

Materiały i przyrządy półprzewodnikowe

Wykład 9: Tranzystory

Paweł Wójcik

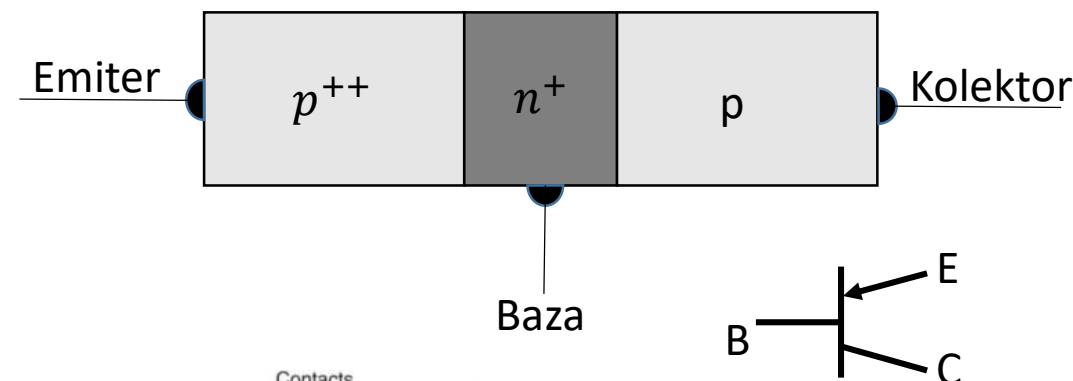
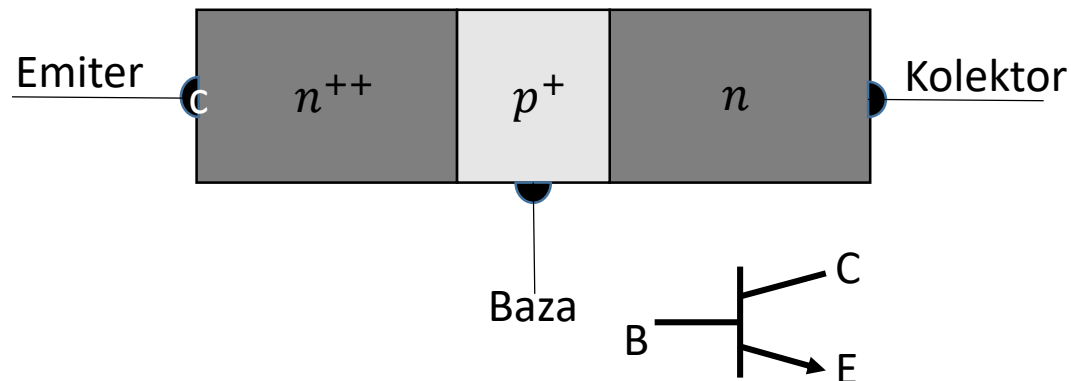


Plan wykładu:

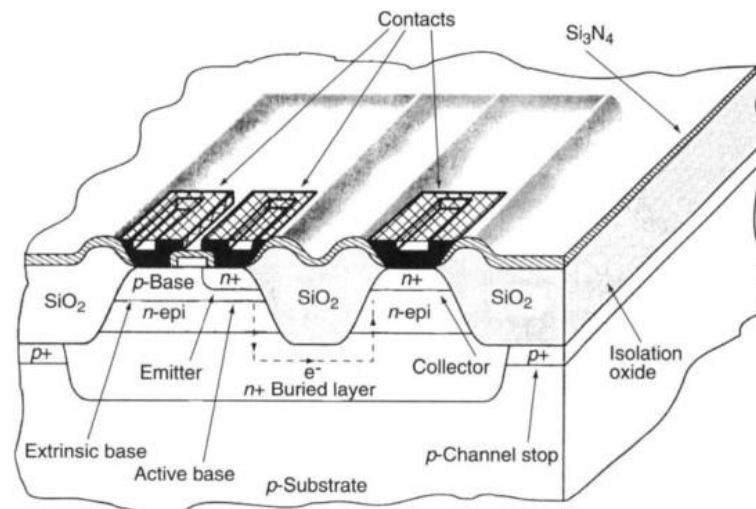
1. Tranzystor bipolarny
2. Tranzystor MOSFET

Tranzystor bipolarny

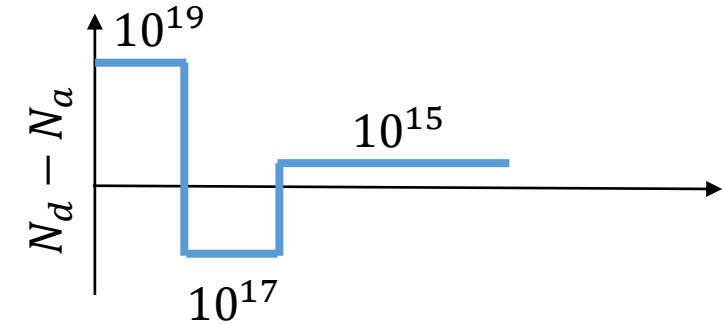
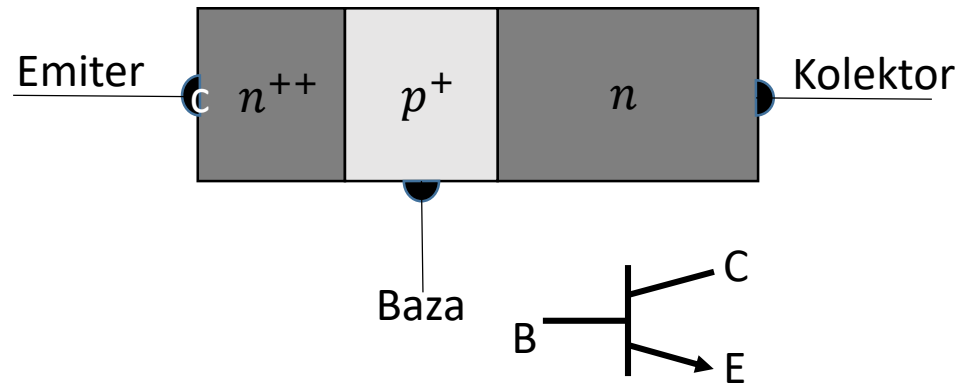
Tranzystor bipolarny – trójterminalowy układ dwóch sprzężonych złączy p-n, w którym bramka ma długość mniejszą od długość dyfuzji nośników mniejszościowych. Poszczególne terminale nazywamy odpowiednio emiterem, bramką i kolektorem.



Realistyczna struktura tranzystora bipolarnego z warstwami izolującymi tlenku krzemu



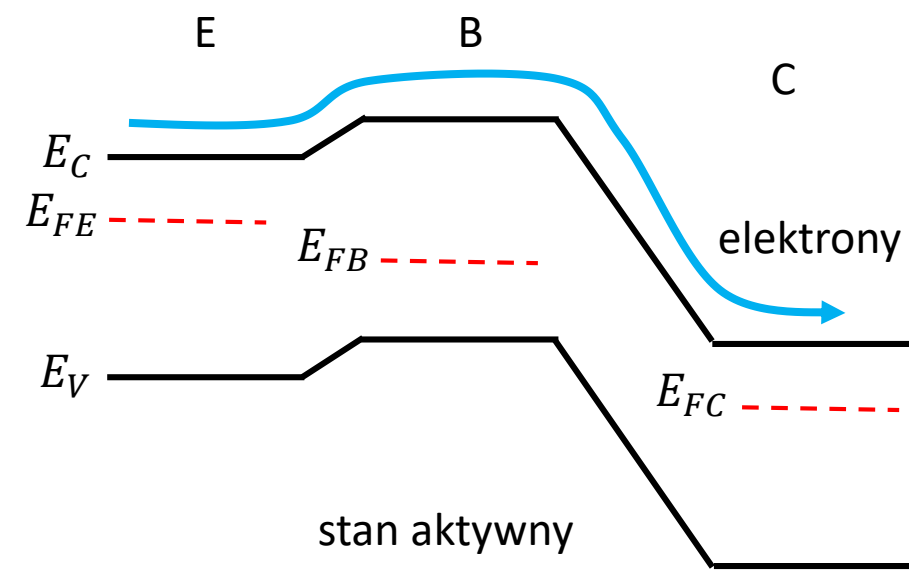
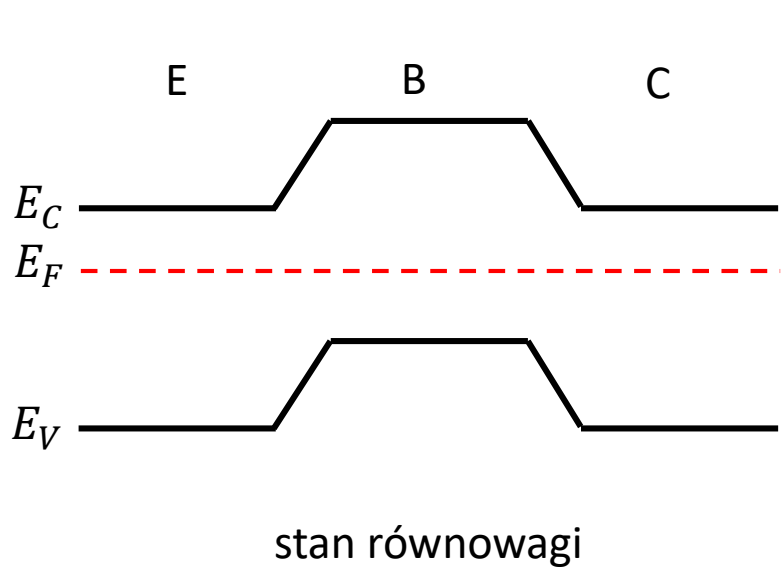
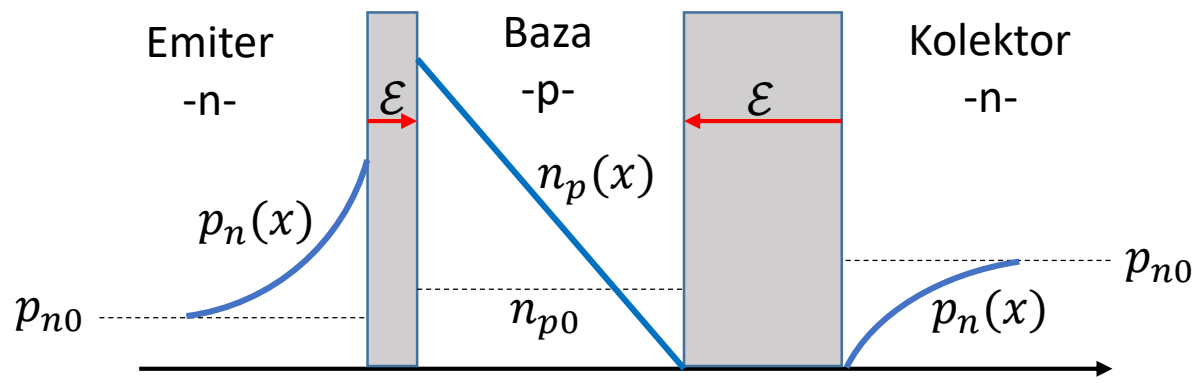
Tranzystor bipolarny – zasada działania



- W stanie aktywnym tranzystora, złącze B-E jest spolaryzowane zgodnie z kierunkiem przewodzenia, zaś złącze B-C jest spolaryzowane zaporowo.
- Elektronów z obszaru emitera są wstrzykiwane przez złącze B-C spolaryzowane w kierunku przewodzenia, stając się nośnikami mniejszościowymi w obszarze bazy.
- Elektronów wstrzykniętych do bazy dyfundują w kierunku kolektora, przy czym długość obszaru bazy jest mniejsza niż długość dyfuzji nośników mniejszościowych w tym obszarze.
- Ponieważ złącze B-C jest spolaryzowane w kierunku zaporowym, w idealnym przypadku koncentracja nośników mniejszościowych na brzegu warstwy zaporowej jest równa zero, co skutkuje dużym gradientem nośników mniejszościowych w obszarze bazy.
- Elektronów, które docierają do złącza B-C spolaryzowanego w kierunku zaporowym są przerzucane przez pole elektryczne do obszaru kolektora.

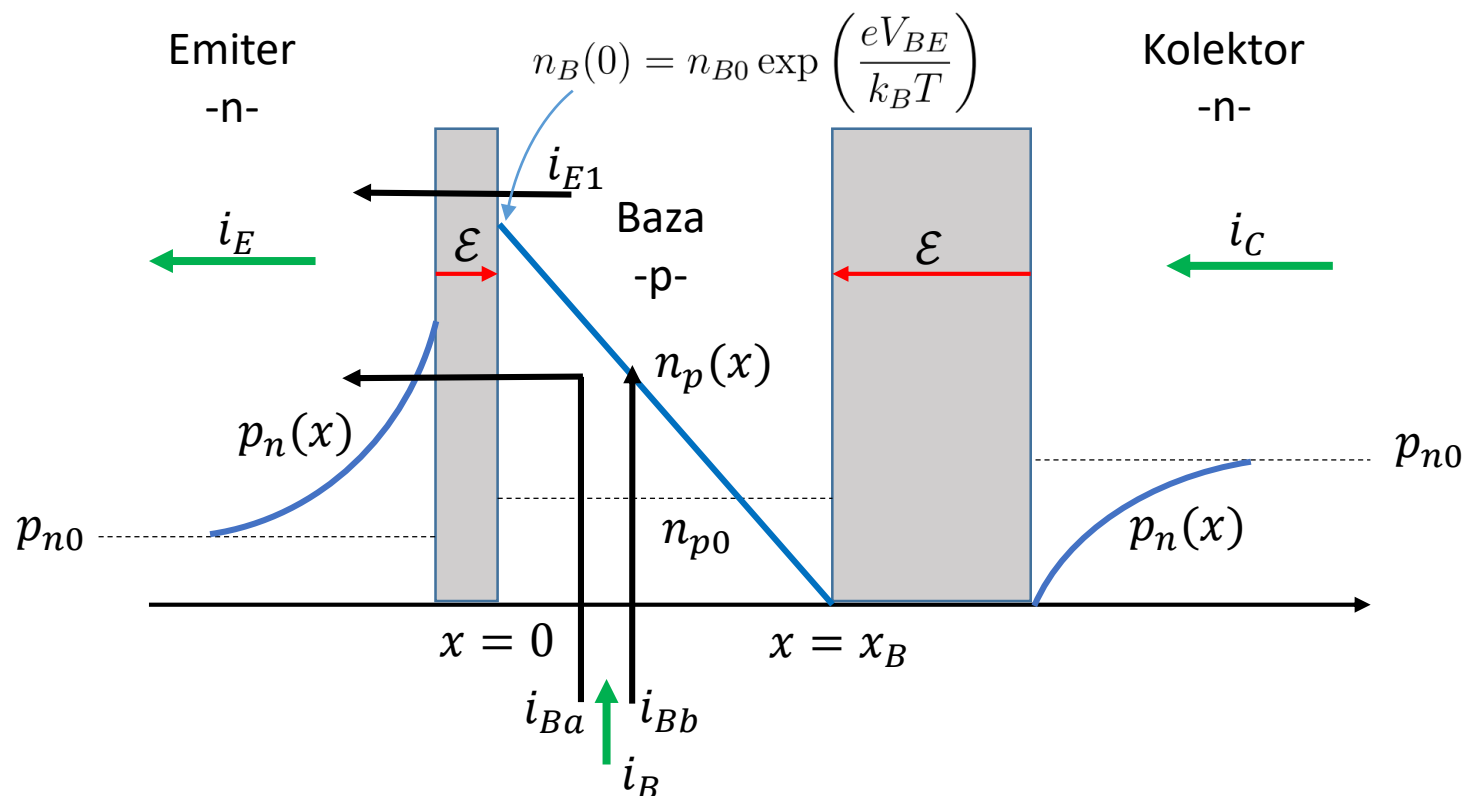


Tranzystor bipolarny – zasada działania





Tranzystor bipolarny – zasada działania



Prąd kolektora - składa się głównie z prądu dyfuzyjnego w obszarze bazy, ponieważ elektrony docierające do złącza B-C są przerzucane do obszaru kolektora. Zakładamy, że prąd nie płynie przez zaporowo spolaryzowane złącze B-C, zaś rozkład nośników mniejszościowych w bazie ma charakter liniowy.

pole przekroju poprzecznego

prąd kolektora zależy od
napięcia B-E

$$i_C = eD_n A_{BE} \frac{dn(x)}{dx} = eD_n A_{BE} \left[\frac{n_B(0) - 0}{0 - x_B} \right] = \frac{-eD_n A_{BE}}{x_B} n_{B0} \exp\left(\frac{eV_{BE}}{k_B T}\right) = i_s \exp\left(\frac{eV_{BE}}{k_B T}\right)$$

Tranzystor bipolarny – zasada działania

Prąd emitera - składa się z dwóch komponentów: i_{E1} prądu związanego z przepływem elektronów z emitera do bazy (prąd ten jest równy prądowi kolektora) oraz i_{E2} czyli prądu dziurowego z bazy do obszaru emitera. Składowa i_{E2} nie wchodzi do prądu kolektora, gdyż odpowiada transportowi dziur przez złącze B-E w kierunku emitera. Ponieważ prąd i_{E2} odpowiada składowej prądu przez złącze p-n, spolaryzowane w kierunku przewodzenia

$$i_{E2} = i_{S2} \exp \left(\frac{eV_{BE}}{k_B T} \right)$$

$$i_E = i_{E1} + i_{E2} = i_C + i_{E2} = i_{SE} \exp \left(\frac{eV_{BE}}{k_B T} \right)$$

Definiuje się współczynnik wzmocnienia prądowego

$$\frac{i_C}{i_E} = \alpha$$

- Ponieważ prąd emitera zawiera dodatkową składową pochodzącą od bazy $i_C < i_E$, co powoduje, że $\alpha < 1$.
- Istotne jest, aby zbudować tranzystor z $\alpha \approx 1$.
- Zauważmy, że prąd kolektora nie zależy od napięcia V_{CB} , jeśli tylko złącze B-C jest spolaryzowane zaporowo.



Tranzystor bipolarny – zasada działania

Prąd bazy - składa się z dwóch komponentów: i_{Ba} prądu odpowiadającego składowej i_{E2} , czyli prądu dziurowego przez spolaryzowane w kierunku przewodzenia złącze B-E oraz składowej i_{Bb} związanej z rekombinacją nośników mniejszościowych w obszarze bazy. Elektrony wstrzyknięte z emitera do obszaru bazy rekombinują z nośnikami większościowymi (dziury). Ubytek dziur zostaje zrekompensowany poprzez przepływ prądu dziurowego do obszaru bazy. Ponieważ liczba rekombinacji odpowiada liczbie nośników mniejszościowych w obszarze bazy, prąd ten jest również proporcjonalny do $\exp(eV_{BE}/k_B T)$

$$i_B = i_{Ba} + i_{Bb} \sim \exp\left(\frac{eV_{BE}}{k_B T}\right)$$

Definiuje się współczynnik wzmacnienia prądowego

$$\frac{i_C}{i_B} = \beta$$

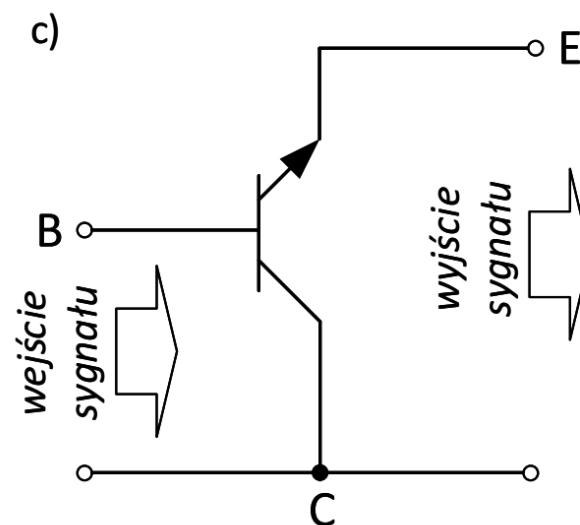
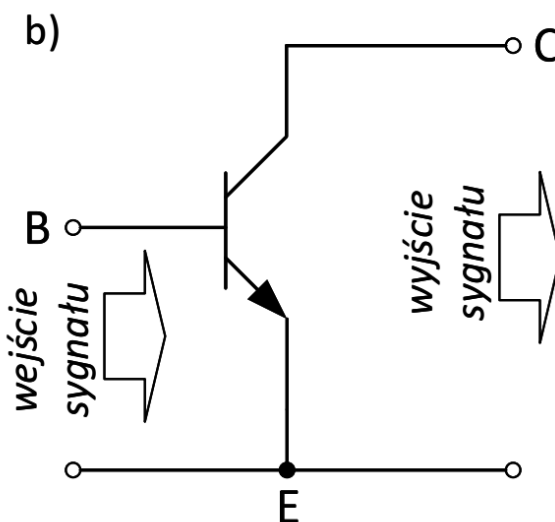
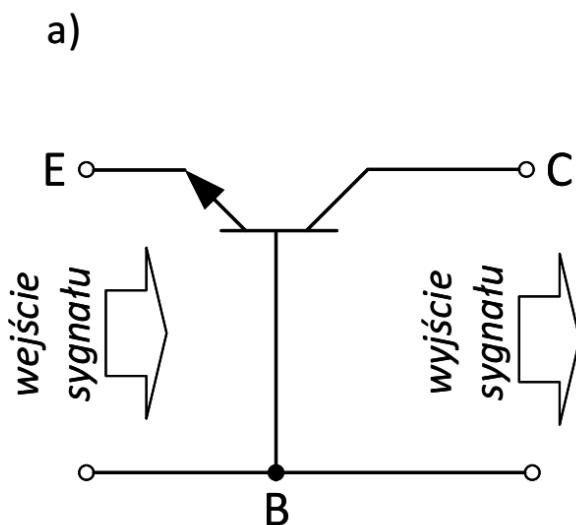
Ponieważ prąd kolektora jest znacznie większy od prądu bazy, wzmacnienie $\beta \gg 1$ (rzędu 100 lub większe).

Tranzystor bipolarny – zasada działania

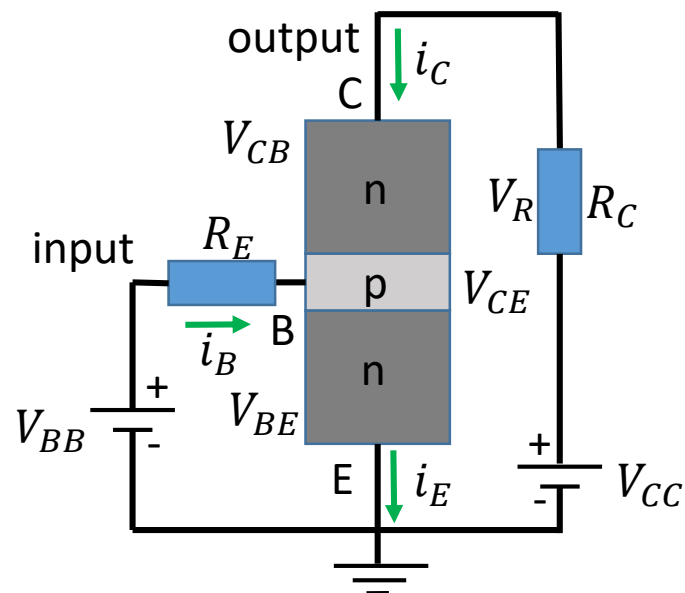
Tranzystor bipolarny jest układem trójterminalowym, ale do pomiaru sygnału wejściowego i wyjściowego potrzebujemy czterech terminali. Aby obejść ten problem używamy jednego z terminali jako referencji dla wyjścia i wejścia.

Do uzyskania wzmocnienia trzeba, aby baza była zawsze jedną z końcówek wejściowych, co powoduje, że możliwe są trzy konfiguracje pracy tranzystora:

- (a) konfiguracja wspólnej bazy
- (b) konfiguracja wspólnego emitera
- (c) konfiguracja wspólnego kolektora



Tranzystor bipolarny w układzie wspólnego emitera



Schemat tranzystora npn w układzie wspólnego emitera

$$i_E = i_C + i_B$$

$$\frac{i_C}{\alpha} = i_C + i_B$$

$$\frac{i_C}{i_B} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \beta$$

W układzie wspólnego emitera, przedstawiony układ może pracować w trzech podstawowych zakresach:

Zakres zatkania – zarówno złącze B-E jak i B-C jest spolaryzowane zaporowo, a przez układ nie płynie prąd. Elektrony nie są wstrzykiwane z emitera do bazy przez warstwę zaporową, co powoduje, że prąd kolektora również jest równy zero.

Zakres aktywny - złącze B-E jest spolaryzowane w kierunku przewodzenia, zaś złącze B-C jest spolaryzowane w kierunku zaporowym. Elektrony są wstrzykiwane z emitera do bazy, gdzie dyfundują w kierunku kolektora wytwarzając prąd kolektora.

Prawo Kirchhoffa dla pętli kolektora:

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CB} + V_{BE} = V_R + V_{CE}$$

Jeśli V_{CC} jest wystarczająco duże, zaś V_R jest wystarczająco małe to $V_{CB} > 0$, co oznacza, że złącze B-C jest spolaryzowane zaporowo.

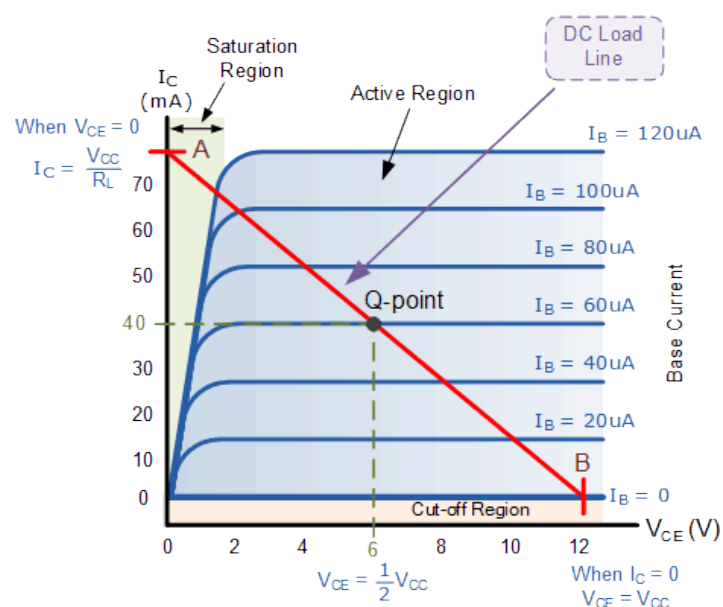
Zakres nasycenia – zarówno złącze B-E, jak i złącze B-C są spolaryzowane w kierunku przewodzenia.

Tranzystor bipolarny w układzie wspólnego emitera

Przejście pomiędzy stanem aktywnym, a stanem nasycenia

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CB} + V_{BE} = V_R + V_{CE}$$

Jeżeli napięcie V_{BE} rośnie, prąd kolektora wzrasta powodując coraz większy spadek napięcia na oporniku, V_R . Wzrost V_R przy jednoczesnym wzroście V_{BE} powoduje spadek napięcia V_{CB} . Dla pewnego V_{BE} prąd kolektora może być na tyle duży, że $V_{CB}=0$. Dalszy wzrost prądu kolektora spowoduje, że złącze B-C zostanie spolaryzowane w kierunku przewodzenia. Układ przejdzie w zakres nasycenia, w którym prąd kolektora nie jest kontrolowany napięciem V_{BE} .



- Dla dużego napięcia V_{CE} , złącze B-C jest spolaryzowane w kierunku zaporowym i układ znajduje się w zakresie aktywnym. W tym zakresie

$$i_C = \beta i_B$$

- Dla małego napięcia V_{CE} , złącze B-C jest spolaryzowane w kierunku przewodzenia i prąd kolektora nie zależy od prądu bazy.

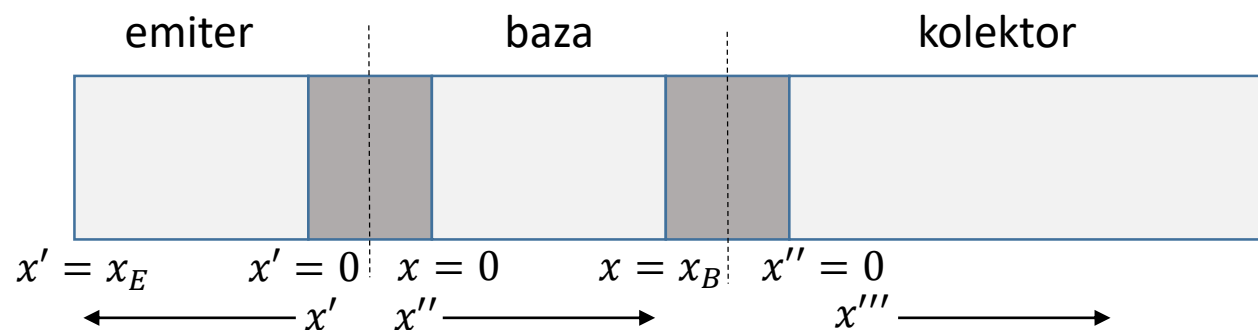
$$V_{CE} = V_{CC} - i_C R_C$$

Liniowa zależność zwana linią ładowania.

- * Istnieje jeszcze czwarty zakres pracy tranzystora zwany zakresem aktywnym inwersyjnym, w którym złącze B-C jest spolaryzowane w kierunku przewodzenia a złącze B-E w kierunku zaporowym. Konfiguracja ta jest rzadko używana, gdyż posiada gorsze wzmocnienie od zakresu aktywnego, ponieważ układ nie jest symetryczny pod względem domieszkowania.

Charakterystyka wyjściowa idealnego tranzystora npn w konfiguracji wspólnego emitera.

Tranzystor bipolarny - rozkład nośników mniejszościowych



Obszar bazy

Równanie dynamiki dla nośników nadmiarowych

$$D_B \frac{\partial(\delta n_B(x))}{\partial x^2} - \frac{\delta n_B(x)}{\tau_{B0}} = 0$$

$$L_B = \sqrt{D_B \tau_{B0}}$$

$$\delta n_B(x) = A \exp\left(\frac{x}{L_B}\right) + B \exp\left(\frac{-x}{L_B}\right)$$

Warunki brzegowe

$$\delta n_B(x = 0) = n_B(x = 0) - n_{B0} = n_{B0} \left[\exp\left(\frac{eV_{BE}}{k_B T}\right) - 1 \right]$$

$$\delta n_B(x = x_B) = n_B(x = x_B) - n_{B0} = 0 - n_{B0} = -n_{B0}$$

Tranzystor bipolarny - rozkład nośników mniejszościowych

Obszar bazy

Obliczając stałe A i B z warunków brzegowych

$$A = \frac{-n_{B0} - n_{B0} \left[\exp \left(\frac{eV_{BE}}{k_B T} \right) - 1 \right] \exp \left(\frac{-x_B}{L_B} \right)}{2 \sinh \left(\frac{x_B}{L_B} \right)}$$

$$B = \frac{n_{B0} \left[\exp \left(\frac{eV_{BE}}{k_B T} \right) - 1 \right] \exp \left(\frac{x_B}{L_B} \right) + n_{B0}}{2 \sinh \left(\frac{x_B}{L_B} \right)}$$

Stąd

$$\delta n_B(x) = \frac{n_{B0} \left\{ \left[\exp \left(\frac{eV_{BE}}{k_B T} \right) - 1 \right] \sinh \left(\frac{x_B - x}{L_B} \right) + \sinh \left(\frac{x}{L_B} \right) \right\}}{\sinh \left(\frac{x_B}{L_B} \right)}$$

Przybliżenie liniowe $\sinh(x) \approx x$

$$\delta n_B(x) = \frac{n_{B0}}{x_B} \left\{ \left[\exp \left(\frac{eV_{BE}}{k_B T} \right) - 1 \right] (x_B - x) - x \right\}$$



Tranzystor bipolarny - rozkład nośników mniejszościowych

Obszar emitera

Równanie dynamiki

$$D_E \frac{\partial(\delta p_E(x'))}{\partial x'^2} - \frac{\delta p_E(x')}{\tau_{E0}} = 0$$

$$L_E = \sqrt{D_E \tau_{E0}}$$

$$\delta p_E(x') = C \exp\left(\frac{x'}{L_E}\right) + D \exp\left(\frac{-x'}{L_E}\right)$$

Warunki brzegowe

$$\delta p_E(x' = 0) = p_E(x' = 0) - p_{E0} = p_{E0} \left[\exp\left(\frac{eV_{BE}}{k_B T}\right) - 1 \right]$$

$$\delta p_E(x' = x_E) = 0$$

Rozwiązanie

$$\delta p_E(x') = \frac{p_{E0} \left[\exp\left(\frac{eV_{BE}}{k_B T}\right) - 1 \right] \sinh\left(\frac{x_E - x'}{L_E}\right)}{\sinh\left(\frac{x_E}{L_E}\right)}$$

$$\delta p_E(x') = \frac{p_{E0}}{x_E} \left[\exp\left(\frac{eV_{BE}}{k_B T}\right) - 1 \right] (x_E - x')$$

Tranzystor bipolarny - rozkład nośników mniejszościowych

Obszar kolektora

Równanie dynamiki

$$D_C \frac{\partial(\delta p_C(x''))}{\partial x''^2} - \frac{\delta p_C(x'')}{\tau_{C0}} = 0 \quad L_C = \sqrt{D_C \tau_{C0}}$$

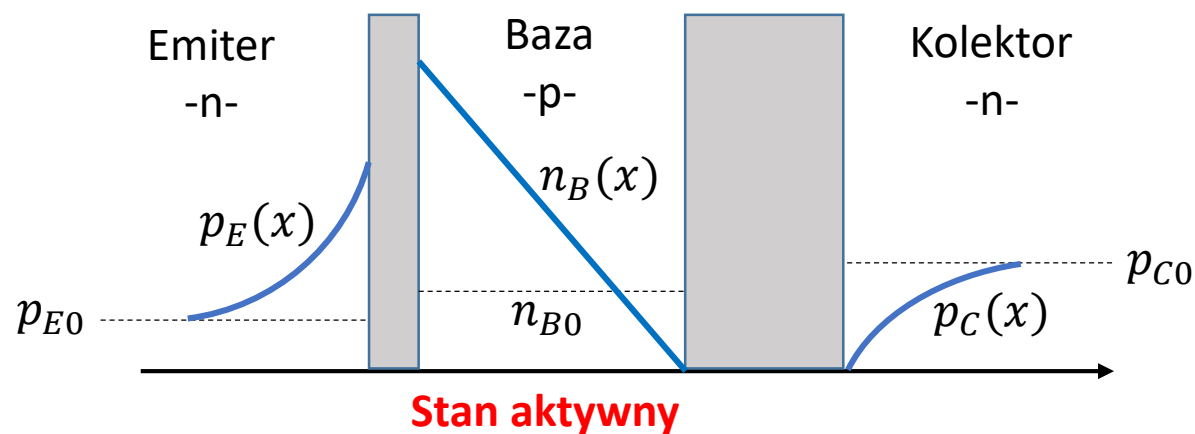
$$\delta p_C(x'') = G \exp\left(\frac{x''}{L_C}\right) + H \exp\left(\frac{-x''}{L_C}\right)$$

Warunki brzegowe: ponieważ układ jest nieskończony to $G = 0$, zaś warunek dla $x'' = 0$

$$\delta p_C(x'' = 0) = p_C(x'' = 0) - p_{C0} = 0 - p_{C0} = -p_{C0}$$

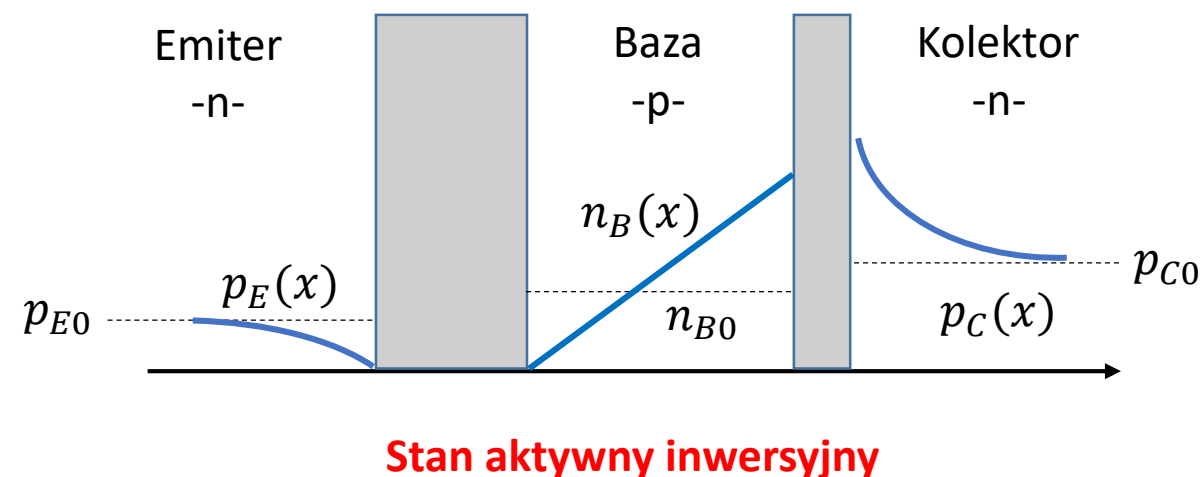
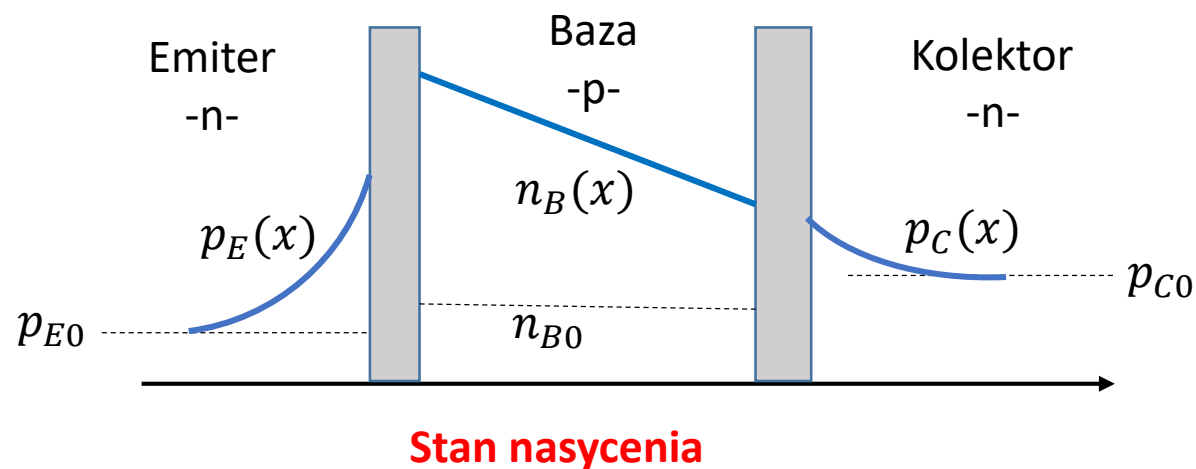
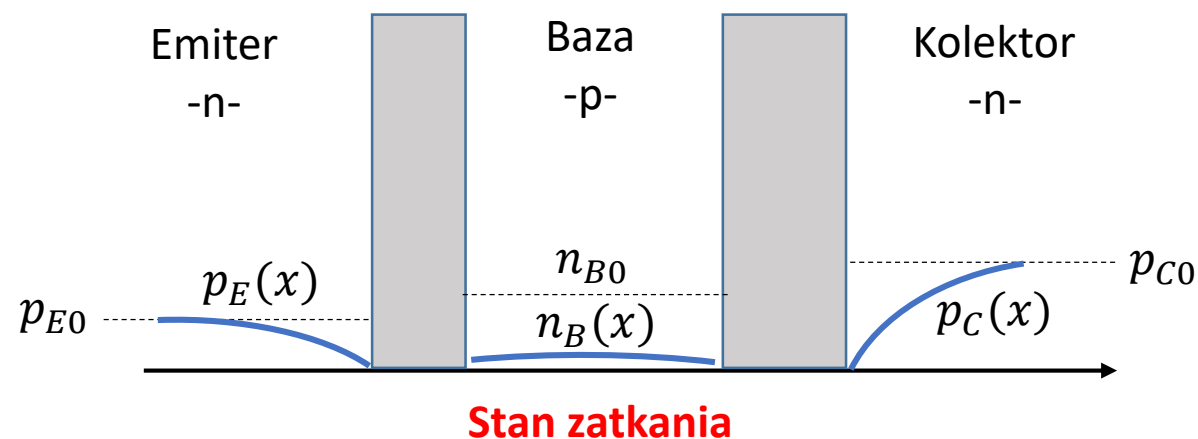
Rozwiązanie

$$\delta p_C(x'') = -p_{C0} \exp\left(\frac{-x''}{L_C}\right)$$

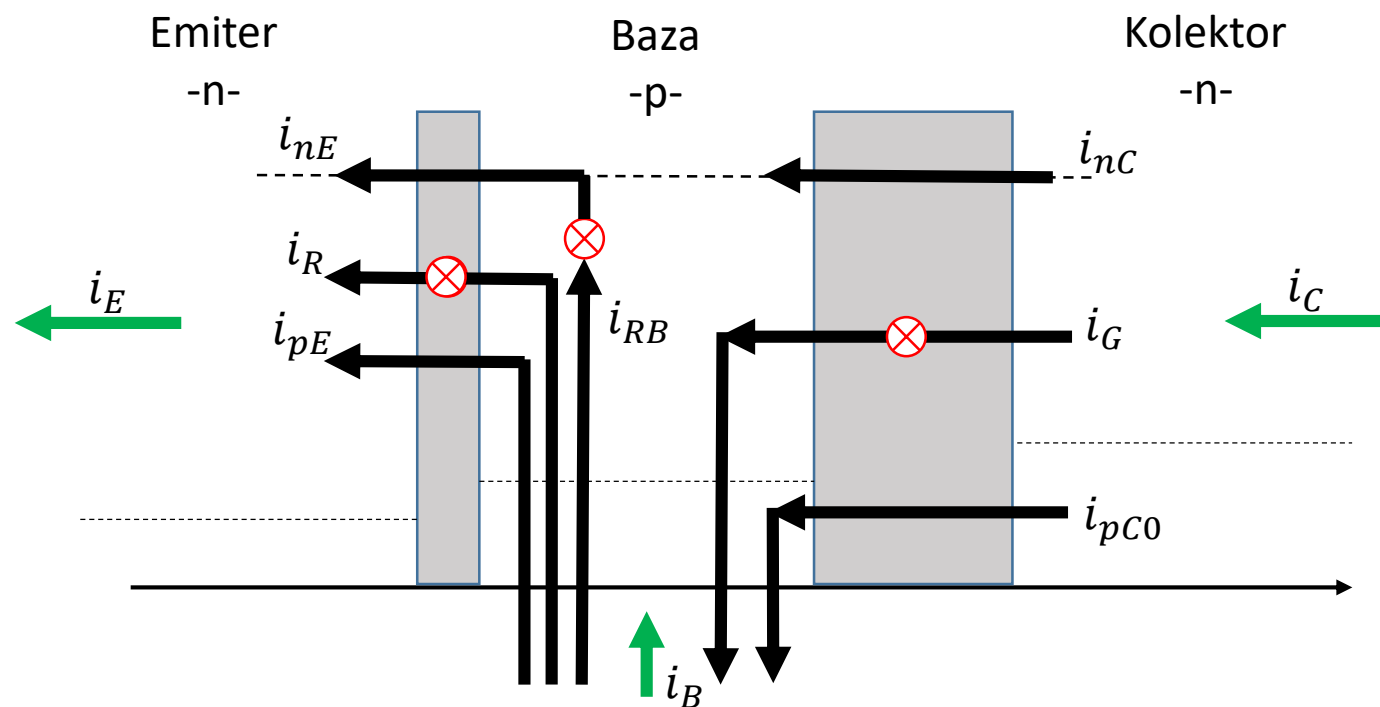


Rozkład nośników mniejszościowych w stanie aktywnym

Tranzystor bipolarny rozkład nośników mniejszościowych



Tranzystor bipolarny – rzeczywisty układ prądów



i_{nE} - prąd wynikający z dyfuzji elektronów z obszaru emitera do obszaru bazy

i_{nC} - prąd wynikający z dyfuzji elektronów do obszaru kolektora, gdzie są przerzucane przez złącze

i_{RB} - prąd wynikający z rekombinacji nośników mniejszościowych w obszarze bazy, $i_{RB} = i_{nE} - i_{nC}$

i_{pE} - prąd wynikający z dyfuzji dziur z bazy do emitera

i_R - prąd wynikający z rekombinacji nośników ładunku w złączu B-E

i_G - prąd wynikający z generacji nośników ładunku w złączu B-C

i_{pC0} - prąd wynikający z dyfuzji dziur z obszaru kolektora do bazy



Tranzystor bipolarny – wzmacnienie prądowe

Rozkład prądów w tranzystorze bipolarnym pozwala nam zdefiniować wzmacnienie statyczne

$$\alpha_0 = \frac{i_C}{i_E} = \frac{i_{nC} + i_G + i_{pC0}}{i_{nE} + i_R + i_{pE}}$$

Zazwyczaj jednak jesteśmy zainteresowani jak zmienia się prąd kolektora przy zmianie prądu emitera. Wówczas, ponieważ prądy i_G oraz i_{pC0} nie zależą od prądu emitera

$$\alpha = \frac{\partial i_C}{\partial i_E} = \frac{i_{nC}}{i_{nE} + i_R + i_{pE}} = \left(\frac{i_{nE}}{i_{nE} + i_{pE}} \right) \left(\frac{i_{nC}}{i_{nE}} \right) \left(\frac{i_{nE} + i_{pE}}{i_{nE} + i_R + i_{pE}} \right) = \gamma \alpha_T \delta$$

gdzie

$$\gamma = \left(\frac{i_{nE}}{i_{nE} + i_{pE}} \right)$$

Czynnik określający efektywność wstrzykiwania elektronów z emitera do bazy

$$\alpha_T = \left(\frac{i_{nC}}{i_{nE}} \right)$$

Czynnik określający efektywność transportu w bazie

$$\delta = \left(\frac{i_{nE} + i_{pE}}{i_{nE} + i_R + i_{pE}} \right)$$

Czynnik rekombinacji



Tranzystor bipolarny – wzmacnienie prądowe

Czynnik efektywności wstrzykiwania nośników z emitera do bazy

$$\gamma = \left(\frac{i_{nE}}{i_{nE} + i_{pE}} \right) = \frac{1}{1 + \frac{i_{pE}}{i_{nE}}}$$

gdzie prądy dyfuzyjne

$$i_{pE} = -eD_E \frac{d(\delta p_E(x'))}{dx'} \Big|_{x'=0} \qquad i_{nE} = -eD_B \frac{d(\delta n_B(x))}{dx} \Big|_{x=0}$$

Wykorzystując wcześniej wyprowadzone wzory na koncentracje nośników mniejszościowych w poszczególnych obszarach tranzystora

$$i_{pE} = \frac{eD_E p_{E0}}{L_E} \left[\exp \left(\frac{eV_{BE}}{k_B T} \right) - 1 \right] \frac{1}{\tanh(x_E/L_E)}$$

$$i_{nE} = \frac{eD_B n_{B0}}{L_B} \left[\frac{1}{\sinh(x_B/L_B)} + \frac{\exp \left(\frac{eV_{BE}}{k_B T} \right) - 1}{\tanh(x_B/L_B)} \right]$$



Tranzystor bipolarny – wzmacnienie prądowe

Czynnik efektywności wstrzykiwania nośników z emitera do bazy c.d.

Jeżeli założymy, że $V_{BE} \gg k_B T / e$

$$\exp\left(\frac{eV_{BE}}{k_B T}\right) \gg 1 \quad \longrightarrow \quad \frac{\exp\left(\frac{eV_{BE}}{k_B T}\right)}{\tanh(x_B/L_B)} \gg \frac{1}{\sinh(x_B/L_B)}$$

Wówczas

$$\gamma = \frac{1}{1 + \frac{p_{E0} D_E L_B}{n_{B0} D_B L_E} \frac{\tanh(x_B/L_B)}{\tanh(x_E/L_E)}}$$

Jeżeli chcemy, aby $\gamma \approx 1$, to musimy zadbać aby $p_{E0} \ll n_{B0}$, ale ponieważ

$$p_{E0} = \frac{n_i^2}{N_E} \qquad n_{B0} = \frac{n_i^2}{N_B}$$

to $N_E \gg N_B$. Jeżeli dodatkowo założymy, że $x_B \ll L_B$ oraz $x_E \ll L_E$

$$\gamma \approx \frac{1}{1 + \frac{N_B}{N_E} \frac{D_E}{D_B} \frac{x_B}{x_E}}$$



Tranzystor bipolarny – wzmacnienie prądowe

Czynnik efektywności transportu w bazie

$$\alpha_T = \left(\frac{i_{nC}}{i_{nE}} \right)$$

gdzie prądy dyfuzyjne

$$i_{nC} = -eD_B \frac{d(\delta n_B(x))}{dx} \Big|_{x=x_B} \qquad i_{nE} = -eD_B \frac{d(\delta n_B(x))}{dx} \Big|_{x=0}$$

Wykorzystując wcześniej wyprowadzone wzory na koncentracje nośników mniejszościowych w poszczególnych obszarach tranzystora

$$i_{nC} = \frac{eD_B n_{B0}}{L_B} \left[\frac{1}{\tanh(x_B/L_B)} + \frac{\exp\left(\frac{eV_{BE}}{k_B T}\right) - 1}{\sinh(x_B/L_B)} \right]$$

Stąd

$$\alpha_T = \frac{i_{nC}}{i_{nE}} \approx \frac{\exp(eV_{BE}/k_B T) + \cosh(x_B/L_B)}{1 + \exp(eV_{BE}/k_B T) \cosh(x_B/L_B)}$$



Tranzystor bipolarny – wzmacnienie prądowe

Czynnik efektywności transportu w bazie c.d.

Zakładając podobnie jak poprzednio $\exp\left(\frac{eV_{BE}}{k_B T}\right) \gg 1$ oraz $x_B \ll L_B$

Otrzymujemy

$$\alpha_T \approx \frac{1}{\cosh(x_B/L_B)} \approx \frac{1}{1 + \frac{1}{2}(x_B/L_B)^2} \approx 1 - \frac{1}{2}(x_B/L_B)^2$$

Czynnik rekombinacji

Jeżeli założymy, że $i_{pE} \ll i_{nE}$

$$\delta = \left(\frac{i_{nE} + i_{pE}}{i_{nE} + i_R + i_{pE}} \right) \approx \frac{i_{nE}}{i_{nE} + i_R} = \frac{1}{1 + \frac{i_R}{i_{nE}}}$$

Prąd rekombinacyjny (brak wyprowadzenia)

W_{BE} - szerokość warstwy zaporowej B-E

$$i_R = \frac{eW_{BE}n_i}{2\tau_0} \exp\left(\frac{eV_{BE}}{2k_B T}\right) = i_{r0} \exp\left(\frac{eV_{BE}}{2k_B T}\right)$$

Prąd emitera z wcześniejszych rozważań

$$i_{nE} = \frac{eD_B n_{B0}}{L_B \tanh(x_B/L_B)} \exp\left(\frac{eV_{BE}}{k_B T}\right) = i_{s0} \exp\left(\frac{eV_{BE}}{k_B T}\right)$$

Tranzystor bipolarny – wzmacnienie prądowe

Czynnik rekombinacji c .d.

Ostatecznie

$$\delta = \frac{1}{1 + \frac{i_{r0}}{i_{s0}} \exp\left(\frac{-eV_{BE}}{2k_B T}\right)}$$

Podsumowując, czynniki wzmacnienia prądowego

$$\alpha = \frac{1}{1 + \frac{N_B}{N_E} \frac{D_E}{D_B} \frac{x_B}{x_E} + \frac{1}{2} \left(\frac{x_B}{L_B}\right)^2 + \frac{i_{r0}}{i_{s0}} \exp\left(\frac{-eV_{BE}}{2k_B T}\right)}$$

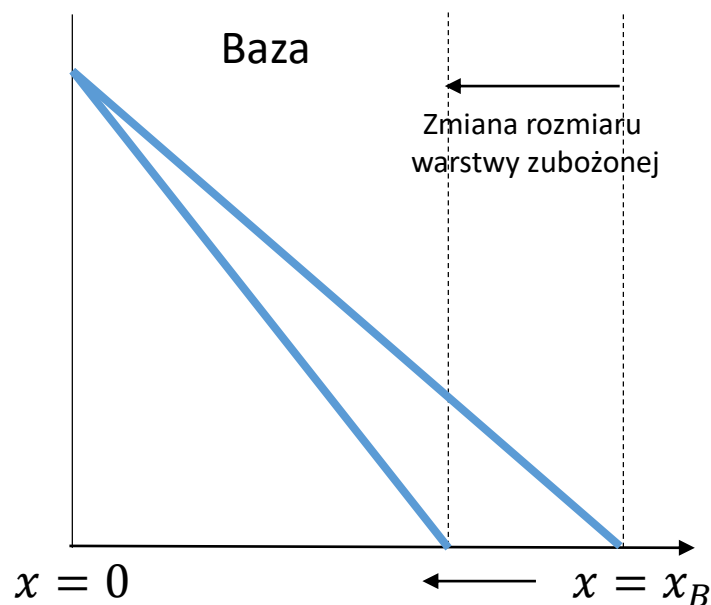
$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \approx \frac{1}{\frac{N_B}{N_E} \frac{D_E}{D_B} \frac{x_B}{x_E} + \frac{1}{2} \left(\frac{x_B}{L_B}\right)^2 + \frac{i_{r0}}{i_{s0}} \exp\left(\frac{-eV_{BE}}{2k_B T}\right)}$$

Tranzystor bipolarny – efekty ponad model idealny

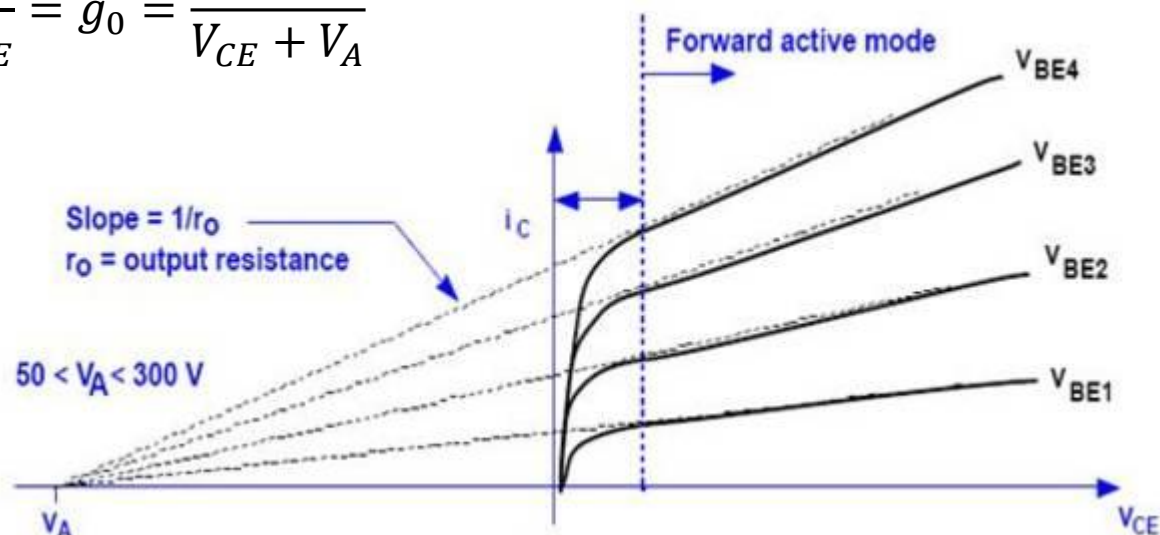
Istnieje kilka dodatkowych efektów, które występują w rzeczywistym tranzystorze, a których nie uwzględniliśmy w naszym modelu teoretycznym. Poniżej opiszemy kolejno niektóre z nich.

1) ZMIANA ROZMIARÓW BAZY

Wraz ze wzrostem napięcia zaporowego V_{BC} szerokość warstwy zaporowej rośnie, powodując zmniejszenie rozmiarów bazy. Redukcja rozmiarów bazy powoduje zwiększenie gradientu nośników mniejszościowych w tym obszarze, co skutkuje wzrostem prądu kolektora.



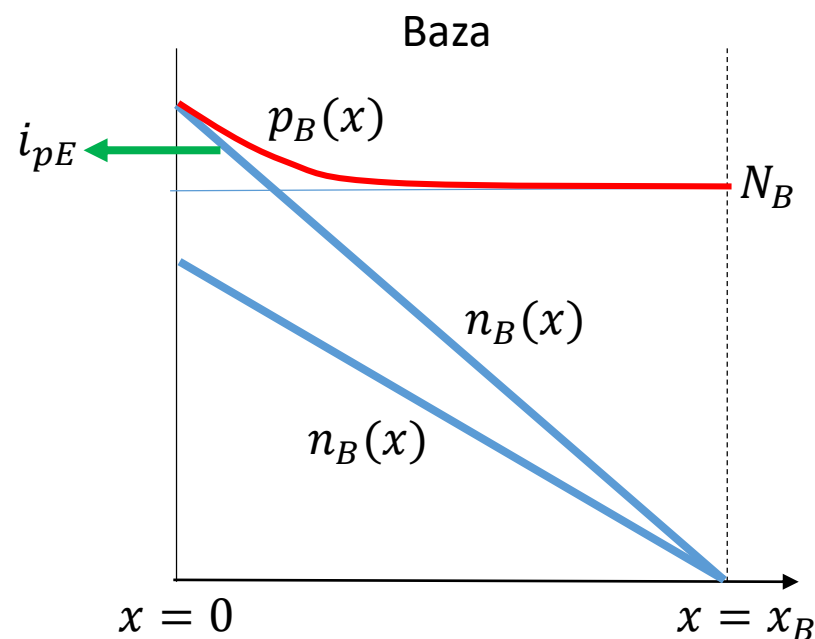
$$\frac{di_C}{dV_{CE}} = \overset{\text{konduktancja}}{g_0} = \frac{i_C}{V_{CE} + V_A}$$



Tranzystor bipolarny – efekty ponad model idealny

2) Wysoki poziom wstrzykiwania

Gdy napięcie V_{BE} na złączu B-E spolaryzowanym w kierunku przewodzenia rośnie, koncentracja nośników mniejszościowych wstrzykniętych do bazy może być większa niż koncentracja nośników większościowych. Jeśli założymy, że układ jest lokalnie elektrycznie obojętny, wysoki poziom wstrzykiwania powoduje wzrost koncentracji nośników większościowych w bazie поблизу $x = 0$. Efekt ten powoduje spadek parametru γ , ponieważ wartość składowej i_{pE} , odpowiadającej wstrzykiwaniu dziur z bazy do emitera wzrasta.



Tranzystor bipolarny – efekty ponad model idealny

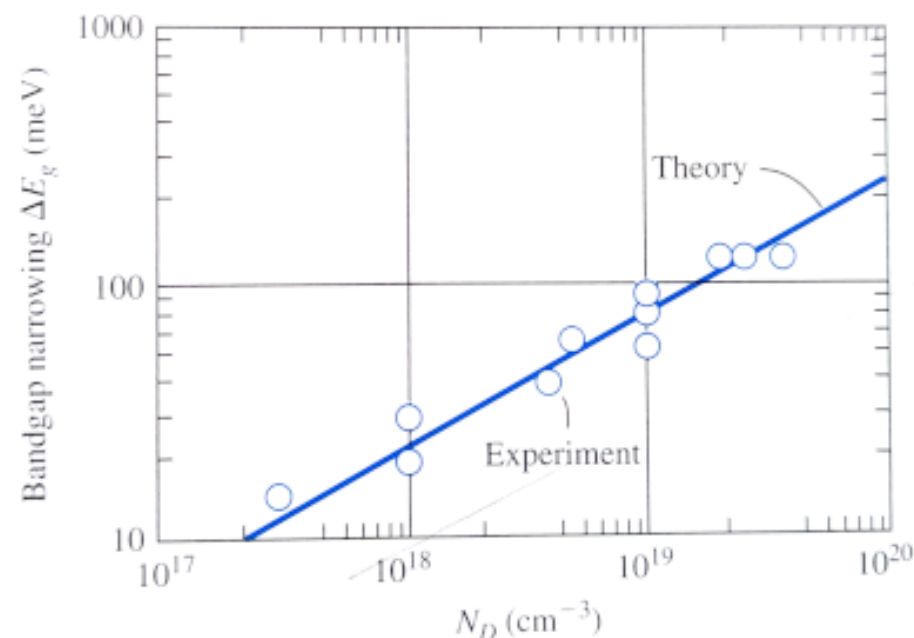
3) Zwężenie przerwy w emiterze w skutek silnego domieszkowania

W jednym z poprzednich rozważań wyprowadziliśmy parameter efektywności wstrzykiwania γ , który był bliski jedynce gdy $N_E \gg N_B$. Silne domieszkowanie emitera powoduje, że staje się on półprzewodnikiem zdegenerowanym z pasmem domieszkowym, które nachodzi na pasmo przewodzenia. A zatem efektywnie przerwa energetyczna w emiterze ulega zmniejszeniu.

$$n_{iE}^2 = N_c N_v \exp \left[\frac{-(E_{G0} - \Delta E_g)}{k_B T} \right] = n_i^2 \exp \left(\frac{\Delta E_g}{k_B T} \right)$$

$$p_{E0} = \frac{n_{iE}^2}{N_E} = \frac{n_i^2}{N_E} \exp \left(\frac{\Delta E_g}{k_B T} \right)$$

$$\gamma = \frac{1}{1 + \frac{p_{E0} D_E L_B \tanh(x_B/L_B)}{n_{B0} D_B L_E \tanh(x_E/L_E)}}$$



Gdy poziom domieszkowania rośnie przerwa maleje, a zatem koncentracja nośników w półprzewodniku samoistnym rośnie powodując wzrost p_{E0} . Efekt ten prowadzi do obniżenia parametru γ .

Tranzystor bipolarny – efekty ponad model idealny

4) Przebiecie napięciowe

Gdy do złącza B-C spolaryzowanego w kierunku zaporowym przyłożymy duże napięcie, warstwa zaporowa rozrośnie się do tak dużych rozmiarów, że zajmuje niemal cały obszar bramki. To w efekcie spowoduje obniżenie potencjału na złączu B-E prowadząc do sytuacji, w której prąd emitera zacznie szybko rosnąć przy zmianie napięcia V_{BC} .

Drugim czynnikiem przebicia tranzystora może być efekt jonizacji lawinowej w złączu B-C spolaryzowanym zaporowo (ze względu na niskie domieszkowanie B i C zakłada się że efekt Zenera nie występuje). Efekt ten powoduje wzrost prądu w złączu B-C w kierunku zaporowym.

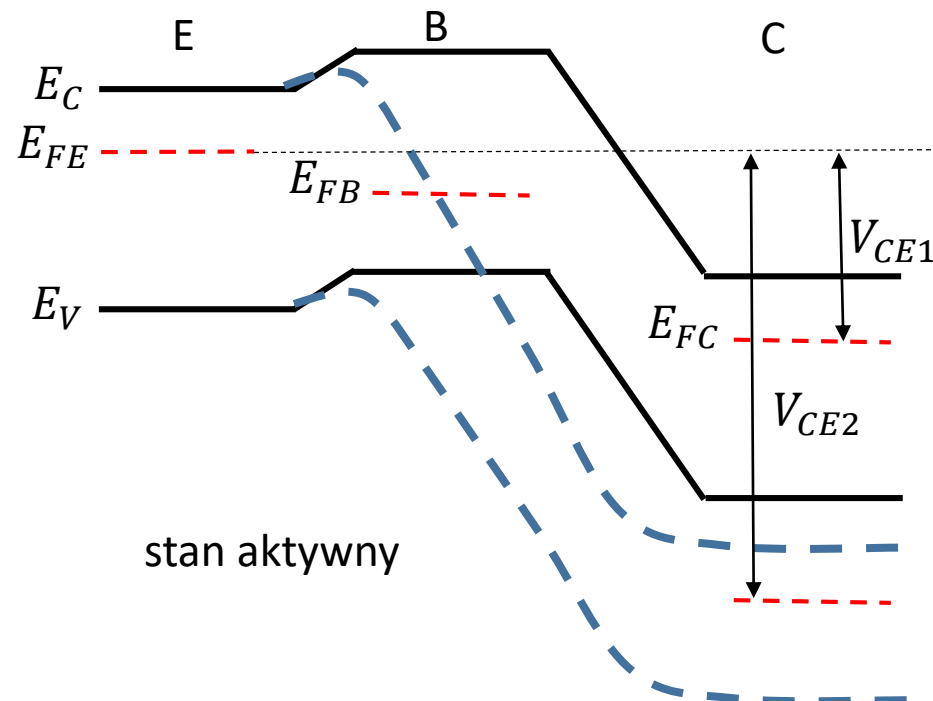
Korzystając z wcześniej wyprowadzonego wzoru na szerokość warstwy zubożonej w złączu p-n może wyznaczyć napięcie graniczne V_{pt} dla pierwszego z efektów

$$x_{dB} = W_B = \left[\frac{2\epsilon(V_0 + V_{pt})}{e} \frac{N_C}{N_B} \frac{1}{N_C + N_B} \right]^{1/2}$$

gdzie W_B to szerokość bramki.

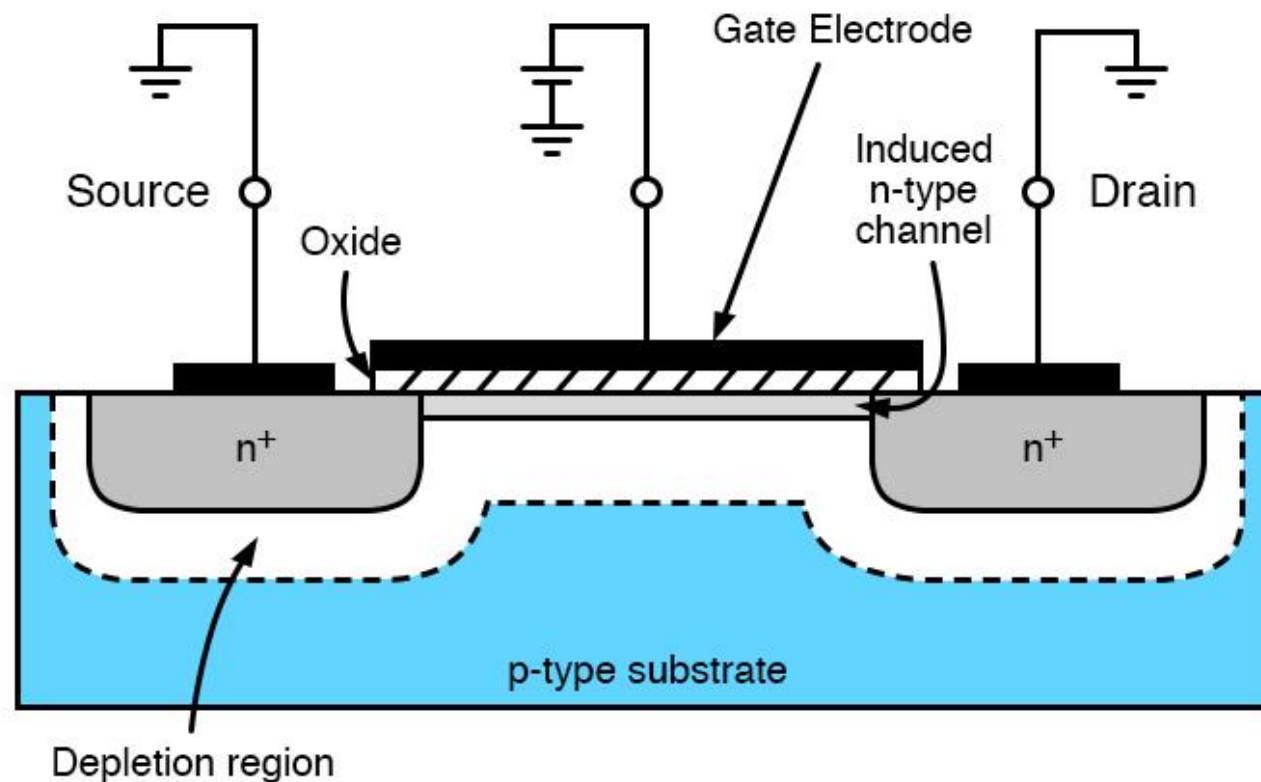
Zakładając $V_0 \ll V_{pt}$

$$V_{pt} = \frac{eW_B^2}{2\epsilon} \frac{N_B(N_C + N_B)}{N_C}$$



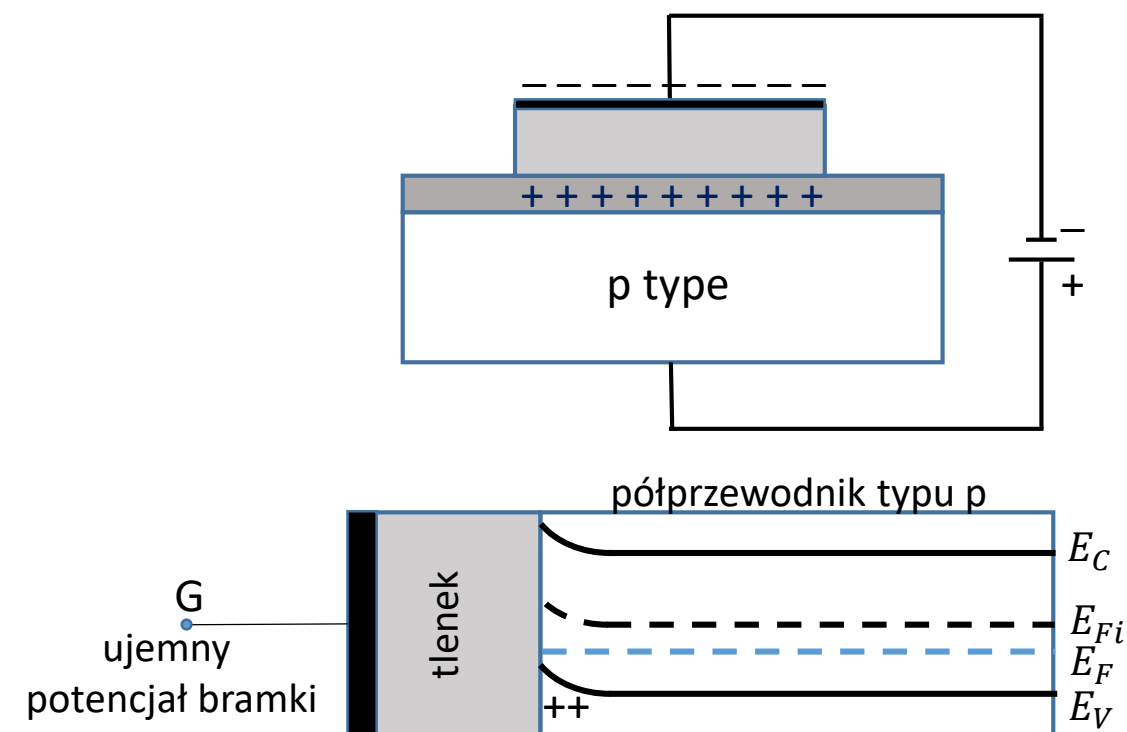
Tranzystor MOSFET

MOSFET – metal-oxide –semiconductor field effect transistor – tranzystor polowy z rodziny MISFET, którego zasada działania opiera się na przepływie prądu pomiędzy źródłem i drenem przez kanał, którego rezystancję kontroluje się za pomocą napięcia bramki. Bez wątpienia tranzystory typu MOSFET stanowią obecnie serce elektroniki cyfrowej.

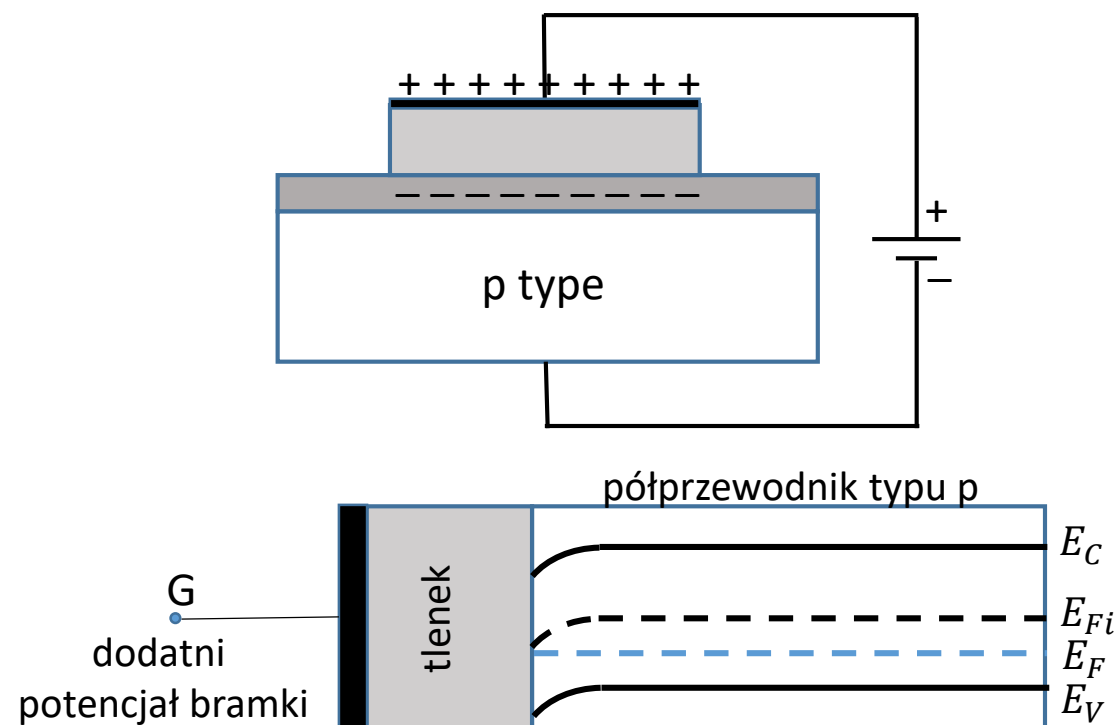


Tranzystor MOSFET

Najważniejszym elementem tranzystora MOSFET jest złącze metal-tlenek(izolator)-półprzewodnik, które stanowi swoisty kondensator. Metalem może być dowolny materiał metaliczny o wysokiej przewodności tj. aluminium, ale często używany jest również polikrystaliczny krzem o wysokiej przewodności.

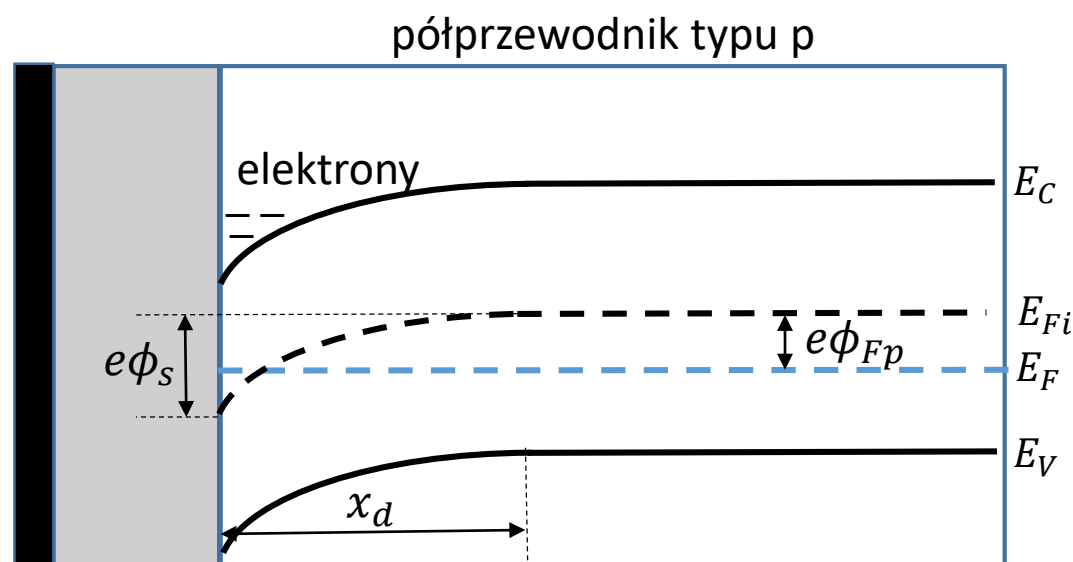


Zagięcie pasm powoduje, że pasmo walencyjne znajduje się bliżej energii Fermiego, co skutkuje akumulacją dziur tuż pod tlenkiem.



Zagięcie pasm powoduje, że pasmo walencyjne znajduje się dalej od energii Fermiego, co skutkuje powstaniem warstwy zubożonej tuż pod tlenkiem.

Tranzystor MOSFET



Potencjał powierzchniowy

$$e\phi_s = E_{Fi}^{bulk} - E_{Fi}^{surface}$$

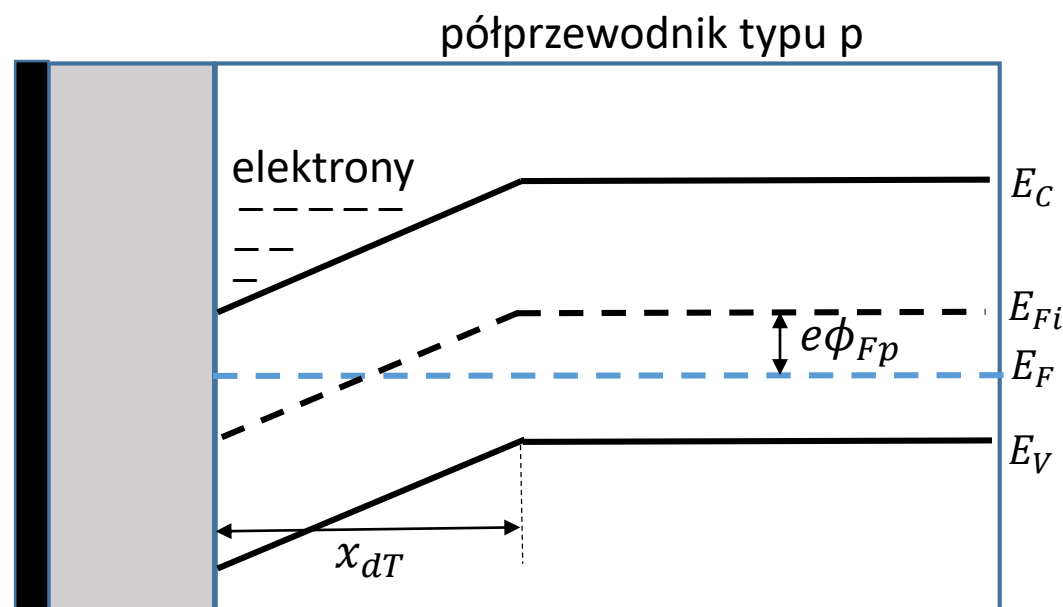
$$\phi_{Fp} = \frac{k_B T}{e} \ln \left(\frac{N_a}{n_i} \right)$$

Nieco modyfikując wzór dla złącza p-n

$$x_d = \left(\frac{2\epsilon\phi_s}{eN_a} \right)^{1/2}$$

- Wzrost dodatniego napięcia na bramce powoduje dalsze zagięcie pasm i powiększenie obszaru zubożonego.
- Tuż przy warstwie tlenku poziom Fermiego dla półprzewodnika samoistnego E_{Fi} jest poniżej poziomu Fermiego E_F , co oznacza, że dno pasma przewodnictwa znajduje się bliżej energii Fermiego, niż wierzchołek pasma walencyjnego. W warstwie tuż pod tlenkiem wytwarza się gaz elektronowy.
- Podsumowując, odpowiednio dużym napięciem bramki możemy zmienić typ warstwy tuż pod tlenkiem z typu p na typ n.

Tranzystor MOSFET

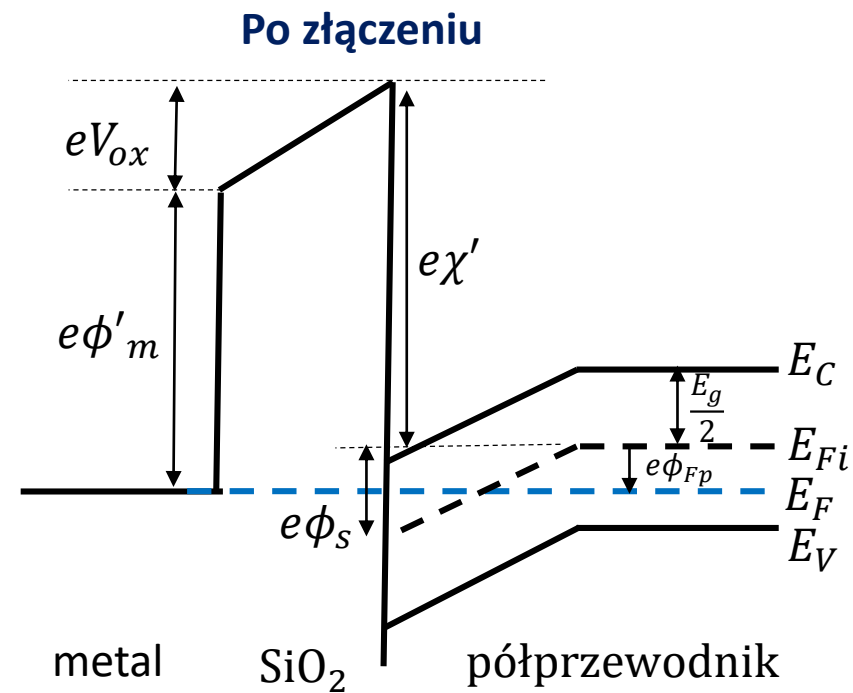
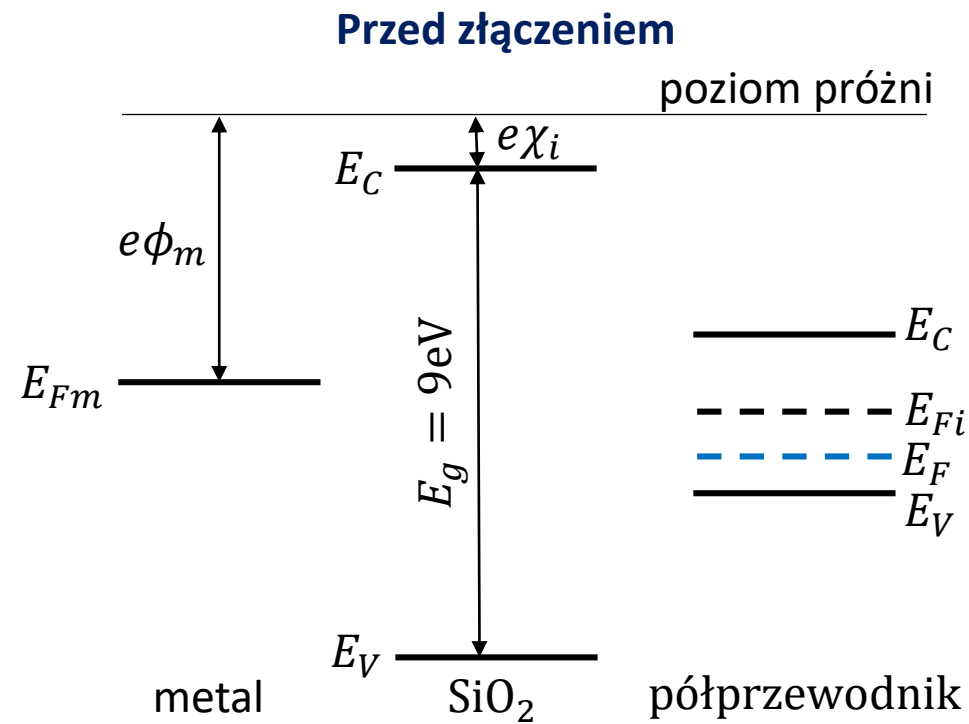


- Gdy $\phi_s = 2\phi_{Fp}$ wówczas pasmo przewodnictwa w warstwie inwersyjnej znajduje się w takiej samej odległości od poziomu Fermiego co pasmo walencyjne dla półprzewodnika typu p. A zatem koncentracja elektronów w warstwie inwersyjnej jest taka sama jak dziur w litym półprzewodniku typu p. Punkt ten nazywamy punktem inwersji, a napięcie bramki odpowiadające temu punktowi napięciem inwersji.
- Dalszy wzrost napięcia bramki powoduje dalszy wzrost koncentracji elektronów w warstwie inwersyjnej, ale jej szerokość niemal nie ulega zmianie
- Maksymalna szerokość warstwy inwersyjnej dana jest wzorem

$$x_{dT} = \left(\frac{4\epsilon\phi_{Fp}}{eN_a} \right)^{1/2}$$

i jest to zazwyczaj pewien ułamek mikrometra.

Tranzystor MOSFET



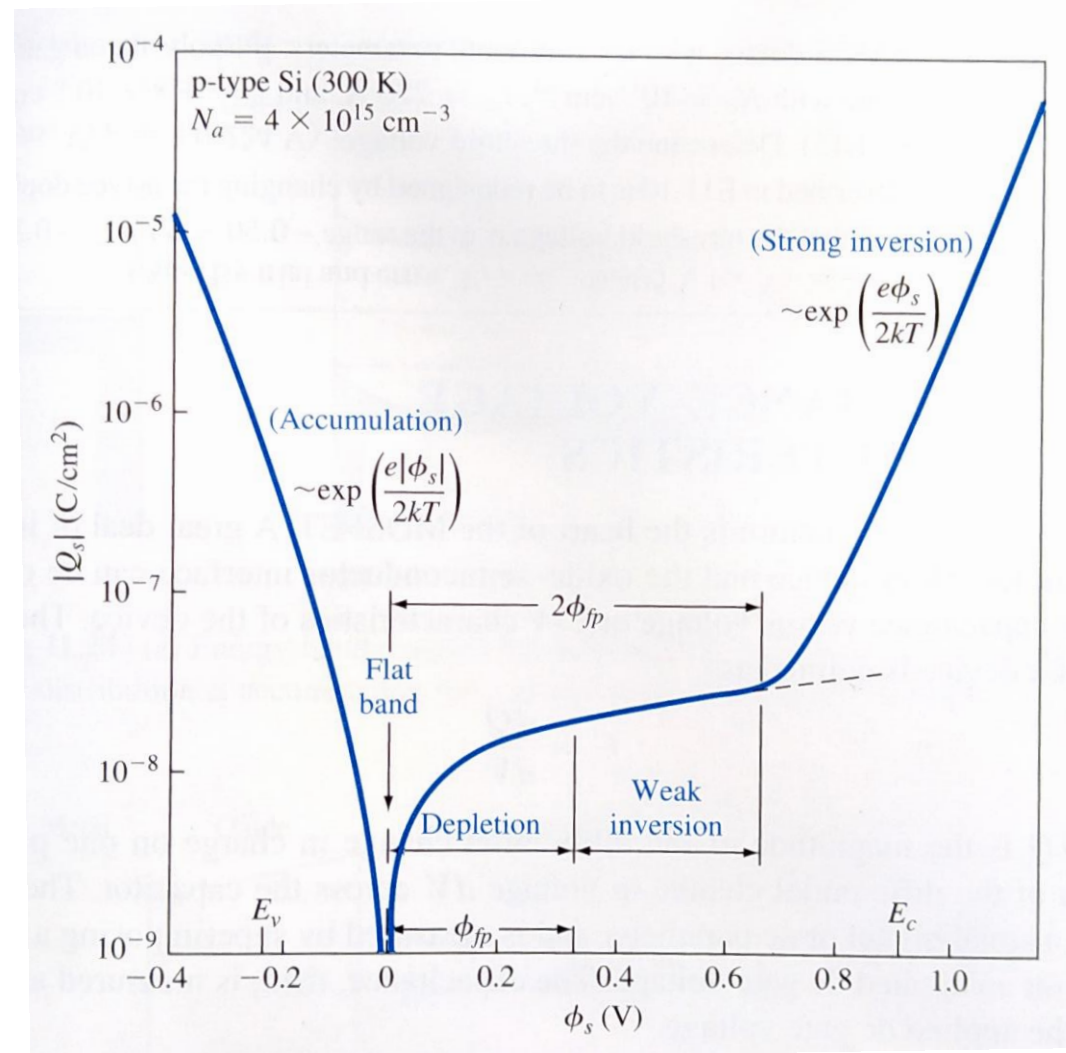
$$e\phi'_m + eV_{ox} = e\chi' + \frac{E_g}{2} - e\phi_s + e\phi_{Fp} \longrightarrow eV_{ox} + e\phi_s = - \left[e\phi'_m - \left(e\chi' + \frac{E_g}{2} + e\phi_{Fp} \right) \right]$$

Różnica prac wyjścia metal-półprzewodnik

$$\phi_{ms} = - \left[e\phi'_m - \left(e\chi' + \frac{E_g}{2} + e\phi_{Fp} \right) \right] \xrightarrow[\text{bramki}]{\text{gdy przyłożymy napięcie}} V_G = V_{ox} + \phi_s + \phi_{ms}$$

Tranzystor MOSFET

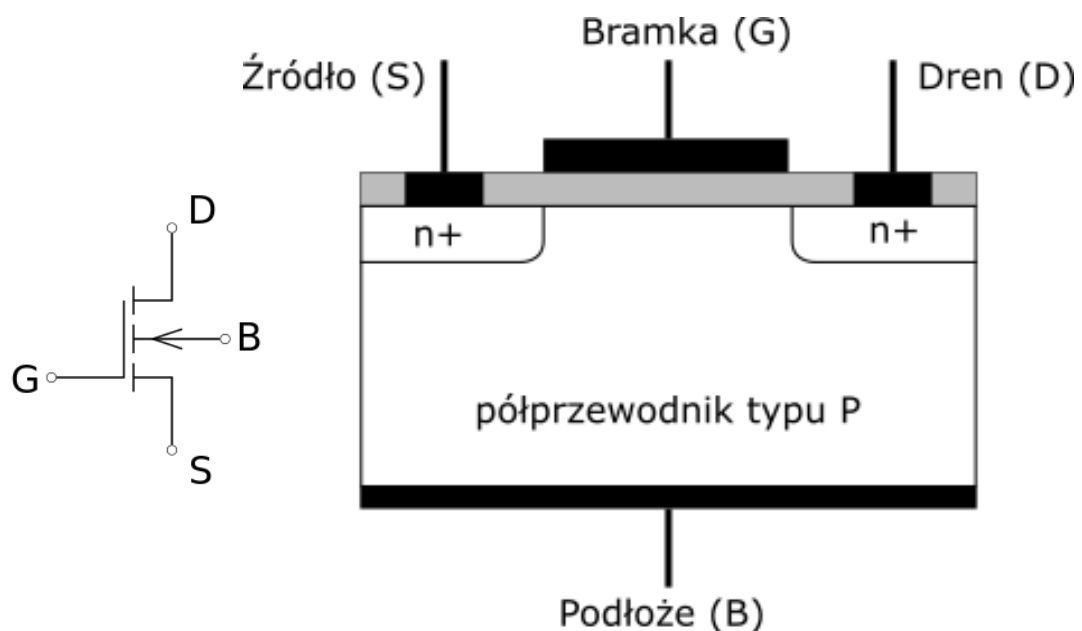
Koncentracja ładunku powierzchniowego w funkcji potencjału powierzchniowego



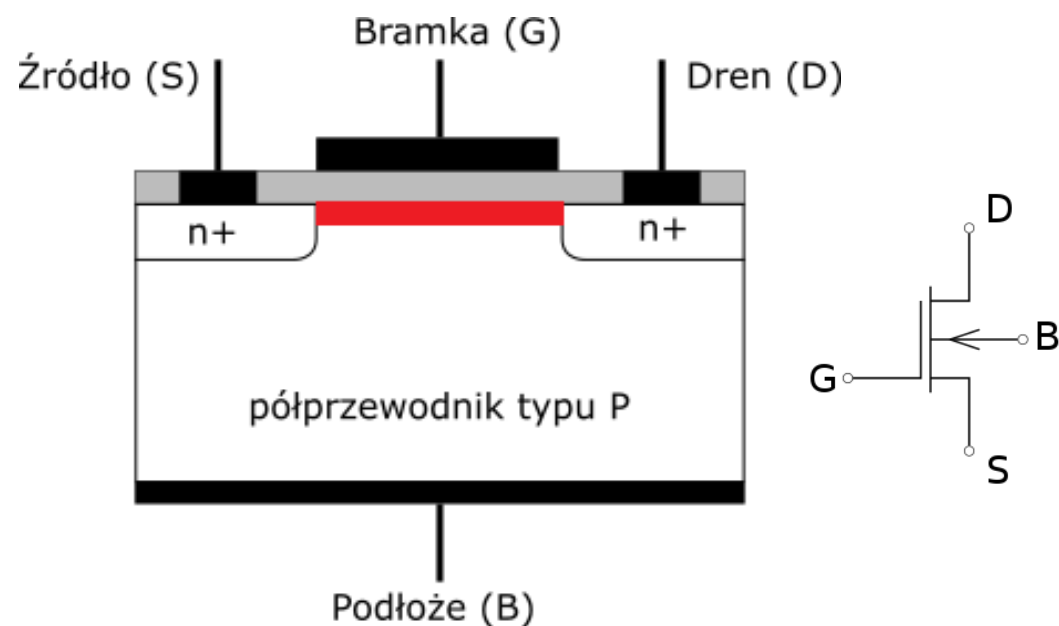
Tranzystor MOSFET

Możemy wyróżnić dwa typy tranzystorów o podłożu typu p

Z kanałem wzbogacającym (indukowanym) – kanał nie istnieje dla zerowego napięcia bramki

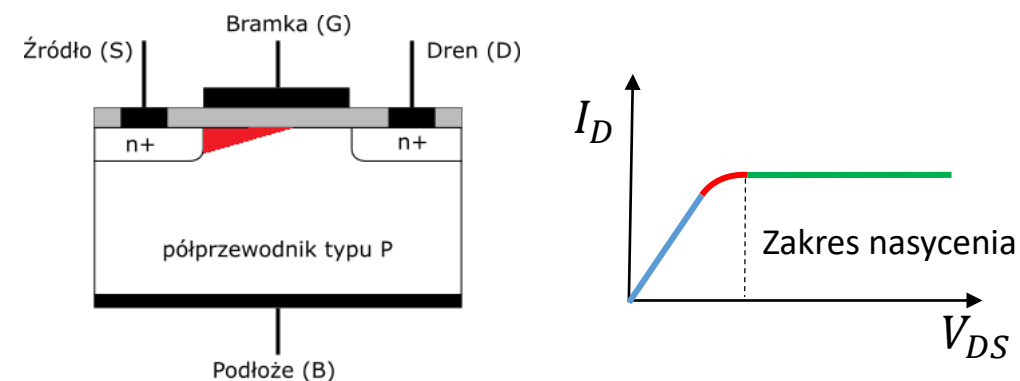
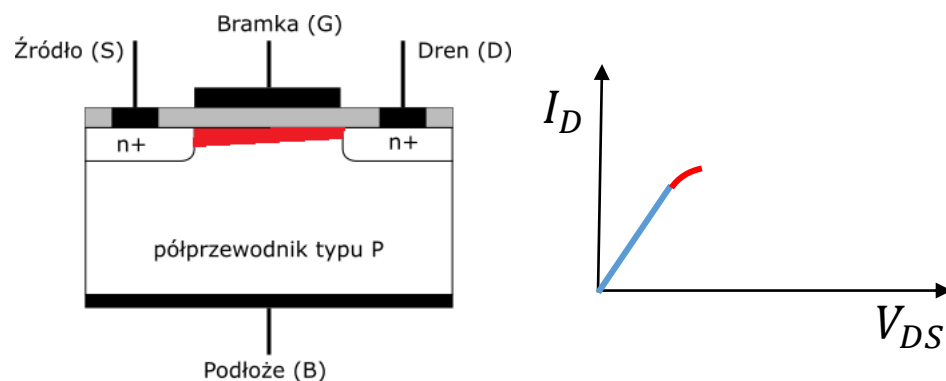
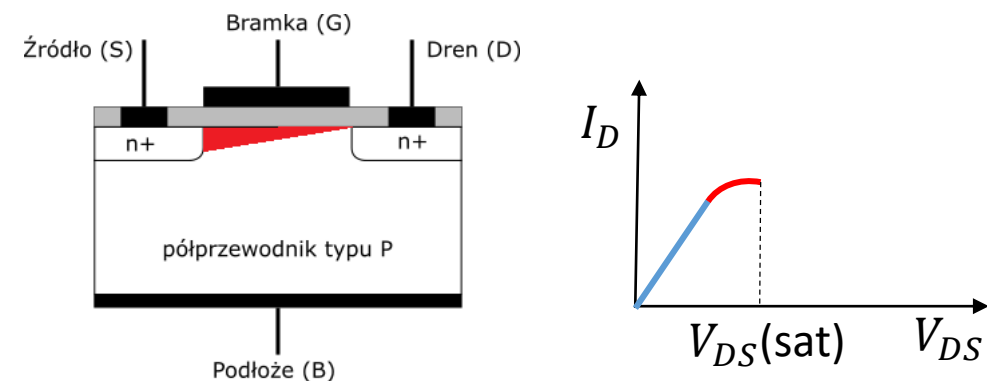
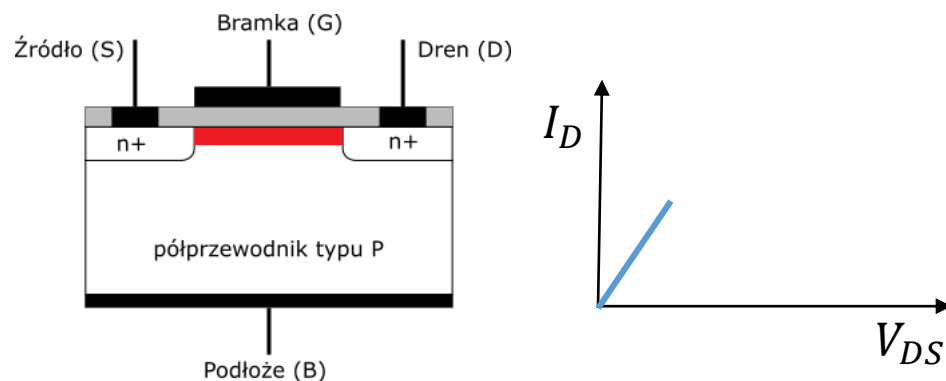


Z kanałem zubożającym (wbudowanym) – kanał istnieje dla zerowego napięcia bramki



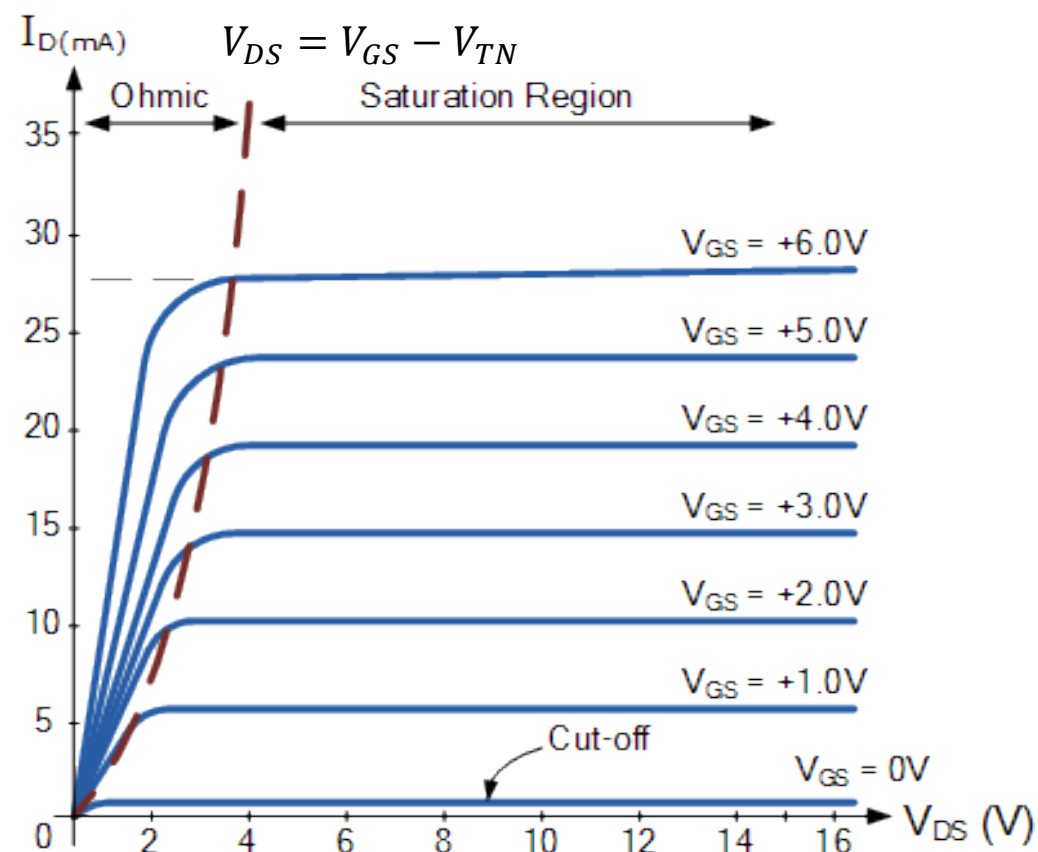
Tranzystor MOSFET

Założmy, że $V_G > V_{TN}$ i rozważmy działanie tranzystora MOSFET



Tranzystor MOSFET

Charakterystyka prądowo-napięciowa



W zakresie omowym (nienasycenia)

$$I_D = \frac{W\mu_n C_{ox}}{2L} [2(V_{GS} - V_{TN})V_{DS} - V_{DS}^2]$$

W zakresie nasycenia

$$I_D = \frac{W\mu_n C_{ox}}{2L} (V_{GS} - V_{TN})^2$$

Dokładne wyprowadzenie można znaleźć w
D. A. Neamen „Semiconductor Physics and Devices”



Najważniejsze informacje z wykładu

- Tranzystor to układ trójterminalowy w którym przepływ prądu pomiędzy dwiema elektrodami jest regulowany napięciem na trzeciej z nich
- Tranzystor bipolarny jest układem dwóch sprzężonych złączy p-n. W zakresie aktywnym jedno z nich jest spolaryzowane w kierunku przewodzenia, a drugie w kierunku zaporowym.
- Tranzystor bipolarny w konfiguracji wspólnego emitera działa jak wzmacniacz prądowy, w którym prąd wyjściowy na wyjściu (kolektor) jest 2-3 rzędy wielkości większy niż prąd wejściowy (bramka).
- Działanie tranzystora MOFSET, będącego podstawowym tranzystorem do budowy układów cyfrowych, polega na przepływie prądu pomiędzy elektrodą źródła i drenu przez kanał inwersyjny po warstwę tlenku. Rezystancja tego kanału kontrolowana jest napięciem bramki.
- Istnieje szereg innych architektur tranzystora m.in. JFET, tranzystor jednoelektronowy, tranzystor spinowy.