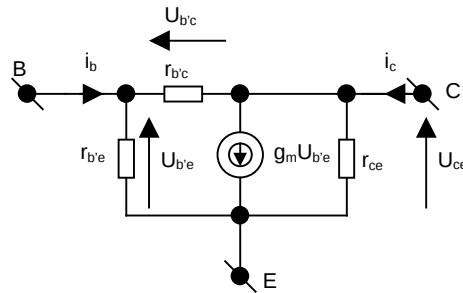


Schematy zastępcze tranzystorów

Tekst ten przedstawia krótko zasady sporządzania modeli zastępczych dla tranzystorów bipolarnych oraz unipolarnych. Należy pamiętać, że są to modele małosygnałowe, a więc ślusne tylko i wyłącznie przy założeniu, że dany element pracuje w sposób aktywny.

Model „hybryd – PI” dla tranzystora bipolarnego

Model w wersji podstawowej, nie uwzględniający pojemności wewnętrznych tranzystora, jest przedstawiony na Rys. 1.



Rys. 1. Podstawowa wersja modelu „hybryd – PI” dla tranzystora bipolarnego.

Poniżej przedstawione jest znaczenie każdego elementu występującego w modelu oraz jest pokazana metoda wyznaczenia wartości parametrów na podstawie znajomości punktu pracy tranzystora.

Definiujemy **transkonduktancję** g_m tranzystora (zwaną też konduktancją przenoszenia w przód) jako parametr przyrostowy w punkcie pracy U_{BE} przy zwarcie w obwodzie kolektora (zwarcie to jest tylko dla składowej zmiennej, co inaczej oznacza stałą wartość chwilową napięcia u_{CE}):

$$g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial u_{B'E}} \right|_{U_{BE}, u_{CE}=const.} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial u_{B'E}} \right|_{U_{BE}, u_{ce}=0}$$

Transkonduktancja jest podstawowym parametrem tranzystora i reprezentuje jego właściwości wzmacniające. Parametr ten można wyznaczyć posługując się zależnością $i_C = I_{CS} (\exp(u_{B'E}/\varphi_T) - 1) \approx I_{CS} \exp(u_{B'E}/\varphi_T)$. Różniczkując zgodnie z definicją transkonduktancji dostajemy:

$$g_m = \frac{I_{CS}}{\varphi_T} \exp(u_{B'E}/\varphi_T) = \frac{I_C}{\varphi_T}.$$

Z zależności tej wynika, że **transkonduktancja** zależy od stałej wartości prądu kolektora i **jest tym większa, im większy prąd płynie przez tranzystor**.

Rezystancję wejściową $r_{b'e}$ definiujemy jako:

$$r_{b'e} = \left. \frac{\partial u_{B'E}}{\partial i_B} \right|_{U_{BE}, u_{CE}=const.} = \left. \frac{\partial u_{B'E}}{\partial i_B} \right|_{U_{BE}, u_{ce}=0}$$

Parametr ten można wyznaczyć posługując się następującymi przekształceniami (dla zwiększenia czytelności zapisu opuścimy warunki przy definicjach poszczególnych parametrów):

$$r_{b'e} = \frac{\partial u_{B'E}}{\partial i_B} = \frac{\partial u_{B'E}}{\partial i_C} \frac{\partial i_C}{\partial i_B} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{\beta \varphi_T}{I_C}.$$

Z powyższej zależności wynika, że **rezystancja wejściowa tranzystora jest odwrotnie proporcjonalna do prądu kolektora i jest tym większa, im większy jest współczynnik wzmocnienia prądowego β** . Można

ponadto zauważyć, że rezystancja wejściowa i transkonduktancja są ze sobą związane poprzez współczynnik wzmocnienia prądowego β .

Rezystancje wyjściowa r_{ce} tranzystora definiujemy jako:

$$r_{ce} = \left. \frac{\partial u_{CE}}{\partial i_C} \right|_{\substack{U_{BE} \\ u_{BE} = \text{const.}}} = \left. \frac{\partial u_{CE}}{\partial i_C} \right|_{\substack{U_{BE} \\ u_{be} = 0}},$$

przy czym teraz zwieramy tranzystor w obwodzie bazy (znowu tylko dla składowych zmiennych). Parametr ten można wyznaczyć posługując się zależnością $i_C = f(u_{BE}, u_{CE})$, uwzględniając efekt Early'ego: $i_C \approx I_{CS} \exp(u_{BE}/\varphi_T)(1 + u_{CE}/|U_A|)$, gdzie U_A jest napięciem Early'ego tranzystora. Wykonując różniczkowanie zgodnie z definicją dostajemy (dla lepszej czytelności opuszczamy warunki przy definicjach):

$$\frac{1}{r_{ce}} = \frac{\partial i_C}{\partial u_{CE}} = \frac{I_{CS}}{|U_A|} \exp(u_{BE}/\varphi_T).$$

Zauważając dalej, że $I_{CS} \exp(u_{BE}/\varphi_T) = \frac{I_C}{1 + U_{CE}/|U_A|}$ i podstawiając do powyższego równania dostajemy:

$$r_{ce} = \frac{|U_A| + U_{CE}}{I_C} \approx \frac{|U_A|}{I_C}.$$

Z powyższej zależności widać, że **wraz ze wzrostem składowej stałej prądu kolektora rezystancja wyjściowa się zmniejsza**.

Rezystancja zwrotna $r_{b'c}$ jest zdefiniowana w następujący sposób:

$$r_{b'c} = \left. \frac{\partial u_{B'C}}{\partial i_B} \right|_{\substack{U_{BE} \\ u_{BE} = \text{const.}}} = \left. \frac{\partial u_{B'C}}{\partial i_B} \right|_{\substack{U_{BE} \\ u_{be} = 0}}.$$

Parametr ten można wyznaczyć posługując się następującym, nieco uproszczonym rozumowaniem. Przede wszystkim można zauważyć, że przy zwarcie na wejściu tranzystora (w obwodzie bazy) przyrost napięcia baza-kolektor jest równy przyrostowi napięcia kolektor-emiter, co można zapisać jako:

$$r_{b'c} = \left. \frac{\partial u_{B'C}}{\partial i_B} \right|_{\substack{U_{BE} \\ u_{BE} = \text{const.}}} = \left. \frac{\partial u_{CE}}{\partial i_B} \right|_{\substack{U_{BE} \\ u_{be} = 0}}.$$

Dalej możemy napisać, że (opuszczając warunki podczas zapisu):

$$\frac{\partial u_{CE}}{\partial i_B} = \frac{\partial u_{CE}}{\partial i_C} \frac{\partial i_C}{\partial i_B} = r_{ce} \beta \Rightarrow r_{b'c} = \beta r_{ce}.$$

Powyższy zapis jest dosyć poważnie nieścisły, gdyż z formalnego punktu widzenia interesuje nas tutaj zmiana prądu kolektora spowodowana zmianą napięcia kolektor-emiter, a nie zmianą prądu bazy, co sugeruje obecność współczynnika wzmocnienia prądowego β w zapisie. Rozważając zasadę działania tranzystora można dojść do wniosku, że jedynie składowa prądu bazy pochodząca od rekombinacji w obszarze bazy ulega zmianie przy zmianach napięcia kolektor – emiter. Tylko ta składowa powinna więc wystąpić w powyższym równaniu. W rzeczywistości na podstawie znajomości punktu pracy tranzystora można jedynie orientacyjnie wyznaczyć rezystancję zwrotną, przy czym w przybliżeniu jest słuszna zależność:

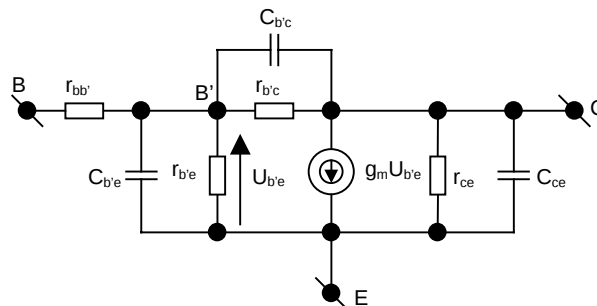
$$r_{b'c} \approx 5 \div 10 \beta r_{ce}.$$

Podsumowując można stwierdzić, że rezystancje dynamiczne w tranzystorze bipolarnym spełniają następującą zależność:

$$1/g_m < r_{b'e} < r_{ce} < r_{b'c}.$$

W wielu przypadkach można pominąć niektóre z elementów modelu tranzystora. Można tutaj przyjąć regułę, że im większa rezystancja danego składnika tym modeluje on coraz bardziej subtelne zachowania się tranzystora.

W przypadku, gdy interesuje nas wpływ częstotliwości na zachowanie się tranzystora do modelu wprowadza się dodatkowo pojemności oraz tzw. **rezystancję rozproszoną bazy** $r_{bb'}$. Taki bardziej dokładny model jest przedstawiony na Rys. 2.

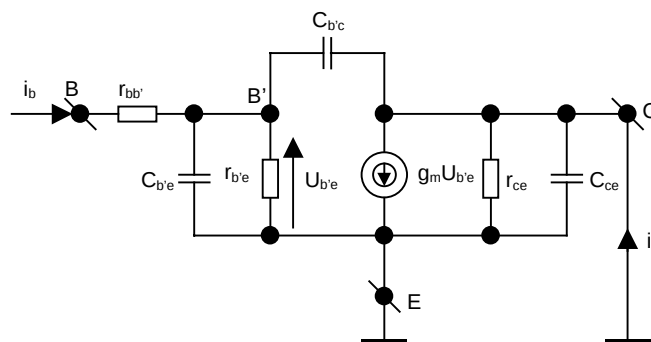


Rys. 2. Rozbudowana wersja modelu „hybryd - PI” dla tranzystora bipolarnego.

W modelu tym $C_{b'e}$ reprezentuje **pojemność dyfuzyjną** złącza B-E spolaryzowanego w kierunku przewodzenia, $C_{b'c}$ - **pojemność złączową** zaporowo spolaryzowanego złącza B-C, natomiast C_{ce} jest tzw. **pojemnością pasożytniczą**, wynikającą z niezerowych rozmiarów struktury tranzystora. Na podstawie znajomości punktu pracy tranzystora można wyznaczyć wartość pojemności $C_{b'e}$:

$$C_{b'e} = g_m / 2\pi f_T - C_{b'c},$$

przy czym parametr f_T jest tzw. polem wzmocnienia tranzystora i ma sens częstotliwości, przy której moduł zwarciovego współczynnika wzmocnienia prądowego β maleje do wartości równej 1. Powyższą zależność można wyznaczyć analizując schemat z Rys. 3 i znajdując częstotliwość, przy której spełniony jest warunek $|i_c/i_b| = 1$.



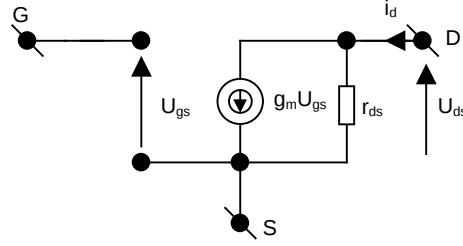
Rys. 3. Schemat do wyznaczenia pola wzmocnienia tranzystora bipolarnego.

W układzie powyższym celowo pominięto rezystancję zwrotną ze względu na jej bardzo dużą wartość w stosunku do $r_{b'e}$. Ponadto należy zauważyć, że pole wzmocnienia nie zależy od r_{ce} i C_{ce} (ze względu na zwarcie na wyjściu) oraz od $r_{bb'}$, gdyż sterowanie tranzystora odbywa się tutaj z idealnego źródła prądowego.

Model małosygnałowy dla tranzystora unipolarnego

Model ten ma w zasadzie identyczną strukturę jak model tranzystora bipolarnego. Istotne różnice występują w wartościach poszczególnych parametrów i ich zależności od punktu pracy tranzystora. Inne są też oznaczenia ze względu na inne nazwy końcówek tranzystorów unipolarnych. Tutaj rozważymy jedynie najprostszą wersję takiego modelu, w której nie będzie uwzględniony efekt oddziaływania podłoża w tranzystorach MOS. Poza tym przedstawiony model nadaje się do rozważania zachowania się układów zarówno z tranzystorami MOS jak i z tranzystorami polowymi złączowymi (JFET).

Podstawowa wersja modelu, nie uwzględniająca efektów częstotliwościowych, jest przedstawiona na Rys. 4.



Rys. 4. Podstawowa wersja modelu małosygnałowego dla tranzystora unipolarnego.

Można zauważyć, że model z Rys. 4 można uzyskać z modelu tranzystora bipolarnego przyjmując formalnie, że $r_{b'e} = r_{b'c} = \infty$. Nieskończone wartości tych elementów wynikają zerowej wartości prądu bramki w tranzystorze MOS (co można widzieć jako nieskończoną wartość współczynnika wzmocnienia prądowego) oraz braku elektrycznego połączenia pomiędzy obszarami bramki i kanału.

Transkonduktancję g_m definiujemy podobnie jak poprzednio jako parametr przyrostowy określony w punkcie pracy tranzystora, którym tym razem jest składowa stała napięcia U_{GS} :

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} \right|_{U_{GS}, u_{DS}=const.} = \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} \right|_{U_{GS}, u_{DS}=0}.$$

Wartość transkonduktancji można wyznaczyć na podstawie równania charakterystyki przejściowej tranzystora, którą można przedstawić w dwojakiej postaci:

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_T} \right)^2, \text{ lub } i_D = \frac{k' W}{2 L} (u_{GS} - U_T)^2.$$

Różniczkując zgodnie z definicją możemy otrzymać następujące zależności:

$$g_m = 2 \frac{\sqrt{I_{DSS} I_D}}{|U_T|}, \text{ lub } g_m = 2 \sqrt{\frac{k' W}{2 L}} \sqrt{I_D}.$$

Z podanych zależności wynika, że **transkonduktancja rośnie wraz ze wzrostem prądu drenu tranzystora**, przy czym wzrost ten nie jest tak szybki, jak w przypadku tranzystora bipolarnego (zależność jest pierwiastkowa a nie liniowa).

Rezystancję wyjściową r_{ds} definiujemy przy zwarcie w obwodzie bramki tranzystora jako:

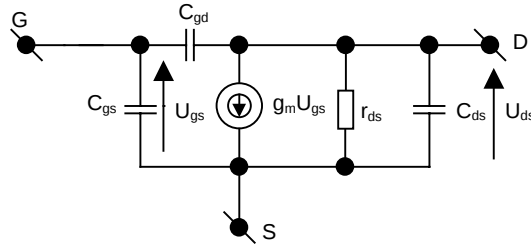
$$r_{ds} = \left. \frac{\partial u_{DS}}{\partial i_D} \right|_{U_{GS}, u_{GS}=const.} = \left. \frac{\partial u_{DS}}{\partial i_D} \right|_{U_{GS}, u_{GS}=0}.$$

można wyznaczyć wykorzystując równanie charakterystyki przejściowej z uwzględnieniem efektu modulacji długości kanału: $i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_T} \right)^2 (1 + \lambda u_{DS})$. Różniczkując tą zależność zgodnie z definicją dostajemy:

$$r_{ds} = \frac{1 + \lambda U_{DS}}{\lambda I_D} \approx \frac{1}{\lambda I_D}.$$

Z zależności tej wynika, że podobnie jak dla tranzystora bipolarnego, **rezystancja wyjściowa maleje wraz ze wzrostem składowej stałej prądu drenu**.

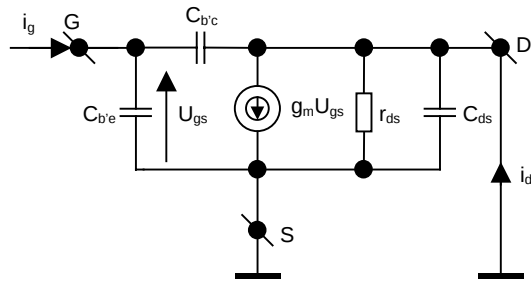
Bardziej rozbudowany model małosygnałowy dla tranzystora unipolarnego jest przedstawiony na Rys. 5.



Rys. 5. Rozbudowana wersja modelu dla tranzystora unipolarnego.

W porównaniu z modelem podstawowym model z Rys. 5 został uzupełniony o pojemności: wejściową C_{gs} , zwrotną C_{gd} oraz wyjściową C_{ds} . W przypadku tranzystora polowego złączowego (JFET) pojemności C_{gs} i C_{gd} są pojemnościami złączowymi, których wartości zależą od wartości napięcia zaporowo polaryzującego bramkę względem odpowiednich obszarów kanału tranzystora. W przypadku tranzystorów z izolowaną bramką (MOS-FET) pojemności te wynikają z częściowego zachodzenia elektrody bramki na obszary źródła i drenu oraz z gromadzenia ładunku w obszarze kanału pod elektrodą bramki. Pojemność wyjściowa C_{ds} jest pojemnością pasożytniczą, wynikającą ze skończonych rozmiarów tranzystora.

Podobnie jak w tranzystorze bipolarnym, tak i tutaj występuje pojęcie pola wzmocnienia f_T , przy którym moduł wzmocnienia prądowego maleje do jedności. Należy pamiętać, że jakkolwiek dla małych częstotliwości wzmocnienie prądowe tranzystora unipolarnego jest nieskończone (praktycznie), to wraz ze wzrostem częstotliwości maleje ono ze względu na występujące w elemencie pojemności. Pole wzmocnienia tranzystora unipolarnego może być znalezione rozważając schemat przedstawiony na Rys. 6.



Rys. 6. Schemat do wyznaczenia pola wzmocnienia tranzystora unipolarnego.

Wyznaczając w powyższym układzie zależność $i_d = f(i_g)$ i znajdując częstotliwość, przy której jest spełniony warunek $|i_d/i_g| = 1$ otrzymujemy:

$$f_T = \frac{1}{2\pi} \frac{g_m}{C_{gs} + C_{gd}}.$$

Podobnie jak w przypadku tranzystora bipolarnego, także i tutaj pole wzmocnienia nie zależy od wartości r_{ds} i C_{ds} , co jest skutkiem zwarcia w obwodzie drenu tranzystora.