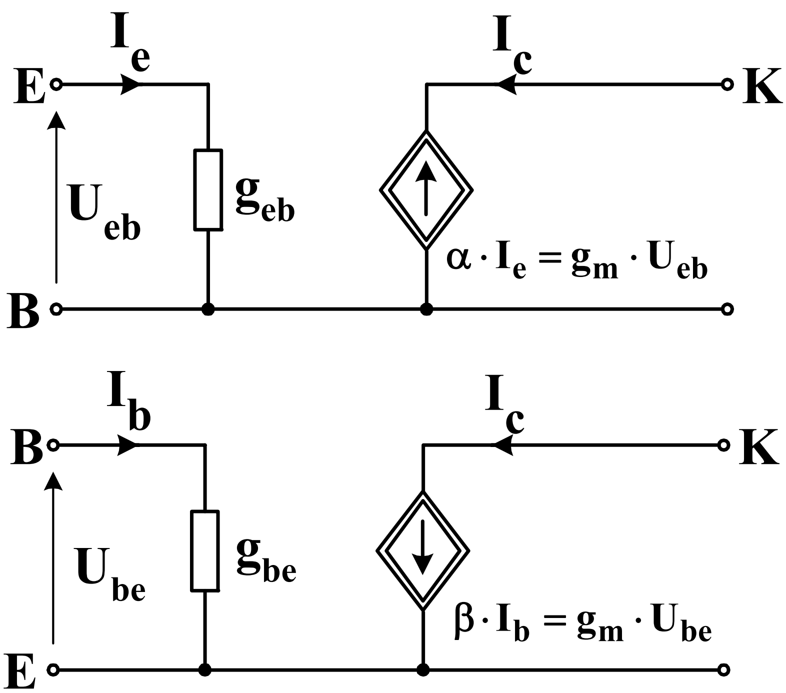
gdy: $i_C = \beta \cdot i_B + I_{CEO}$

to $\boxed{I_c = \beta \cdot I_b}$ (4.38)

gdy: $i_C = A_{21} \cdot \exp \dfrac{u_{BE}}{U_T}$

to $\boxed{I_c = g_m \cdot U_{be}}$ (4.39)

$\boxed{g_m = \beta \cdot g_{be}}$ (4.41)

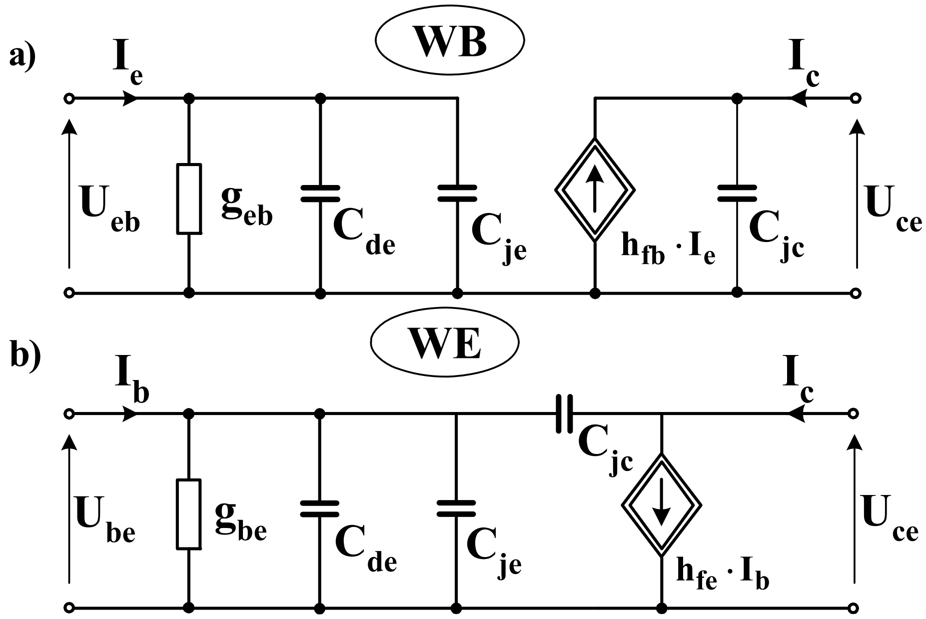


Rys. 4.11

■ <u>Przypadek: ω>>0</u>

$$\boxed{C_{je} = C_{jeo}\left(1 - \frac{U_{BE}}{U_{B1}}\right)^{-1/2}} \qquad (4.41)$$

$$\boxed{C_{de} = \tau \cdot g_{eb}} \qquad (4.42)$$



Rys. 4.12

<u>Dla konfiguracji WB</u>

$$\boxed{h_{fb} = \left.\frac{-I_c}{I_e}\right|_{U_{cb}=0}} \tag{4.43}$$

$$\boxed{h_{fb} = \frac{g_m}{g_{eb} + j\omega \cdot \left(C_{de} + C_{je}\right)}} \tag{4.44}$$

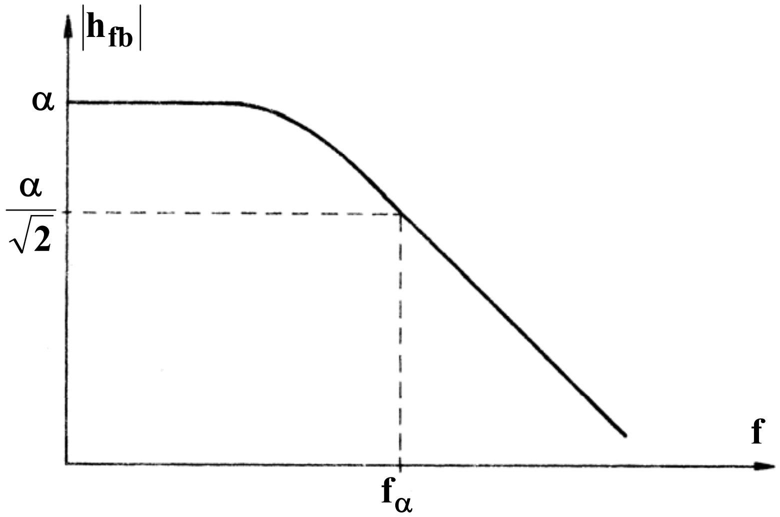
$$\boxed{h_{fb} = \frac{\alpha}{1 + j \cdot \frac{f}{f_\alpha}}} \tag{4.45}$$

gdzie:

$$\boxed{f_\alpha = \frac{g_{eb}}{2\pi \cdot \left(C_{de} + C_{je}\right)}} \tag{4.46}$$

$$\boxed{\left|h_{fb}\right| = \frac{\alpha}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2\right]}}} \tag{4.47}$$

- **Charakterystyka częstotliwościowa $|h_{fb}|$**



Rys. 4.13

Dla konfiguracji WE

$$\boxed{h_{fe} = \left.\frac{I_c}{I_b}\right|_{U_{ce}=0}} \qquad (4.48)$$

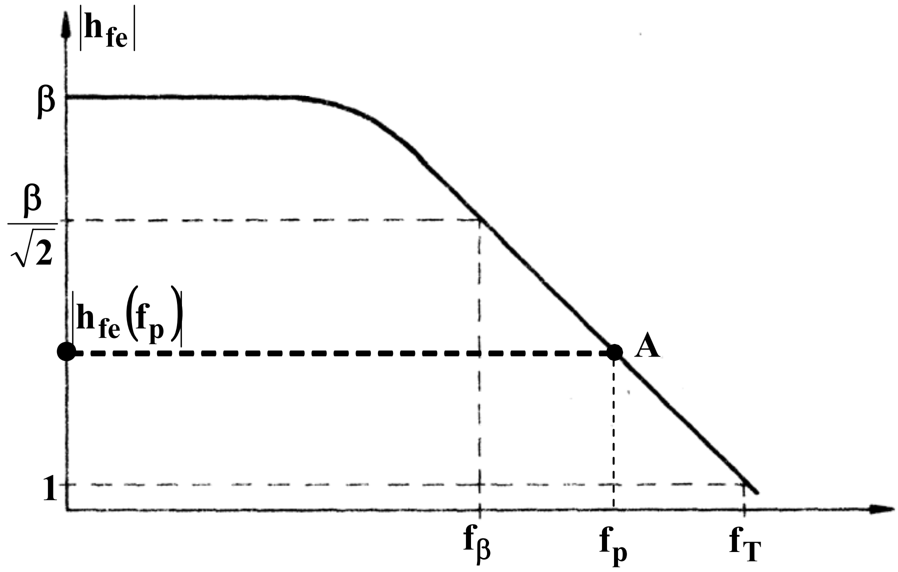
$$\boxed{h_{fe} = \frac{\beta}{1 + j \cdot \frac{f}{f_\beta}}} \qquad (4.49)$$

gdzie:

$$\boxed{f_\beta = \frac{g_m}{2\pi \cdot (C_{de} + C_{je} + C_{jc})}} \qquad (4.50)$$

$$\boxed{|h_{fe}| = \frac{\beta}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}}} \qquad (4.51)$$

- **Charakterystyka częstotliwościowa $|h_{fe}|$**



Rys. 4.14

$$\boxed{f_T = |h_{fe}(f_p)| \cdot f_p}$$

$$\boxed{f_T \cong \beta \cdot f_\beta} \qquad \boxed{f_T \cong f_\alpha} \qquad (4.52)$$

f_T – rzędu kilkuset megaherców

■ Parametry czwórnikowe

Rys. 4.14

- **równania impedancyjne**

$$\begin{aligned} U_1 &= z_{11} \cdot I_1 + z_{12} I_2 \\ U_2 &= z_{21} \cdot I_1 + z_{22} I_2 \end{aligned} \qquad (4.53)$$

lub

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = [z] \cdot [I] \qquad (4.53a)$$

- **równanie admitancyjne**

$$\begin{aligned} I_1 &= y_{11}U_1 + y_{12}U_2 \\ I_2 &= y_{21}U_1 + y_{22}U_2 \end{aligned} \qquad (4.54)$$

lub

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = [y] \cdot [U] \qquad (4.54a)$$

- **równie hybrydowe**

$$\begin{aligned} U_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}U_2 \\ I_2 &= h_{21}I_1 + h_{22}U_2 \end{aligned} \qquad (4.55)$$

lub

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = [h] \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix} \qquad (4.55a)$$

- **parametry [z] – mierzone w warunkach rozwarcia wejścia lub wyjścia**

np. $$z_{11} = \left.\frac{U_1}{I_1}\right|_{I_2=0} \qquad (4.56a)$$

- **parametry [y] - mierzone przy zwarciu wejścia lub wyjścia**

np. $$y_{11} = \left.\frac{I_1}{U_1}\right|_{U_2=0} \qquad (4.56b)$$

- **parametry [h] – mierzone przy rozwarciu wejścia lub zwarciu wyjścia**

np. $$h_{11} = \left.\frac{U_1}{I_1}\right|_{U_2=0} \qquad (4.56c)$$

- **Definicje parametrów [h] oraz [y]**

$$h_{11} = \left.\frac{U_1}{I_1}\right|_{U_2=0}$$ - **impedancja wejściowa**

$$h_{12} = \left.\frac{U_1}{U_2}\right|_{I_1=0}$$ - **współczynnik oddziaływania zwrotnego**

$$h_{21} = \left.\frac{I_2}{I_1}\right|_{U_2=0}$$ - **współczynnik wzmocnienia prądowego**

$$h_{22} = \left.\frac{I_2}{U_2}\right|_{I_1=0}$$ - **admitancja wyjściowego**

oraz

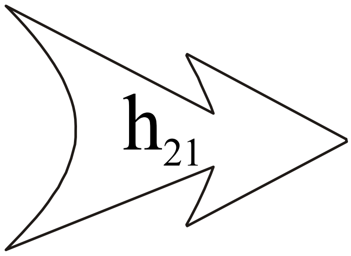
$$y_{11} = \left.\frac{I_1}{U_1}\right|_{U_2=0}$$ - **admitancja wejściowa**

$$y_{12} = \left.\frac{I_1}{U_2}\right|_{U_1=0}$$ - **admitancja zwrotna**

$$y_{21} = \left.\frac{I_2}{U_1}\right|_{U_2=0}$$ - **admitancja przejściowa (transadmitancja)**

$$y_{22} = \left.\frac{I_2}{U_2}\right|_{U_1=0}$$ - **admitancja wyjściowa**

- **Oznaczenia i wartości parametrów**



w układzie WB – α (ok. 0,99)
w układzie WE – β (ok.100)
w układzie WC – (β+1)

Rodzaj układu włączenia jest oznaczony indeksem literowym:

b – dla układu WB
e – dla układu WE
c – dla układu WC

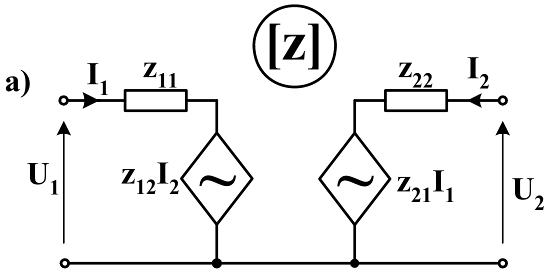
Parametry czwórnikowe a parametry fizyczne

- **elementy macierzy [h] dla ω → 0**

$$\boxed{h_{11e} = r_{be}, \quad h_{12e} = 0, \quad h_{21e} = \beta, \quad h_{22e} = 0}$$

- **elementy macierzy [y] (admitancja wejściowa i wyjściowa) dla ω >>0**

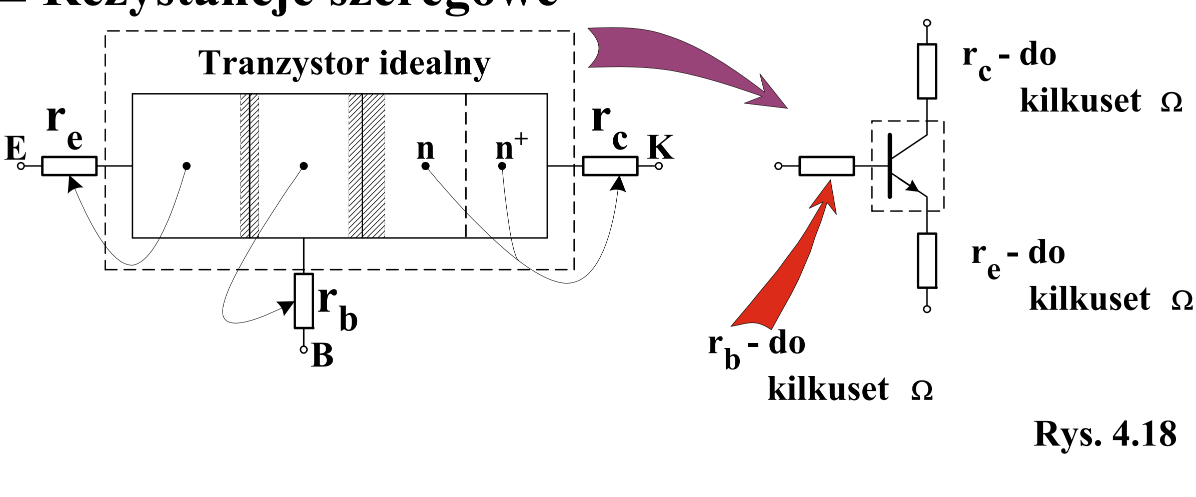
$$\boxed{y_{11e} = g_{be} + j\omega \cdot \left(C_{de} + C_{je} + C_{jc}\right), \; y_{22e} = j\omega \cdot C_{jc}}$$



Rys. 4.17

Tranzystor rzeczywisty

■ Rezystancje szeregowe



Rys. 4.18

$$\boxed{r_b = \text{kilkanaście do ok. } 200\ \Omega}$$

$$\boxed{r_c \approx \text{kilka } \Omega}$$

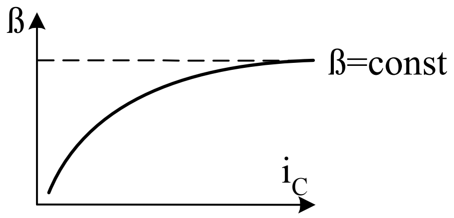
$$\boxed{r_e \approx \text{ułamek } \Omega}$$

■ Małe gęstości prądu

- **Zjawisko rekombinacji w złączu przewodzącym (złącze E-B).**

$$i_B = (A_{11} - A_{21})\exp\frac{u_{BE}}{U_T} + \underbrace{B \cdot \exp\frac{u_{BE}}{m \cdot U_T}}_{\text{składowa rekombinacyjna}} \tag{4.57a}$$

$$i_C = A_{21} \cdot \exp\frac{u_{BE}}{U_T} \tag{4.57b}$$

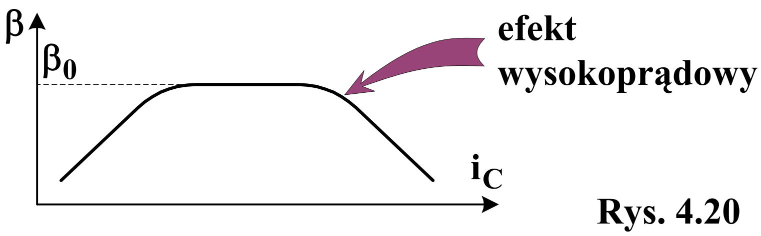


Rys. 4.20

$$\boxed{\frac{1}{\beta} = \frac{1}{\beta_i} + \frac{C}{i_C^M}} \tag{4.58}$$

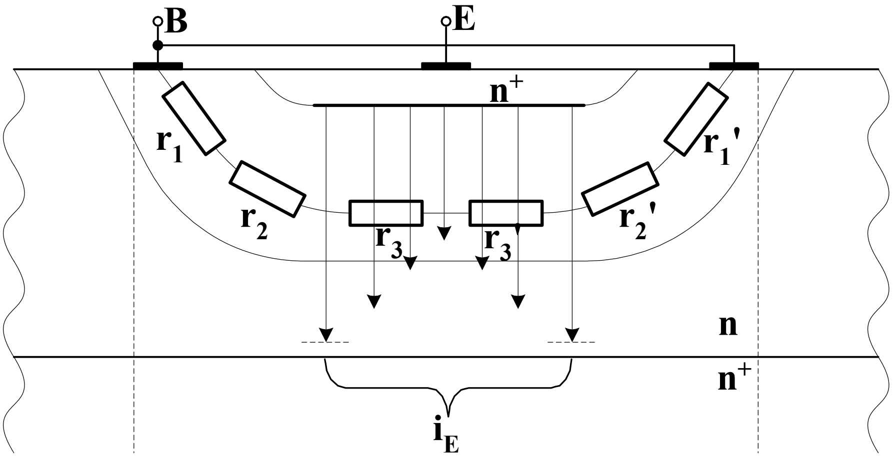
■ Duże gęstości prądu

- **modulacja konduktywności bazy**
- **zagęszczanie prądu emitera**
- **rozszerzanie bazy (efekt Kirke'a)**
- **quasinasycenie**
- **samonagrzewanie**



Rys. 4.20

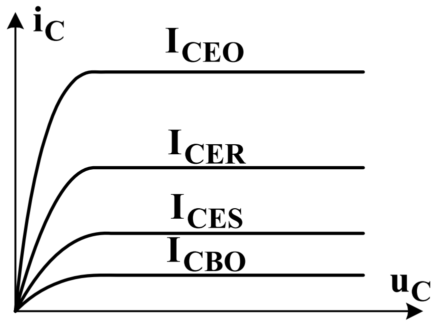
- **Zagęszczanie prądu emitera**



Rys. 4.21

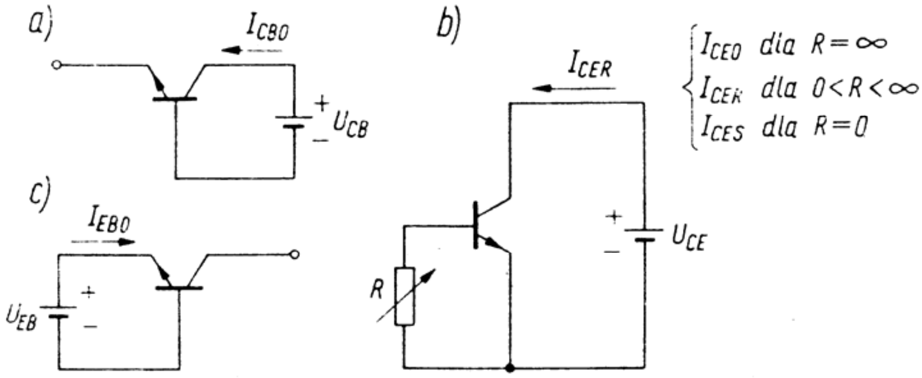
■ Prądy zerowe

- **Ogólna definicja**
  Prądem zerowym nazywa się prąd płynący przez tranzystor włączony w układzie dwójnika, tj. przy polaryzacji dwu końcówek, bez oddzielnej polaryzacji końcówki trzeciej.
- **Znaczenie indeksu trójliterowego**
  - **zwarcie (s – short)**
  - **rozwarcie (o – open)**
  - **rezystor (R)**



Rys. 4.23

<u>Przykłady:</u>



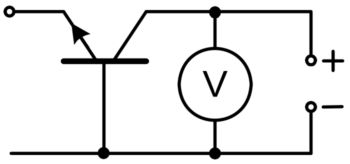
Rys. 4.22

■ Zjawiska przebić

Konfiguracja WB

Przypadek: $i_E = 0$

- **dla złącza kolektorowego**



Rys. 4.24

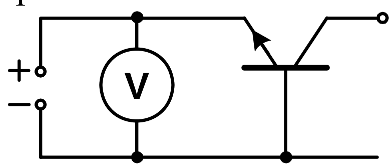
określa się napięcie $\mathbf{U_{CBO}}$ – przebicie lawinowe

$$U_{CBO} \in \text{(kilkadziesiąt – kilkaset voltów)}$$

- **dla złącza emiterowego**

określa się napięcie $\mathbf{U_{EBO}}$ – przebicie Zenera

$$U_{EBO} \le 10V$$



Rys. 4.25

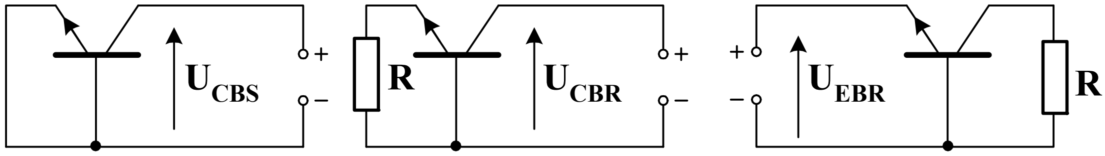
Przypadek: $i_E \neq 0$

$$I_C = \left(\alpha i_E + I_{CBO}\right) \cdot M \tag{4.59}$$

gdzie

$$M = \frac{1}{1 - \left(\dfrac{u_{CB}}{U_{CBO}}\right)^{\eta}} \qquad \eta \in (2,6)$$

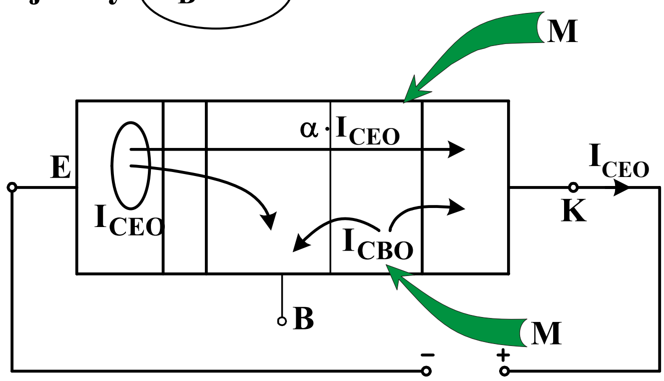
$$\boxed{\text{dla dowolnego } i_E \rightarrow U_{BR} = U_{CBO}}$$



Rys. 4.26

Konfiguracja WE

- **Dla rozwartej bazy:** $i_B = 0$



Rys. 4.27

słuszne jest równanie (rys. 4.27)

$$I_{CEO} = (\alpha I_{CEO} + I_{CBO})M \tag{4.60}$$

stąd

$$I_{CEO} = \frac{M \cdot I_{CBO}}{1 - \alpha \cdot M} \tag{4.61}$$

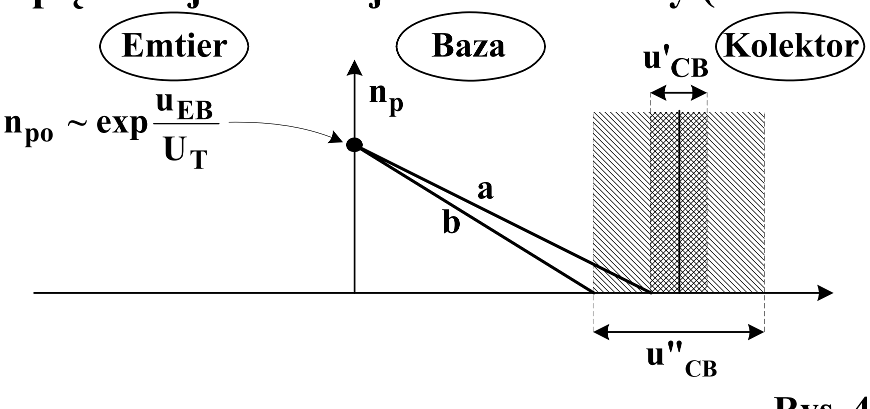
- **Podobnie dla przypadku:** $i_B \neq 0$

$$\begin{cases} i_C = (\alpha i_E + I_{CBO})M \\ i_E = i_B + i_C \end{cases} \tag{4.62}$$

stąd

$$\boxed{i_C = \frac{\alpha \cdot M \cdot i_B}{1 - \alpha \cdot M} + \frac{M \cdot I_{CBO}}{1 - \alpha \cdot M}} \tag{4.63}$$

■ Efekt napięciowej modulacji szerokości bazy (efekt Early'ego)



Rys. 4.29

$$i_E \sim \frac{dn_p}{dx}$$

$$\left.\frac{dn_p}{dx}\right|_a < \left.\frac{dn_p}{dx}\right|_b$$

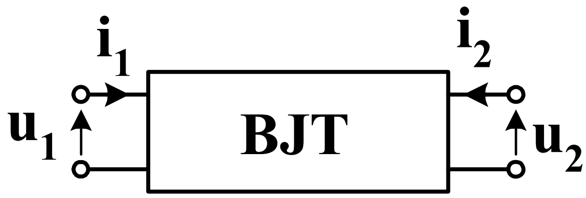
$$i_E(u_{CB}') < i_E(u_{CB}'')$$

$$\boxed{u_{CB} \uparrow \text{ to } i_E \uparrow \text{ oraz } \beta \uparrow \text{ to } i_C \uparrow\uparrow}$$

- **Statyczna charakterystyka wyjściowa**

$$\boxed{i_C(u_{CE}, i_B) = \beta \cdot i_B \cdot \left\{1 + \frac{u_{CE}}{U_E}\right\}} \qquad (4.65)$$

Charakterystyki statyczne



Rys. 4.30

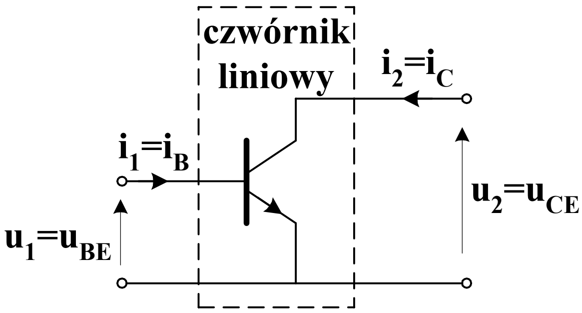
$$\boxed{\begin{aligned} u_1 &= g_1(i_1, u_2) \\ i_2 &= g_2(i_1, u_2) \end{aligned}} \qquad (4.66)$$

Otrzymujemy więc:

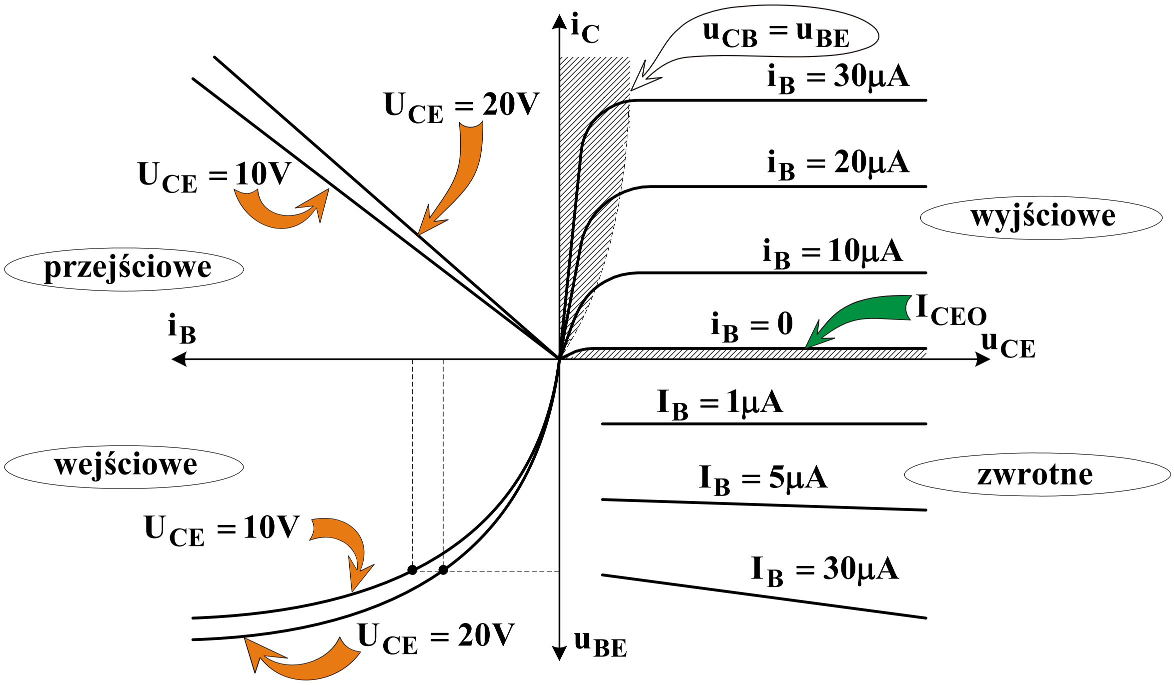
$u_1 = f_1(i_1)\big\vert_{u_2 = \text{const.}}$	**charakterystyka wejściowa**
$u_1 = f_2(u_2)\big\vert_{i_1 = \text{const.}}$	**charakterystyka zwrotna**
$i_2 = f_3(i_1)\big\vert_{u_2 = \text{const.}}$	**charakterystyka przejściowa**
$i_2 = f_4(u_2)\big\vert_{i_1 = \text{const.}}$	**charakterystyka wyjściowa**

■ Charakterystyki – konfiguracja WE

$u_{BE} = f_1(i_B)\|_{u_{CE}}$	wejściowa
$u_{BE} = f_2(u_{CE})\|_{i_B}$	zwrotna
$i_C = f_3(i_B)\|_{u_{CE}}$	przejściowa
$i_C = f_4(u_{CE})\|_{i_B}$	wyjściowa

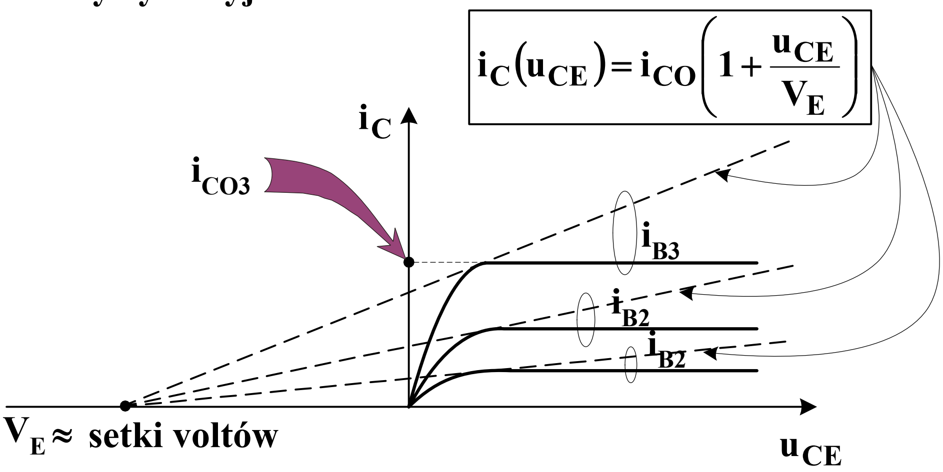


Rys. 4.31



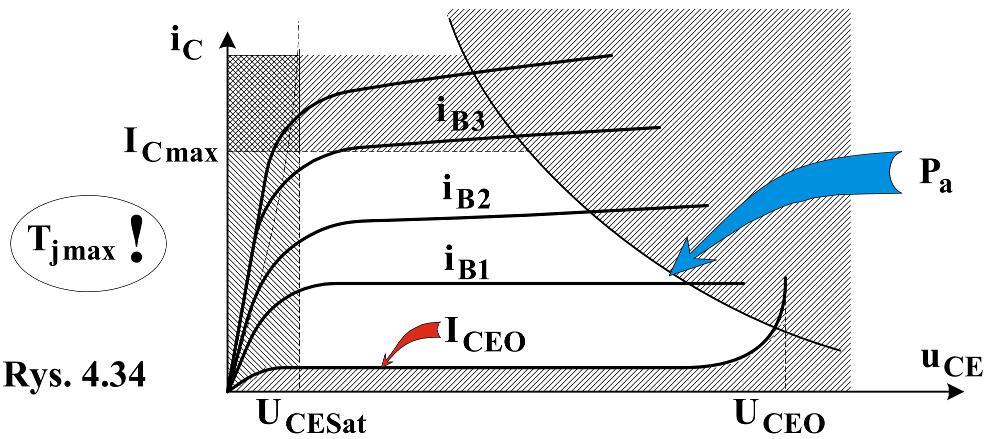
Rys. 4.32

- **Charakterystyki wyjściowe**



Rys. 4.33

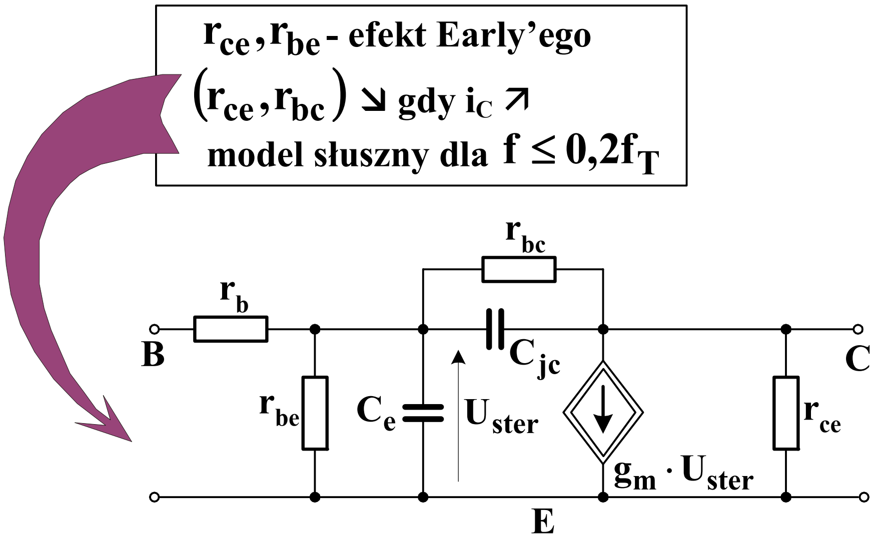
■ Obszar bezpiecznej pracy (SOA)



Rys. 4.34

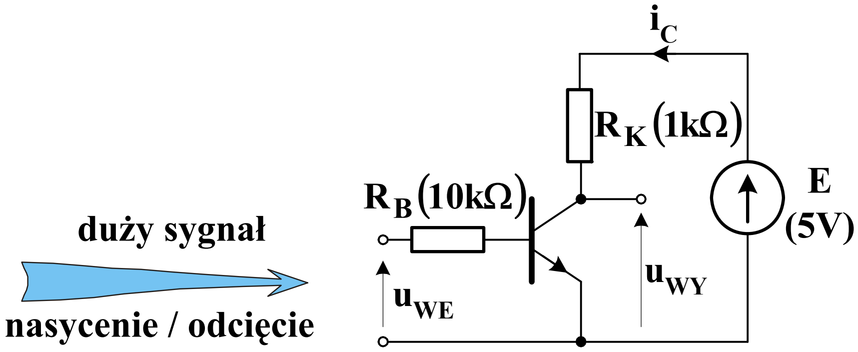
- **Z rysunku wynika pięć ograniczeń wyrażonych poprzez dopuszczalne parametry katalogowe**. **Są to:**
- **moc admisyjna (P_a)**
- **prąd maksymalny (I_{Cmax})**
- **prąd zerowy, tzn. granica między zakresem aktywnym i odcięcia (I_{CEO})**
- **napięcie maksymalne (U_{CEO})**
- **napięcie nasycenia (U_{CESat})**

■ Model małosygnałowy



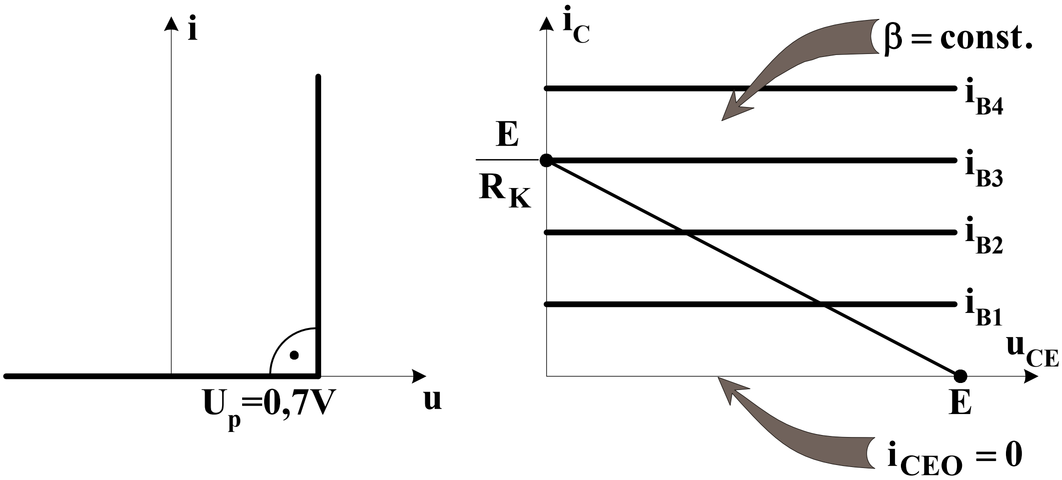
Rys. 4.35

■ Praca BJT w charakterze przełącznika



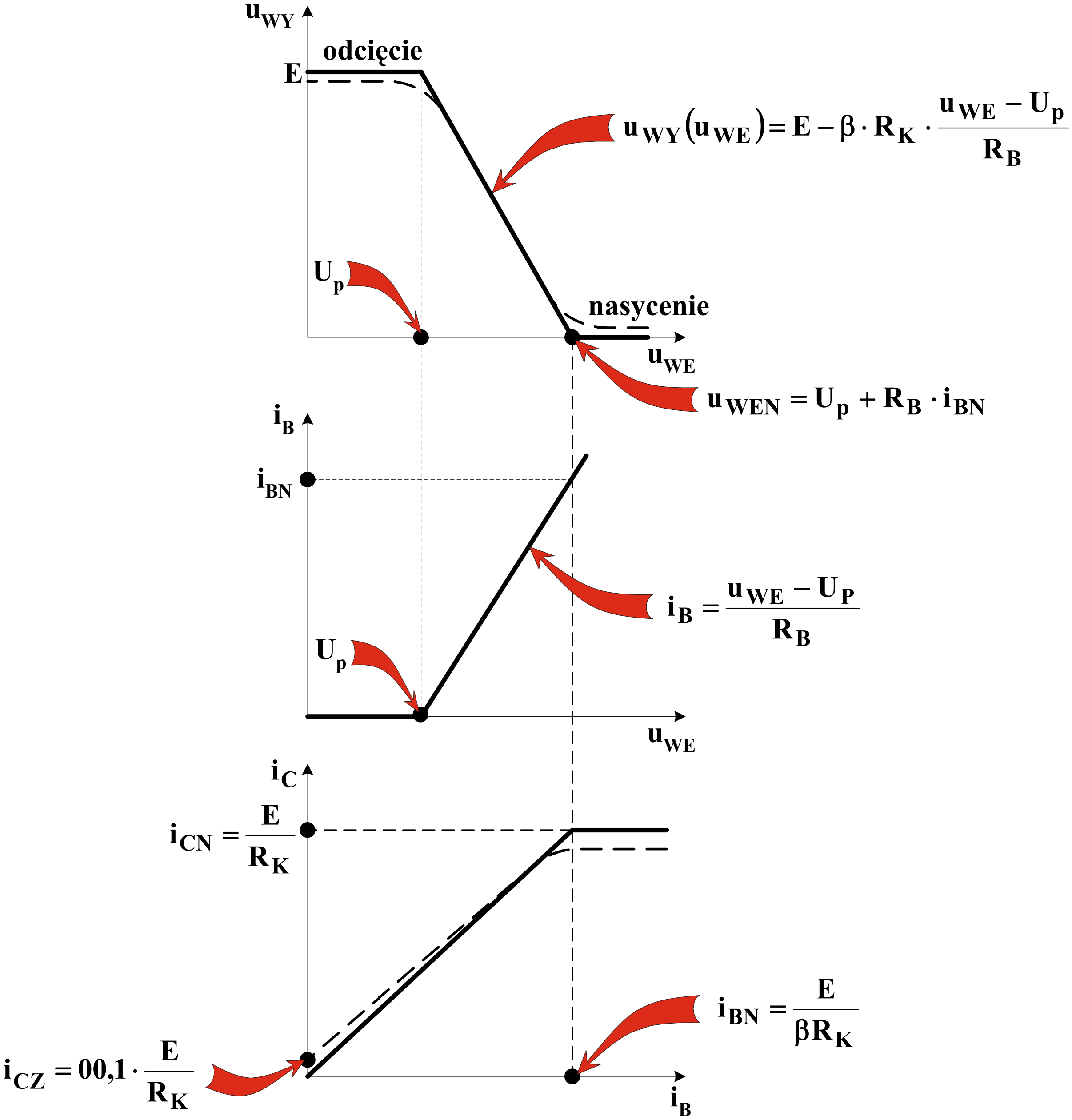
Rys. 4.36

■ Analiza statyczna



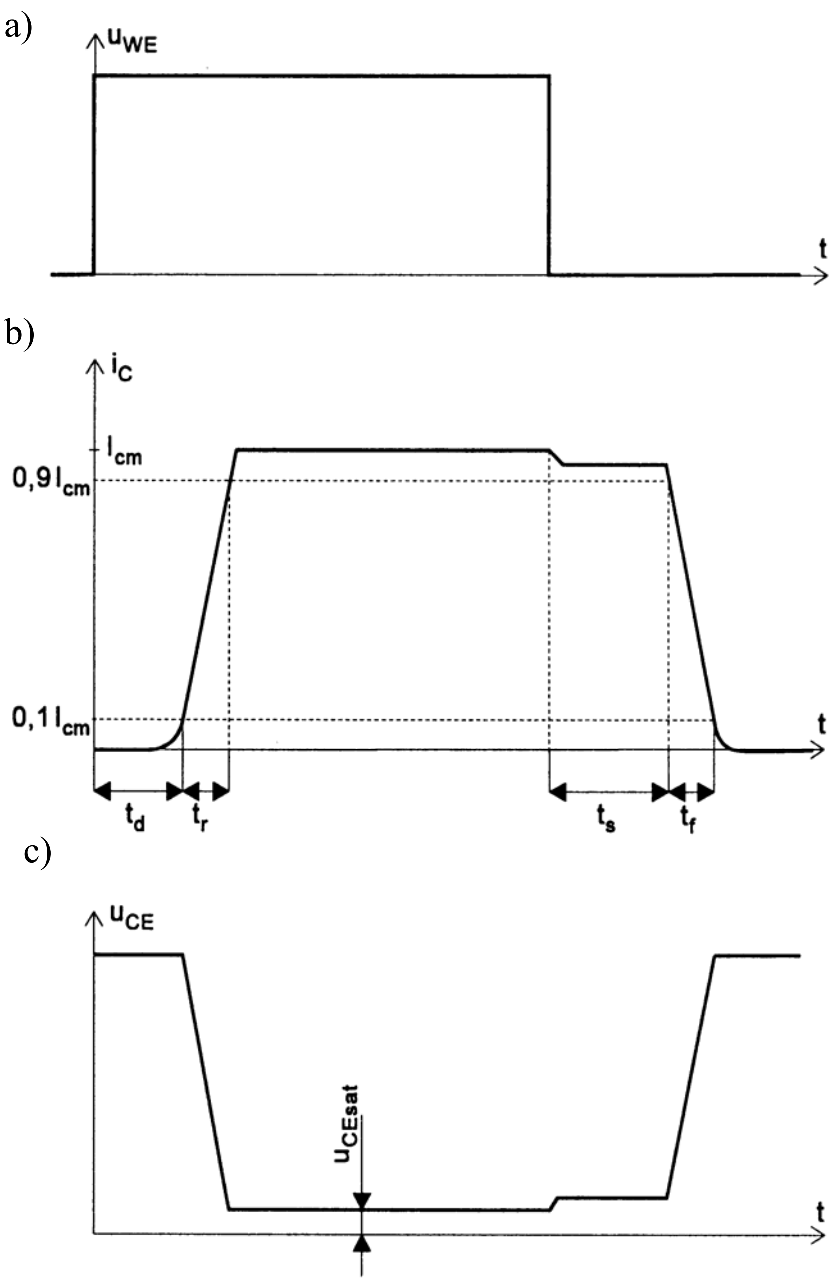
Rys. 4.37

- **Charakterystyka $u_{WY}(u_{WE})$**



Rys. 4.38

■ Analiza dynamiczna



Rys. 4.39

<u>Fazę włączania</u> można scharakteryzować przez podanie dwóch czasów

- **Czas opóźnienia (t_d)**
- **Czas narastania (t_r)**
- **Czas włączania** $t_{on} = t_d + t_r$

<u>Faza wyłączania</u> zaczyna się, gdy tranzystor jest w zakresie nasycenia i włączamy napięcie wejściowe.

- **Czas magazynowania (przeciągania) (t_S)**
- **Czas opadania (t_f**
- **Czas wyłączania $t_{off} = t_s + t_f$**

Wpływ temperatury na właściwości BJT

$$\boxed{i(u) = I_S \cdot \left(\exp\frac{u}{U_T} - 1 \right)} \qquad (4.68)$$

gdzie:

$$I_S \sim n_i^2$$

$$n_i^2(T) = A_0 T^{3/2} \exp\left(-\frac{W_{go}}{2kT} \right) \qquad (4.69)$$

$$U_T = \frac{k}{q} \cdot T$$

$$i = I_0 \exp\frac{u - U_{go}}{U_T} \qquad (4.70)$$

gdzie:

$$U_{go} = W_{go} / q$$

$$i_C = I_{01} \cdot \exp\frac{u_{BE} - U_{go}}{U_T} \qquad (4.71)$$

$$\boxed{\begin{array}{ll} I_{CBO} = I_S & \text{(wysokie temperatury)} \\ I_{CBO} = i_G & \text{(niskie i średnie temperatury)} \end{array}}$$

tzn.

$$\boxed{I_{CBO} = \underbrace{A_1 \cdot \exp\left(-\frac{U_{go}}{U_T} \right)}_{I_S} + \underbrace{A_2 \sqrt{u_{CB}} \cdot \exp\left(-\frac{U_{go}}{2U_T} \right)}_{i_G}} \qquad (4.72)$$

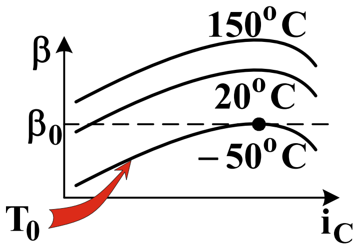
ok. 8% / K

tzn. **2-krotny wzrost I_{CBO} przy wzroście temperatury o każde 10^{o} C !**

$$I_{CEO} = (\beta + 1) \cdot I_{CBO} \tag{4.73}$$

- **Bardzo ważna jest znajomość wpływu temperatury na współczynnik β.**

$$\boxed{\beta = \beta_0 \cdot [1 + a \cdot (T - T_0)]} \tag{4.74}$$



Rys. 4.40

od ułamka procenta do około 1% / K.

- **Ważna jest również zależność napięcia przebicia od temperatury.**

$$\boxed{U_Z(T) = U_{ZO}[1 + \beta_Z(T - T_0)]}$$

■ Parametry termiczne i temperatura wnętrza

$$\boxed{T_j \neq T_a} \tag{4.75}$$

$$\boxed{\mathrm{div}(\lambda \cdot \mathrm{grad}T) - c \cdot \rho \cdot \frac{\partial T}{\partial t} = -g(x, y, z, t)} \tag{4.76}$$

gdzie:

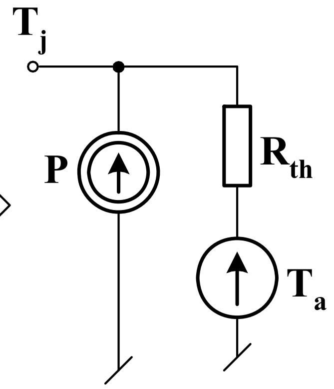
λ – przewodność cieplna
ρ – gęstość
c – ciepło właściwe
g – gęstość wydzielanej mocy

■ Stan termicznie ustalony

$$\boxed{T_j = T_a + R_{th} \cdot P} \tag{4.77}$$

- **Analog elektryczny**

Wielkość i parametr elektryczny	wielkość i parametr termiczny
V_j	T_j
V_a	T_a
R	R_{th}
i	P

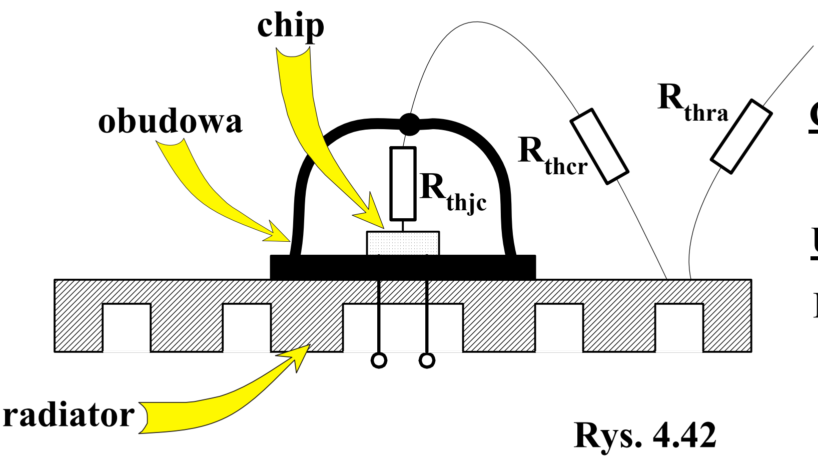


Rys. 4.41

$$\boxed{R_{thja} = R_{thjc} + R_{thcr} + R_{thra}} \tag{4.78}$$

gdzie:

R_{thjc} – rezystancja termiczna między złączem a obudową elementu,
R_{thcr} – rezystancja termiczna między obudową a radiatorem (o ile jest on stosowany),
R_{thra} – rezystancja termiczna między radiatorem a otoczeniem.



Rys. 4.42

Często w katalogu

$R_{th}(25^{o}C) \equiv R_{thj-c}$

Uwaga !

$R_{thj-c} \ll R_{th}$

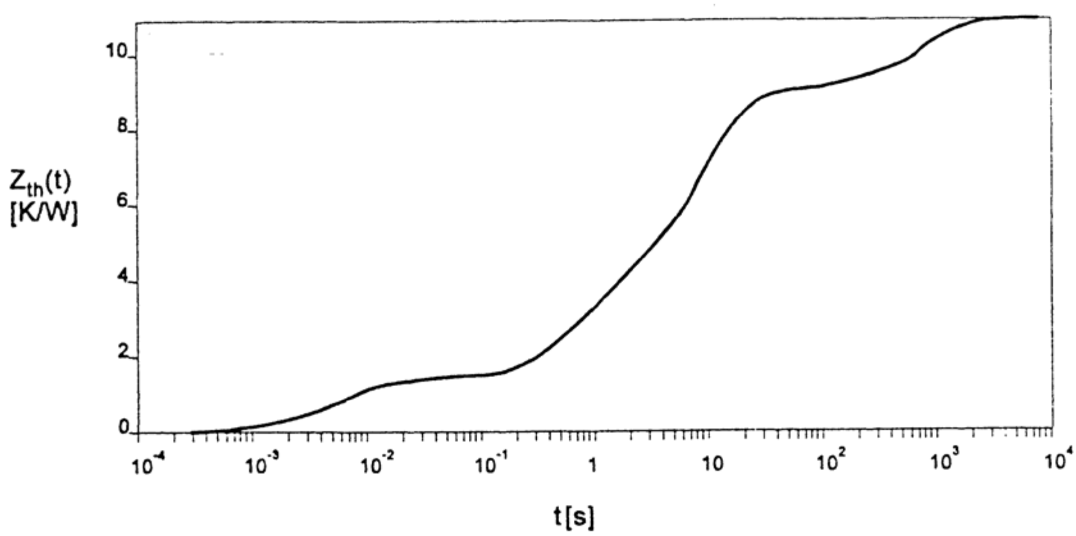
■ Termiczne stany przejściowe

$$\boxed{Z_{th}(t) = \frac{\Delta T(t)}{P_1}} \tag{4.79}$$

$$\Delta T(t) = T_j(t) - T_a \tag{4.80}$$

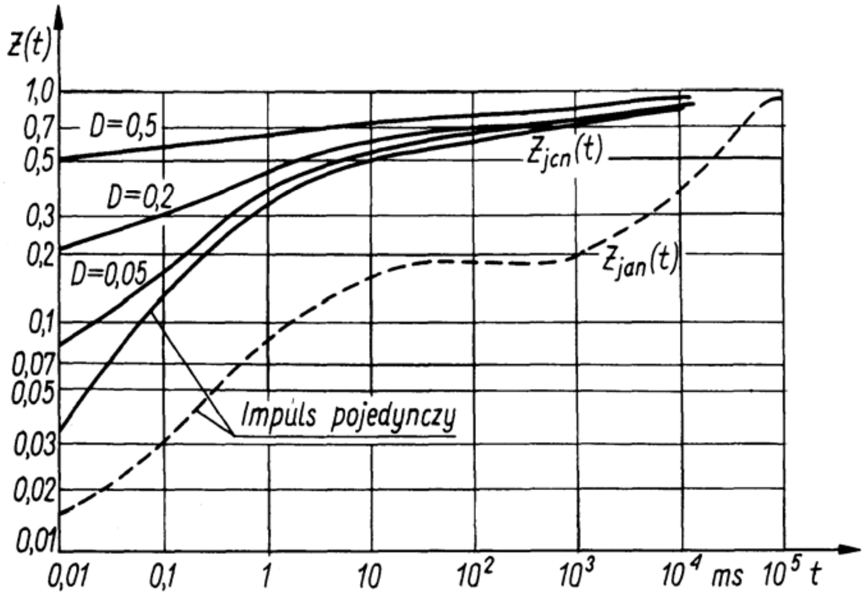
- **Model termiczny dynamiczny**

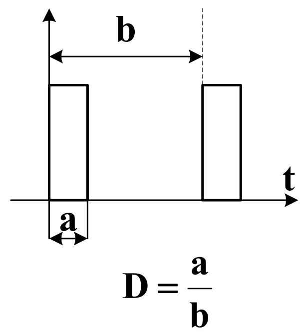
$$\boxed{\Delta T(t) = \int_0^t Z'_{th}(v) \cdot p(t - v) \cdot dv} \tag{4.81}$$



Rys. 4.43

$$\boxed{Z_{thja}(t) = R_{thja} \cdot \sum_n a_n \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_n}\right)\right]} \tag{4.82}$$



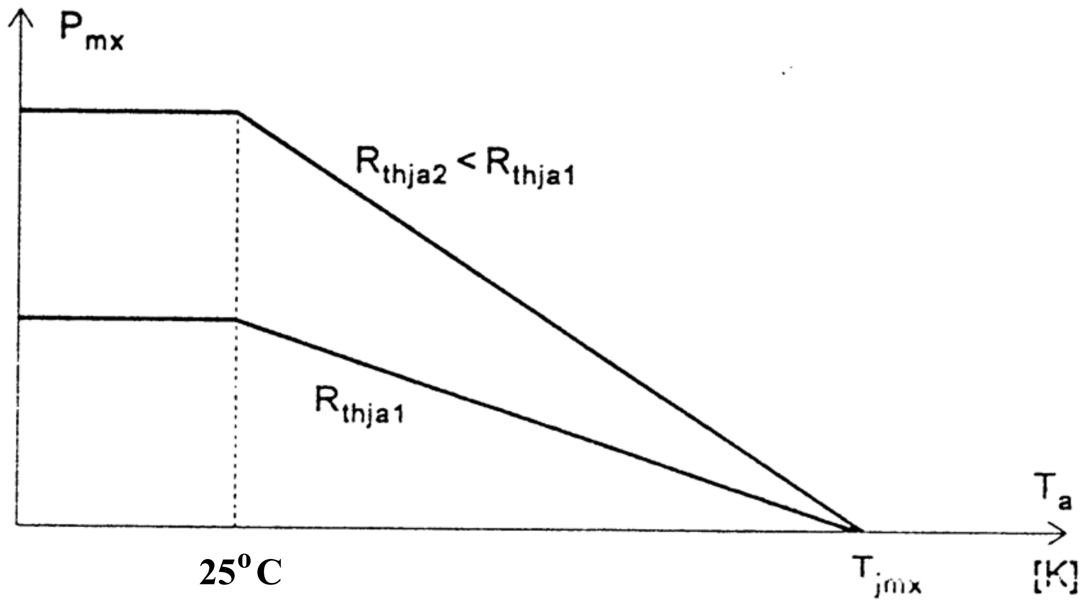


Rys. 4.44

■ Temperatura maksymalna i moc maksymalna

$$\boxed{t_N \sim \exp\left(\frac{a}{T_j}\right)}$$

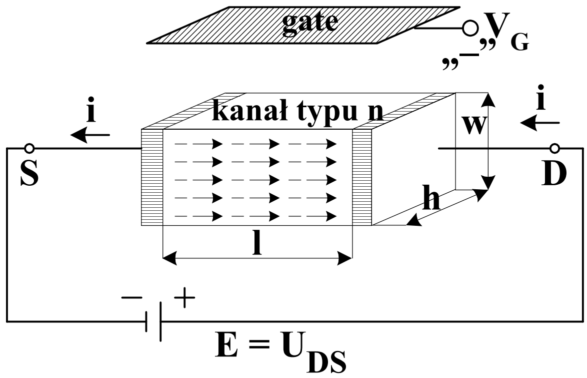
$$\boxed{P_{max} = \frac{T_{jmx} - T_a}{R_{thja}}} \qquad (4.83)$$



Rys. 4.45

V. Tranzystory polowe/unipolowe

■ FET – zasada działania



$n_n \gg p_n$

$n_n \approx p_n$

Rys. 5.1

- **Prąd w obwodzie**

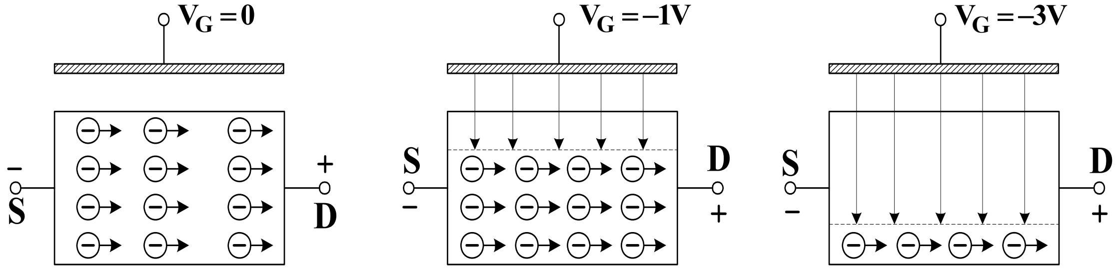
$$i = \frac{E}{R_o} \tag{5.1}$$

$$R_o = \rho \cdot \frac{l}{h \cdot w} = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{l}{h \cdot w} = \frac{1}{q \cdot \mu_n \cdot N} \cdot \frac{l}{h \cdot w} \tag{5.2}$$

stąd

$$R_o \sim \frac{1}{w} \tag{5.3}$$

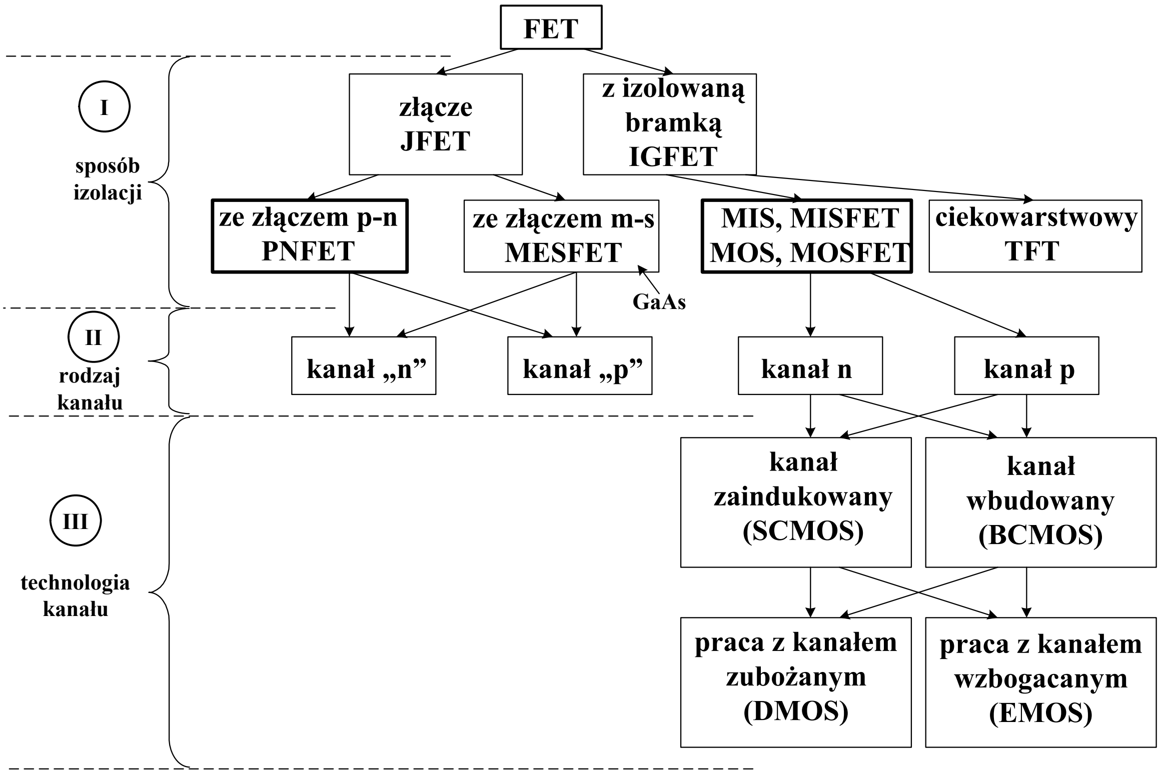
-



Rys 5.2

■ Klasyfikacja

- **Klasyfikacja 3- warstwowa**



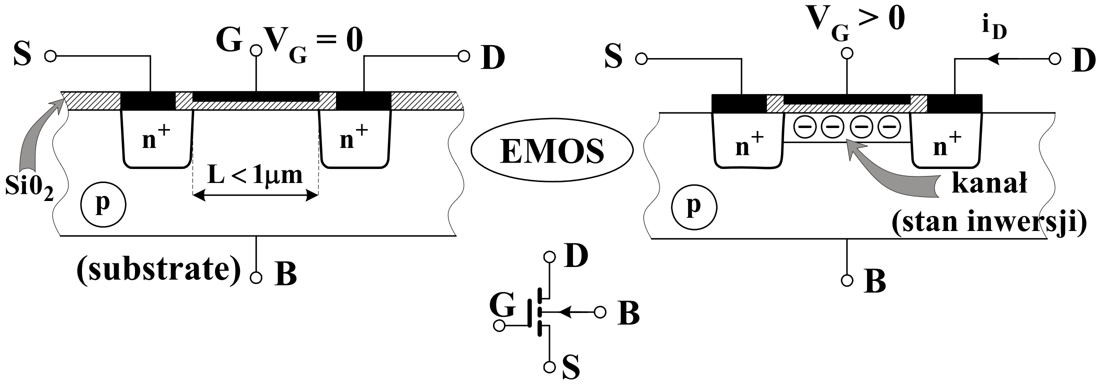
Rys. 5.3

- **Typ tranzystora a rodzaj izolacji**

typ tranzystora	izolacja
MOS, MIS	dielektryk
JFET	złącze p-n
MESFET	złącze m-s

■ MOS

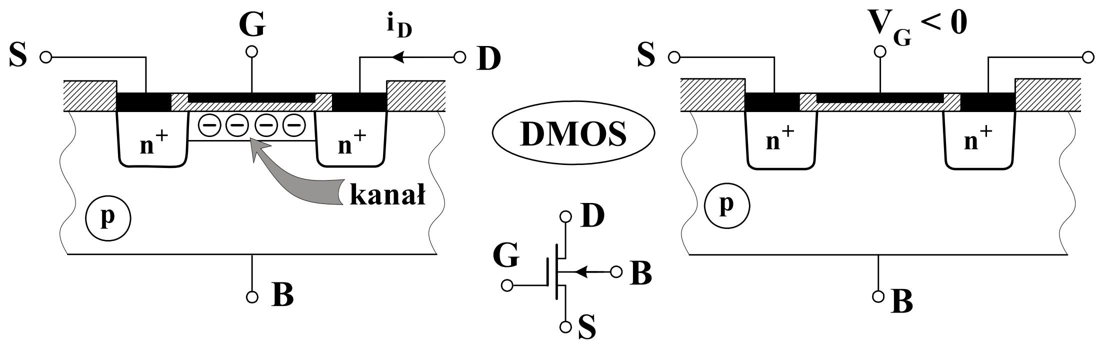
- kanał indukowany
- normalnie wyłączony
- pracujący ze wzbogaceniem



Rys. 5.4

■ MOS

- kanał wbudowany
- normalnie załączony
- pracujący ze zubożaniem



Rys. 5.5

■ „Elektryczna" regulacja wartości napięcia progowego

$$U_p(u_{BS}) = U_p(0) + A \cdot \sqrt{|u_{BS}|} \tag{5.4}$$

■ Charakterystyki statyczne idealnego MOS

- **Zakresy pracy i zależności analityczne**

zakres odcięcia ← $u_{GS} < U_p$

$\boxed{i_D = 0}$ (5.5)

zakres przewodzenia ← $u_{GS} \geq U_p$

zakres triodowy (nienasycenia) ← $u_{GS} < u_{GS} - U_p$

$$\boxed{i_D(u_{GS},\ u_{DS}) = B\left[(u_{GS} - U_p)\ u_{DS} - \frac{u_{DS}^2}{2}\right]} \qquad (5.6)$$

zakres pentodowy ← $u_{GS} \geq u_{GS} - U_p$

$$\boxed{i_D(u_{GS}) = \frac{B}{2}(u_{GS} - U_p)^2} \qquad (5.7)$$

- **Parametr materiałowy B**

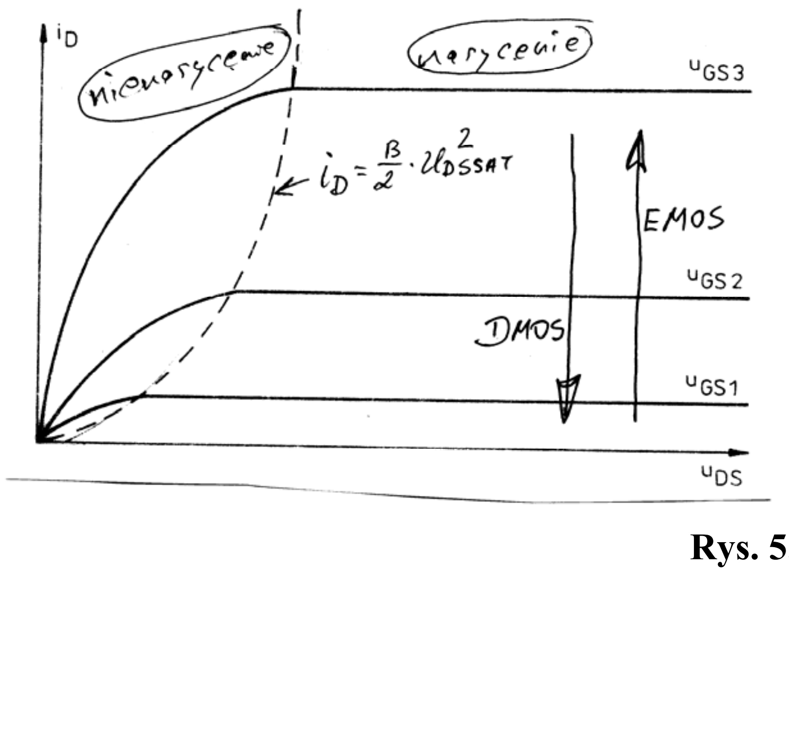
$$B = \frac{\mu_o \cdot W \cdot C_{ox}}{L} = \frac{\mu_o \cdot W \cdot \varepsilon_o \cdot \varepsilon_{ox}}{L \cdot t_{ox}} \qquad (5.8)$$

tzn.

$$B \sim \frac{W}{L} \qquad\qquad B \sim \mu_o$$

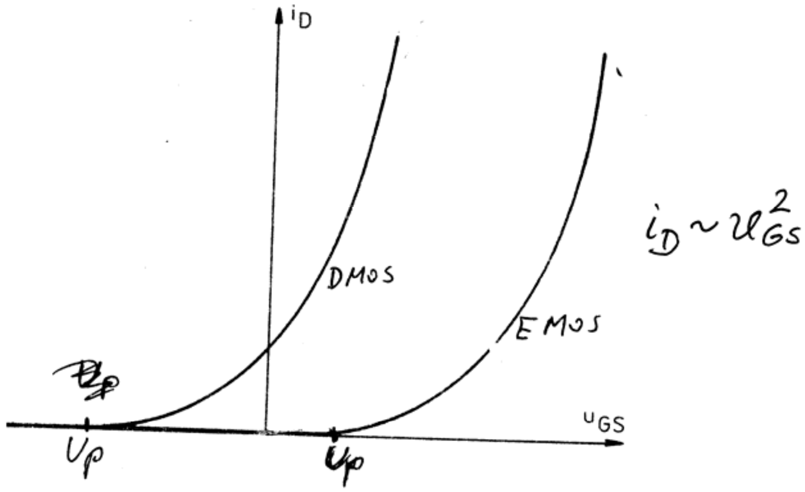
- **Postać graficzna modelu**

Charakterystyki wyjściowe $i_D(u_{DS})$



Rys. 5.6

Charakterystyki przejściowe

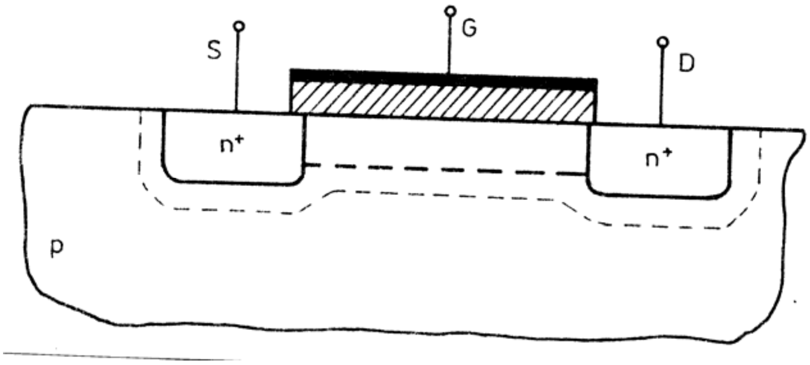


Rys. 5.7

- **Kształt kanału dla różnych zakresów pracy**

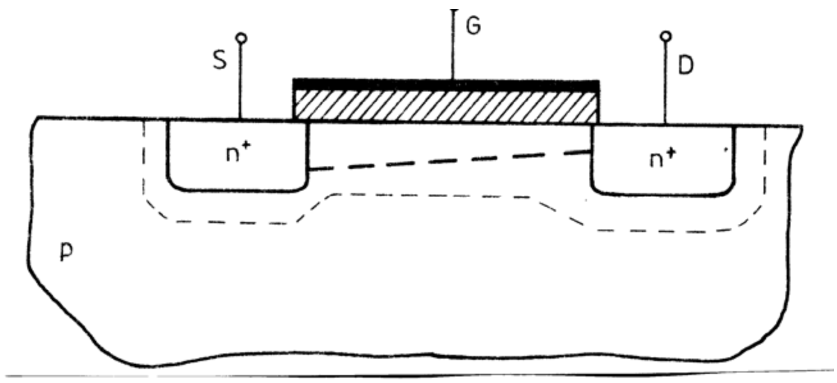
Zał: **u_{GS} = const**
u_{DS} = var

- **<u>Zakres triodowy</u>: małe wartości u_{DS}**



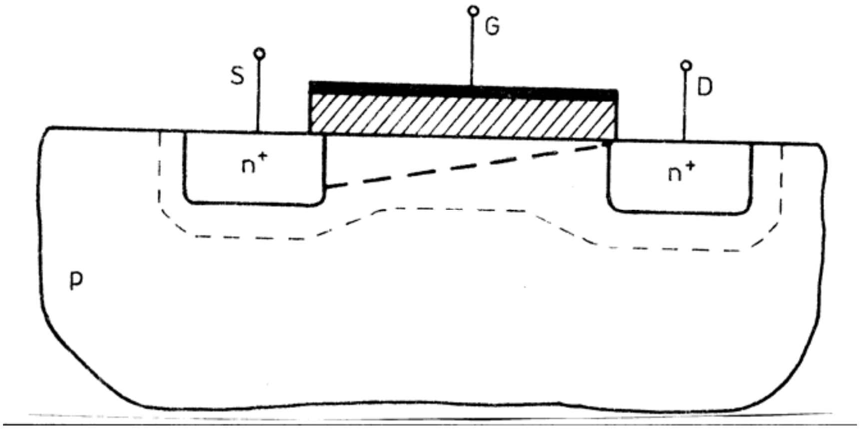
Rys. 5.8a

- **<u>Zakres triodowy</u>: większe wartości u_{DS}.**



Rys. 5.8b

- **<u>Granica zakresu triodowego i pentodowego</u>**



Rys. 5.8c

$$\mu = \frac{\mu_o}{1+\sim\cdot\left(u_{GS}-U_p\right)} \tag{5.9}$$

$$i_D\left(u_{GS},\ u_{DS}\right) = \frac{B}{2}\left(u_{GS}-U_p\right)^2\cdot\left[1+\gamma\left(u_{DS}-u_{DSSAT}\right)\right] \tag{5.10}$$

$$i_D = \frac{B}{2}\left(u_{GS}-U_p\right)^2$$

$$I_d = g_m \cdot U_{gs} \tag{5.11}$$

$$\boxed{g_m = \frac{di_D}{du_{GS}} = B\left(u_{GS}-U_p\right) = \sqrt{2Bi_D}} \tag{5.12}$$

$$I_d = \underbrace{g_m \cdot U_{gs}}_{\text{MOS idealny}} + g_{ds}\cdot U_{ds} \tag{5.13}$$

gdzie

$$g_{ds} = \frac{di_D}{du_{DS}} = \gamma\cdot i_D \tag{5.14}$$

Nachylenie ch-ki wyjściowej (wzór 5.10)

$$\boxed{2\pi\cdot f_m\cdot C_{gs}U_{gs} = g_m\cdot U_{gs}} \tag{5.15}$$

$$f_m = \frac{\mu\cdot\left|u_{GS}-U_p\right|}{2\pi\cdot L^2} \tag{5.16}$$

$$B \sim T^{-\kappa} \tag{5.17}$$

$$U_p(T) = U_p(T_0)\left(1+\frac{dU_p}{dT}\cdot\Delta T\right) \tag{5.18}$$

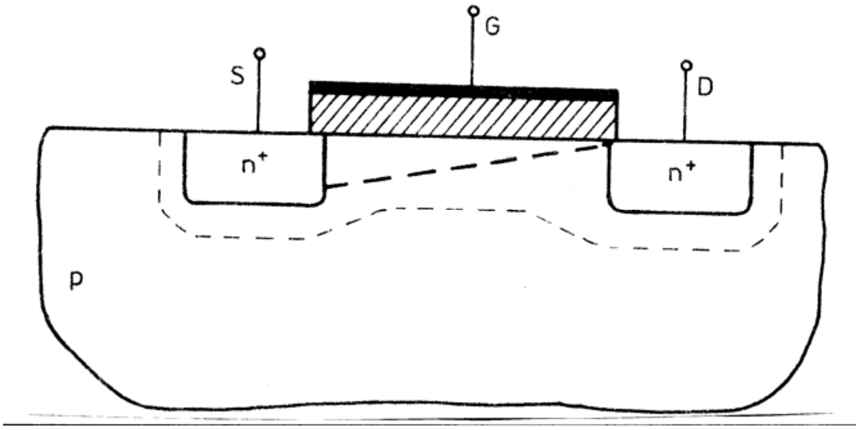
$$G_0 = \frac{2\ a\ q\ \mu_n\ N_D\ W}{L} \sim \mu_n\cdot\frac{W}{L} \tag{5.19}$$

$$i_D = G_0\cdot u_{DS} \tag{5.20}$$

$$\mathbf{i_D(u_{GS}) = I_{DSS}\left(1 - \frac{u_{GS}}{U_p}\right)^2 = \frac{B}{2}(u_{GS} - U_p)^2} \tag{5.21}$$

$$\boxed{\mathbf{U_p = -\frac{q \cdot a^2 \cdot N_d}{2\varepsilon \cdot \varepsilon_0}}}$$

- **Granica zakresu triodowego i pentodowego**



Rys. 5.8c

Charakterystyki statyczne rzeczywistego MOS

- **Modulacja ruchliwości nośników**

$$\boxed{\mu = \frac{\mu_0}{1 + \Theta \cdot \left(u_{GS} - U_p\right)}} \qquad (5.9)$$

gdzie:

Θ - parametr modelu

Stąd modyfikacja parametrem B w którym μ_0 należy zastąpić przez μ

- **Modulacja długości kanału (zakres pentodowy)**

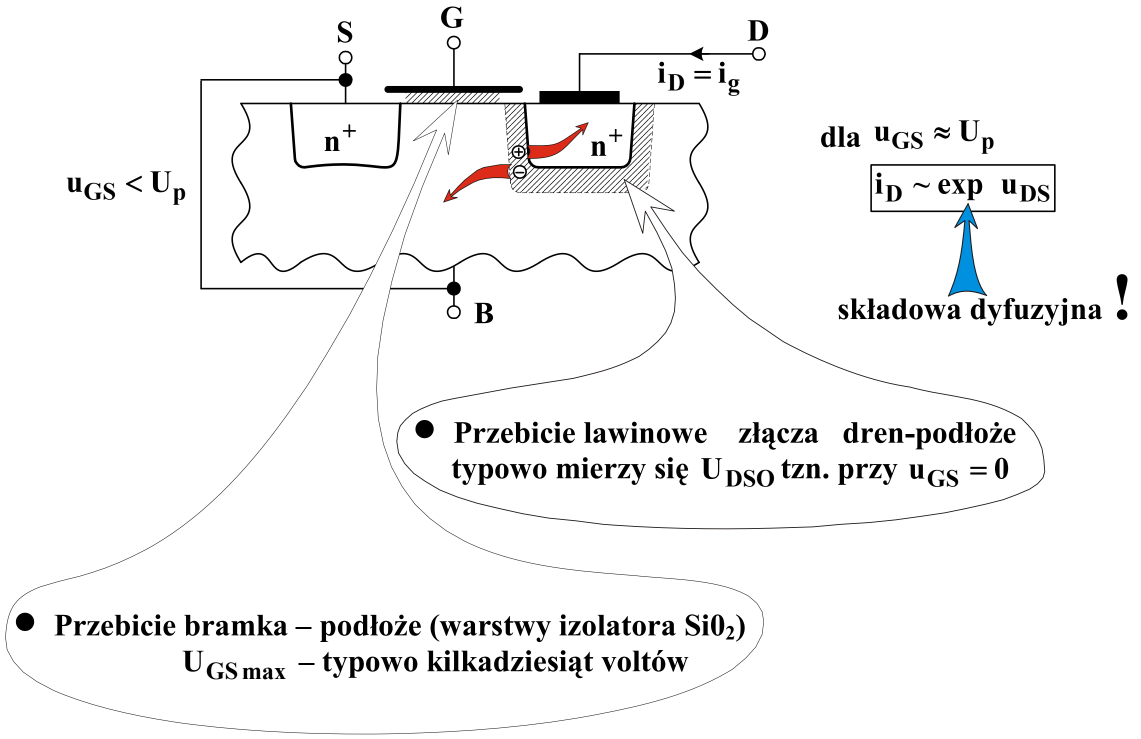
$$\boxed{i_D\left(u_{GS},\ u_{DS}\right) = \frac{B}{2}\left(u_{GS} - U_p\right)^2 \cdot \left[1 + \gamma\left(u_{DS} - u_{DSSAT}\right)\right]} \qquad (5.10)$$

gdzie:

γ - parametr modelu

$1/\gamma$ - sens analogiczny jak napięcie Early'ego w **BJT**

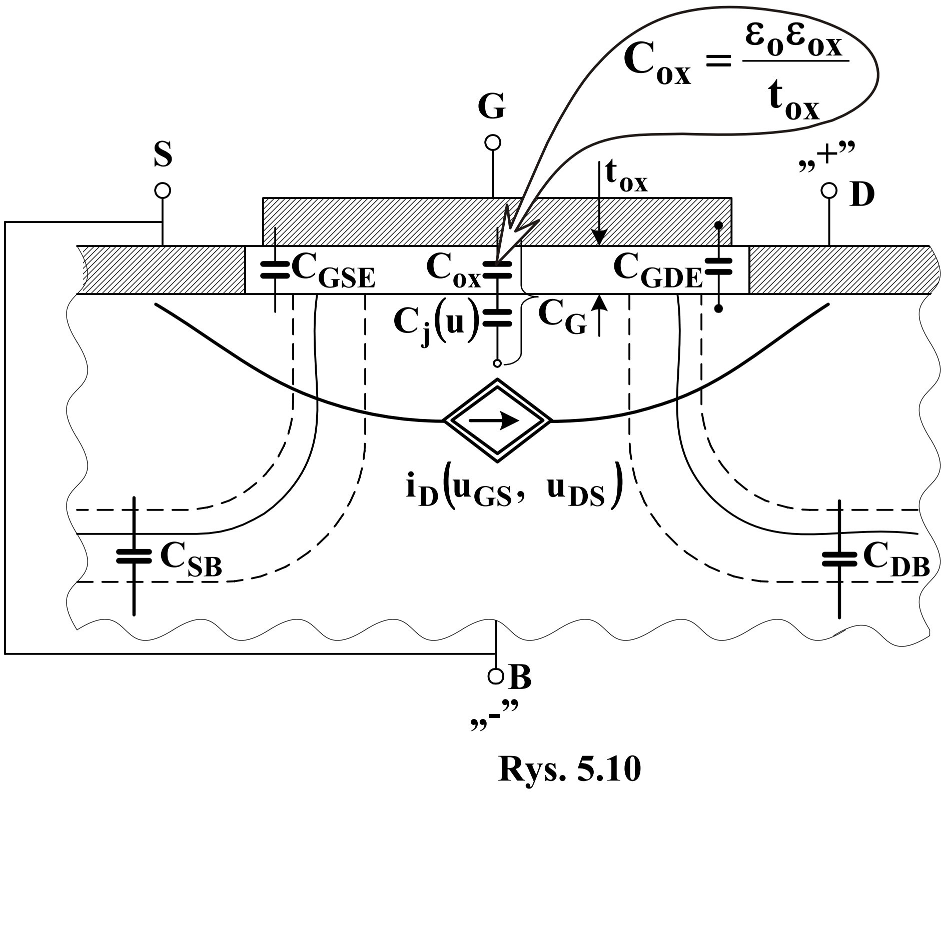
- **Praca w zakresie podprogowym (odcięcia)**



Rys. 5.9

Wielkosygnałowy dynamiczny model MOS

- **Należy uzupełnić model stałoprądowy o pojemności (rys 5.10)**



Rys. 5.10

Trzy grupy pojemności

● **Nieliniowe pojemności złączowe (pasożytnicze)**

$$\boxed{C_{SB} \sim \sqrt{u_{SB}}} \qquad \boxed{C_{DB} \sim \sqrt{u_{DB}}}$$

typowo kilka pF

Typowo „**S**” zwarte z „**B**” $\Rightarrow C_{SB} \rightarrow 0$

$C_{DB} \rightarrow$ pojemność wyjściowa **!**

● **Liniowe pojemności nakładki metalowej elektrody bramki na obszary źródła i drenu (pasożytnicze)**

$$\boxed{C_{GSE},\ C_{GDE} \sim \frac{1}{t_x}}$$

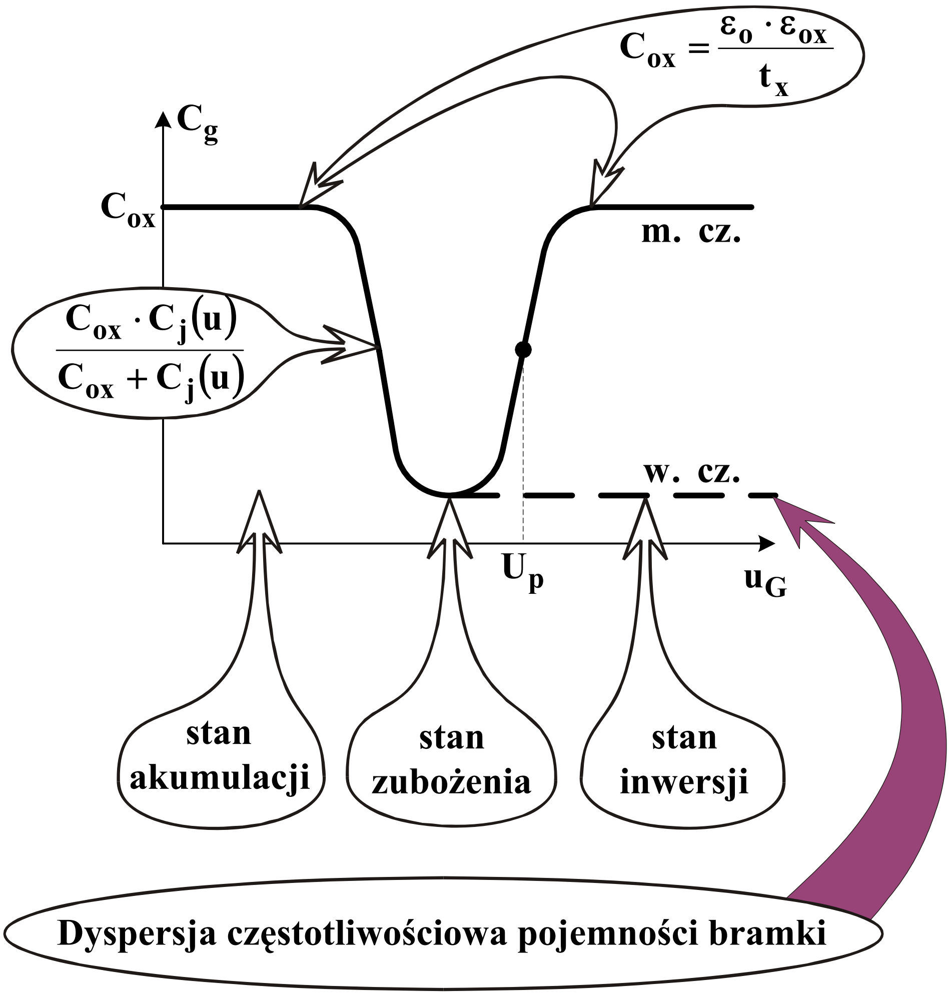
szczególnie szkodliwa, jest powodem sprzężenia zwrotnego między wyjściem (dren) a wejściem (bramka)

- **Nieliniowa pojemność bramki (rys. 5.10)**

$$\boxed{C_G = f(u_{GB},\ f_{sygn})}$$

<u>założenie</u>

Rozważamy **nEMOS** (kanał **n**, normalnie OFF)



Rys. 5.11

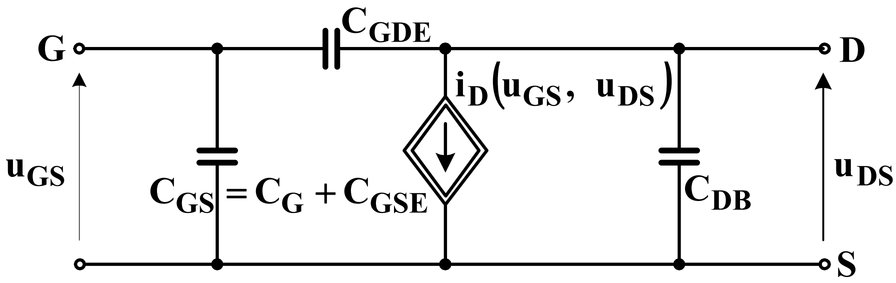
<u>Uwaga</u> !

Pojemność C_{ox} jest pojemnością użyteczną, gdyż

$$\boxed{B \sim C_{ox}}$$

ma mieć dużą wartość

- **Postać modelu**



Rys. 5.12

Typowe wartości pojemności

$$C_G = 5 \div 30 \ \text{pF}$$
$$C_{GDE},\ C_{GSE} < 1 \ \text{pF}$$
$$C_{DB} = 0{,}2 \div 5 \ \text{pF}$$

■ Model małosygnałowy MOS (m-cz)

- **Zasada tworzenia – podana wcześniej (rozdz. I)**
- **Określa się dla zakresu nasycenia, głównie konfiguracja WS**
- **Z modelu stałoprądowego (nasycenie)**

$$\boxed{i_D = \frac{B}{2}\left(u_{GS} - U_p\right)^2}$$

Można napisać dla małych amplitud

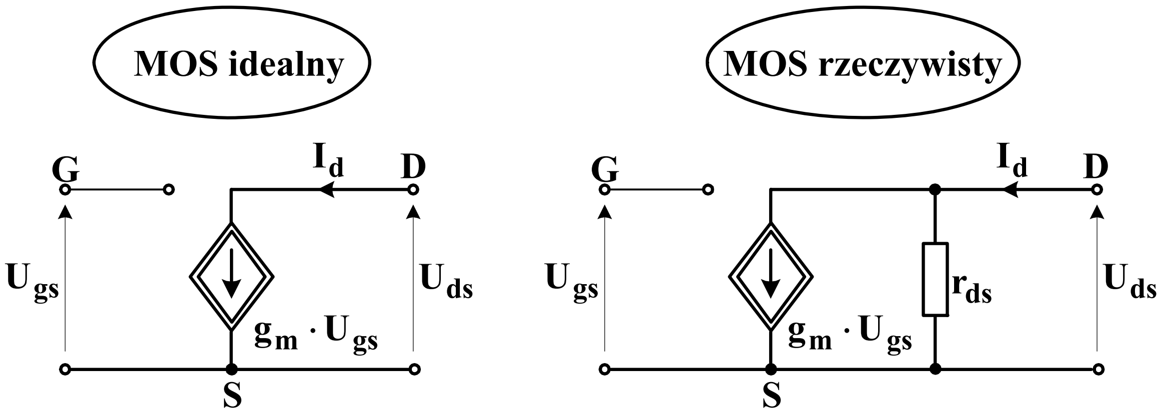
$$\boxed{I_d = g_m \cdot U_{gs}} \qquad (5.11)$$

- **Transkonduktancja g_m**

$$\boxed{g_m = \frac{di_D}{du_{GS}} = B\left(u_{GS} - U_p\right) = \sqrt{2Bi_D}} \qquad (5.12)$$

typowo $g_m = 0.3 \div 1\ \text{mS}$

- **Schematy zastępcze**



Rys. 5.13

Dla rzeczywistego MOS

$$I_d = \underbrace{g_m \cdot U_{gs}}_{\text{MOS idealny}} + g_{ds} \cdot U_{ds} \qquad (5.13)$$

gdzie

$$g_{ds} = \frac{di_D}{du_{DS}} = \gamma \cdot i_D \qquad (5.14)$$

Nachylenie ch-ki wyjściowej (wzór 5.10)

■ Model małosygnałowy MOS (m.cz.)

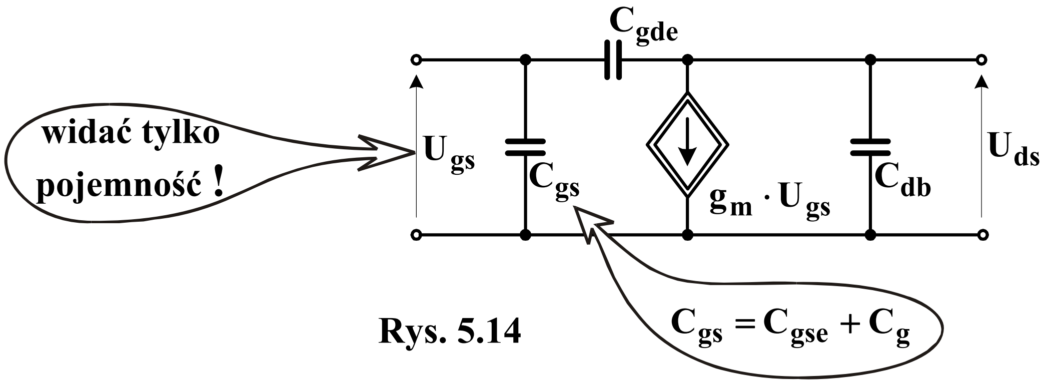
● Małosygnałowy model m.cz. należy uzupełnić o pojemności:

→ pojemność bramki – C_g

→ pojemność warstwy opróżnionej dren-podłoże – C_{db}

→ pojemności pasożytnicze wynikające z nakładki powierzchni bramki nad źródło i dren – C_{gse}, C_{gde}

● **Schemat zastępczy**



Rys. 5.14

● **Właściwości częstotliwościowe**

Częstotliwość charakterystyczna $f_m \overset{def.}{=}$ częstotliwość przy której moduł amplitudy prądu wejściowego o charakterze pojemnościowym jest równy modułowi amplitudy prądu źródła sterowanego w obwodzie wyjściowym, tj.

$$\boxed{2\pi \cdot f_m \cdot C_{gs} \cdot U_{gs} = g_m \cdot U_{gs}} \qquad (5.15)$$

Po podstawieniu odpowiednich zależności i przekształceniach, dla dowolnego typu przewodnictwa w kanale otrzymujemy

$$\boxed{f_m = \frac{\mu \cdot |u_{GS} - U_p|}{2\pi \cdot L^2}} \qquad (5.16)$$

gdzie:

L – długość kanału

● **Wniosek:**

Częstotliwość charakterystyczna jest większa dla **nMOS-ów** w porównaniu z **pMOS-ami**, ze względu na około trzykrotnie większą wartość ruchliwości elektronów w porównaniu z dziurami. Także istotny jest wpływ długości kanału – im krótszy kanał, tym większa $\mathbf{f_m}$.

■ MOS – wpływ temperatury

- **Temperatura wpływa na parametry**

B oraz $\mathbf{U_p}$

- **Zależność B(T) wynika z zależności** $\mu(T)$, stąd

$$\boxed{\mathbf{B \sim T^{-\kappa}}} \tag{5.17}$$

tutaj $\kappa \approx 1$ (wpływ międzypowierzchni na mechanizm rozpraszania nośników)

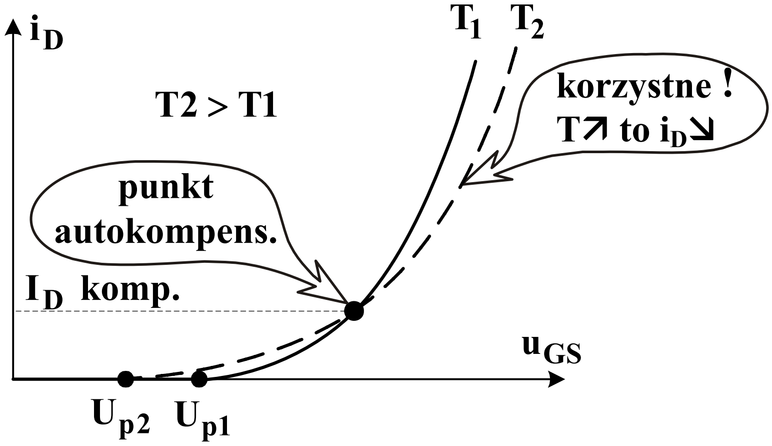
- **Napięcie progowe zależy liniowo od temperatury**

$$\mathbf{U_p(T) = U_p(T_0) \cdot \left(1 + \frac{dU_p}{dT} \cdot \Delta T\right)} \tag{5.18}$$

gdzie wartość współczynnika termicznego

$$\mathbf{\frac{dU_p}{dT} = -\ \text{kilka} \quad mV/K}$$

- Wpływ temperatury na statyczną charakterystykę $\mathbf{i_D(u_{GS})}$



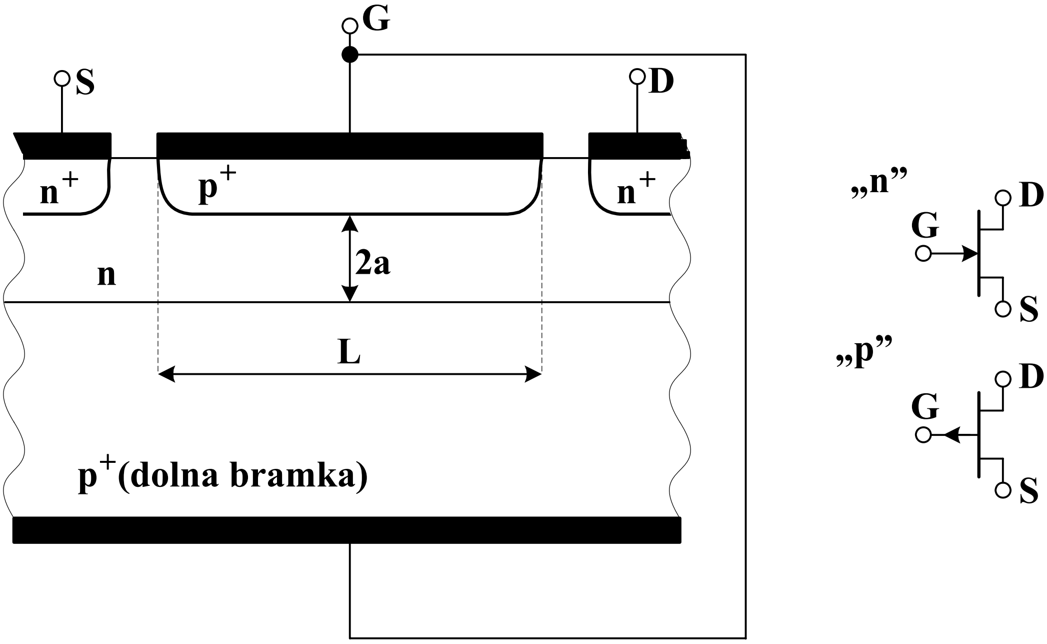
Rys. 5.15

<u>**Uwaga**</u> **!** **punkt autokompensacji !**

JFET

■ Budowa

- Elektroda bramki **JFET'a** jest oddzielona od kanału za pomocą zaporowo spolaryzowanego złącza **p-n**.
- Szkic przekroju **JFET** z kanałem **n** oraz symbole



Rys. 5.16

- Przy braku polaryzacji kanał jest przewodzący
- Konduktywność kanału otwartego $\left(u_{GS} = 0\right)$

$$\boxed{G_0 = \frac{2\ a\ q\ \mu_n\ N_D\ W}{L} \sim \mu_n \cdot \frac{w}{L}} \qquad (5.19)$$

gdzie:

N_D - koncentracja domieszki donorowej w kanale
μ_n - ruchliwość elektronów
w - szerokość kanału

Stąd dla małej wartości $u_{DS} \to 0$

$$\boxed{i_D = G_0 \cdot u_{DS}} \qquad (5.20)$$

Charakterystyki statyczne

- Podział na zakresy pracy i wzory opisujące podstawowe charakterystyki **JFET** są w przybliżeniu takie jak dla **MOS**
- Charakterystyki przejściowe w zakresie nasycenia

$$\boxed{\mathbf{i_D(u_{GS}) = I_{DSS}\left(1 - \frac{u_{GS}}{U_p}\right)^2 = \frac{B}{2}\left(u_{GS} - U_p\right)^2}} \qquad (5.21)$$

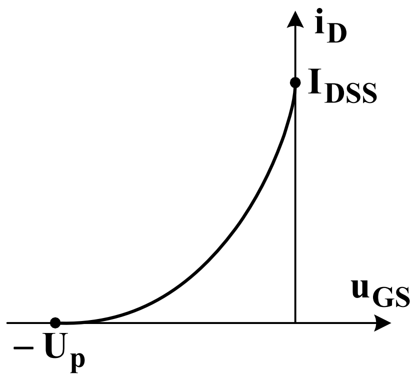
$\mathbf{I_{DSS}}$ - nowy parametr (o innym wymiarze **!**)

$\mathbf{I_{DSS}} \overset{\mathbf{def.}}{=}$ prąd drenu płynący przy $\mathbf{u_{GS} = 0}$

$$\boxed{\mathbf{I_{DSS} = -\frac{1}{2} \cdot G_0 \cdot B \cdot U_p}}$$

gdzie:
$\mathbf{G_0}$ - konduktancja otwartego kanału

- Typowa zależność $\mathbf{i_D(u_{GS})}$ pokazano na rys. 5.17



Rys. 5.17

- **Napięcie progowe**

$$\boxed{U_p = -\frac{q \cdot a^2 \cdot N_D}{2\varepsilon \cdot \varepsilon_0}} \qquad (5.21)$$

gdzie **a** oznacza połowę szerokości kanału (mierzoną w głąb struktury).

- **Charakterystyki wejściowe**

Są inne niż dla tranzystorów **MOS.** Charakterystyki $\mathbf{i_G(u_{GS})}$ **JFET** są analogiczne jak dla złącza p-n spolaryzowanego zaporowo (prąd generacyjny) stąd
przebicie bramki JFET'a ⇒ przebicie lawinowe złącza p-n **!**

typowo

$$\boxed{\mathbf{i_G \rightarrow \text{rzędu nA}}}$$

■ Inne uwagi

- w **JFET'ach** występuje efekt modulacji długości kanału
- w **JFET'ach** nie występuje efekt modulacji ruchliwości nośników
- model małosygnałowy ma postać identyczną jak dla tranzystora **MOS**

■ Porównanie właściwości tranzystorów bipolarnych i polowych

- W tranzystorach polowych prąd związany jest z ruchem nośników większościowych, natomiast w tranzystorach bipolarnych główną rolę w przepływie prądu odgrywają nośniki mniejszościowe wprowadzone z emitera do bazy i transportowane przez bazę do złącza kolektorowego.
- Dla tej samej wartości prądu polaryzującego transkonduktancja (bo do niej jest proporcjonalnie wzmocnienie napięciowe stopnia wzmacniającego na pojedynczym tranzystorze) tranzystora bipolarnego jest do kilkuset razy większa niż tranzystora polowego.
- Rezystancja wejściowa tranzystorów polowych jest pięć do sześciu rzędów większe niż dla tranzystorów bipolarnych.
- Przeciętnie tranzystory bipolarne mają częstotliwości graniczne większe niż przeciętne tranzystory polowe.
- Istotne znaczenie ma zakres napięć, w których tranzystor jest elementem aktywnym. Minimalnie napięcie na wyjściu tranzystora bipolarnego, przy którym przechodzi on w obszar nasycenia wynosi od 100 do 200 mV. Dla tranzystorów polowych przejście w obszar triodowy zachodzi dla napięć rzędu kilku voltów.
  Maksymalne napięcie wyjściowe związane jest ze zjawiskami przebicia i jest większe w tranzystorach bipolarnych.
  <u>Reasumując:</u> w tranzystorach bipolarnych użyteczny zakres napięć odpowiadający pracy w obszarze aktywnym jest zdecydowanie większy.
- Tranzystory polowe wnoszą mniejsze zniekształcenia sygnałów harmonicznych. Dotyczy to głównie zniekształcenia trzeciego rzędu, gdyż charakterystyki tranzystorów polowych są bardzo zbliżone do zależności kwadratowej.
- Przełącznik typu **CMOS** zapewnia znacznie mniejszy pobór mocy w stanach ustalonych aniżeli przełącznik na tranzystorze bipolarnym. Natomiast szybkość działania przełącznika bipolarnego jest nieco większa niż przełącznika polowego.