

PARAMETRY MAŁOSYGNAŁOWE TRANZYSTORÓW BIPOLARNYCH

załącznik 1 do ćwiczenia

Wstęp

Modele małosygnałowe tranzystorów mają na celu przedstawienie tranzystora za pomocą obwodu liniowego. Taka reprezentacja tranzystora pozwala na zastąpienie go układem liniowym w większym obwodzie i zastosowanie powszechnie znanych metod analizy obwodów (np. poznanych na „Teorii obwodów”). Tranzystor jest elementem nieliniowym – niemal wszystkie jego charakterystyki są właśnie nieliniowe. Zastosowanie modelu liniowego implikuje odpowiednie warunki pracy tranzystora. Stosuje się małe wartości amplitud sygnałów i stąd wynika nazwa *małosygnałowe*. Małe zmiany napięć i prądów tranzystora pozwalają na linearyzację nieliniowych ch-k tranzystora wokół ustalonego punktu pracy – nieliniową charakterystykę przybliża się odcinkiem. Parametry małosygnałowe, reprezentujące model, wyznaczane są dla pewnego określonego punktu pracy tranzystora [1], [2]. Jest oczywiste, że dla innego punktu pracy wartości parametrów małosygnałowych będą inne, bo odcinki linearyzujące ch-ki będą miały inne nachylenie. W równaniach i wzorach sygnały (prąd, napięcie) o małej amplitudzie wyróżnia się przez indeksy z małymi literami (np.: i_b – małosygnałowy prąd bazy, uwaga: nie mylić: i_c z I_C).

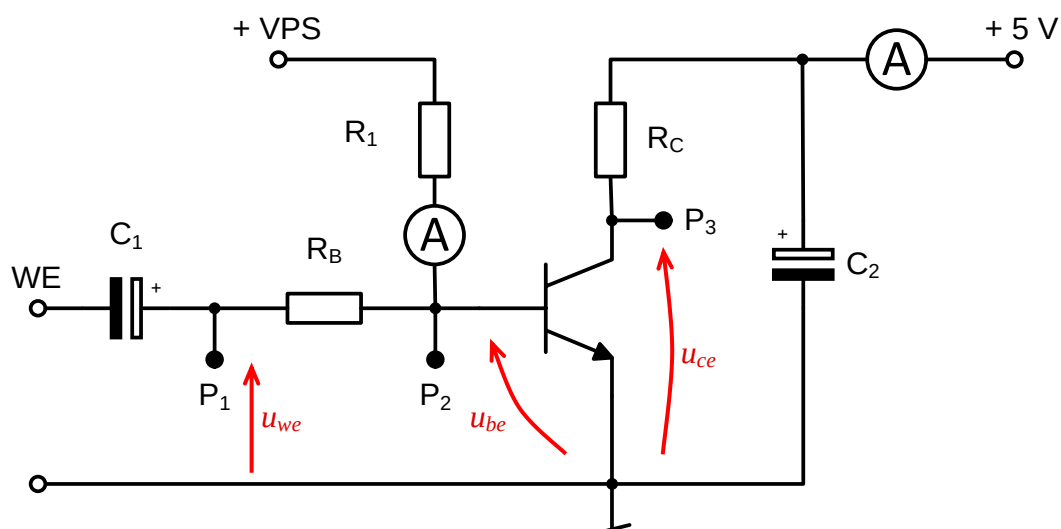
Niniejszy załącznik jest zbiorem informacji i wzorów pomocnych do wykonania sprawozdania z ćwiczenia nr 6 – „Parametry małosygnałowe tranzystorów bipolarnych”. Poniżej przedstawiono w punktach potrzebne wzory oraz metody obliczania parametrów małosygnałowych na podstawie wyników pomiarów zebranych podczas zajęć laboratoryjnych według kolejności jak w ćwiczeniu.

Przebieg obliczeń

1. OBLICZANIE WZMOCNIENIA PRĄDOWEGO: β i h_{21e}

Na podstawie pomiarów prądów polaryzacji bazy i kolektora wykonanych w układzie jak na rysunku 1 stałoprądowy współczynnik wzmacnienia prądowego β oblicza się wg znanego wzoru:

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \quad (1)$$



Rys. 1. Schemat pomiarowy do wyznaczania parametrów małosygnałowych tranz. bipolarnego

Punkt pracy tranzystora – punkt na charakterystyce wyjściowej zdefiniowany przez napięcie wyjściowe i prąd wyjściowy (np. dla konfiguracji OE to: U_{CE} i I_C).

Model hybrydowy – czwórnikowa reprezentacja tranzystora dla małych sygnałów (rys.2). Taki układ jest liniowy i

opisany równaniami:

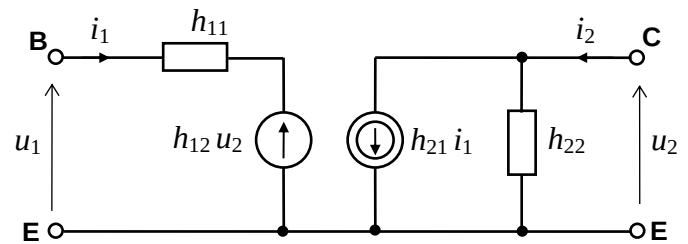
$$\begin{aligned} u_1 &= h_{11}i_1 + h_{12}u_2 \\ i_2 &= h_{21}i_1 + h_{22}u_2 \end{aligned}$$

Dla układu wspólnego emitera:

$$h_{11e} = \left. \frac{u_{be}}{i_b} \right|_{u_{ce}=0} \quad \text{impedancja wejściowa przy zwartym wyjściu,}$$

$$h_{12e} = \left. \frac{u_{be}}{u_{ce}} \right|_{i_b=0} \quad \text{wsteczna transmitancja napięciowa przy rozwartym wejściu,}$$

$$h_{21e} = \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{u_{ce}=0} \quad \text{transmitancja prądowa przy zwartym wyjściu,}$$



Rys. 2. Model hybrydowy tranzystora bipolarnego dla WE

$$h_{22e} = \left. \frac{i_c}{u_{ce}} \right|_{i_b=0} \quad \text{admitancja wyjściowa przy rozwartym wejściu}$$

Transmitancję prądową h_{21e} (rys. 2), czyli małosygnałowe wzmocnienie prądowe w układzie wspólnego emitera WE, również oblicza się jako stosunek prądu kolektora do prądu bazy, ale do obliczeń należy wziąć wartości małosygnałowe. W trakcie ćwiczenia mierzono napięcia małosygnałowe – mierzono albo amplitudy albo wartości międzyszczytowe. Należy pamiętać, żeby do obliczeń wziąć odpowiednie wartości, tzn. wszystkie obliczenia należy wykonać dla amplitud, albo dla wartości międzyszczytowych.

Małosygnałowe napięcie u_{ce} jest równe małosygnałowemu napięciu na rezystorze R_C , ponieważ dla sygnałów zmiennych kondensator C_2 stanowi zwarcie i R_C jest włączony równolegle do wyjścia tranzystora. Aby obliczyć wzmocnienie h_{21e} należy obliczyć wartości prądów na podstawie pomiarów napięć wykonanych w układzie pomiarowym z rys. 1 oraz wartości rezystorów R_B i R_C (R_1 powinien mieć wartość co najmniej kilkanaście $k\Omega$, $R_1 \gg h_{11e}$, aby można go zaniedbać):

$$h_{21e} = \frac{i_c}{i_b} = \frac{\frac{u_{ce}}{R_C}}{\frac{u_{we} - u_{be}}{R_B}} = \frac{R_B}{R_C} \frac{u_{ce}}{u_{we} - u_{be}} \quad (2)$$

Częstotliwość graniczną tranzystora f_β wyznacza się na podstawie wykreślonego wykresu: $h_{21e}=f(f)$ (rys.3). Wykres ten pozwala również na wyznaczenie maksymalnej częstotliwości przenoszenia f_T [3]. Zasadę przedstawiono na rysunku 3.

UWAGA: wykres wzmocnienia w funkcji częstotliwości należy narysować przedstawiając oś częstotliwości w skali logarytmicznej, ale wyskalowanej w **Hz**. Oś wzmocnienia (pionowa) może być wyskalowana w **[A/A]** lub w **dB**.

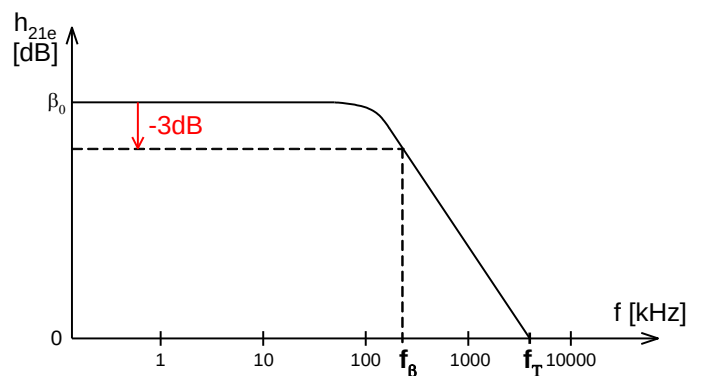
Jeśli wzmocnienie β_0 przedstawiono na wykresie w skali liniowej to, aby obliczyć jego wartość pomniejszoną o 3dB należy podzielić β_0 przez $\sqrt{2}$:

$$\beta_{0-3dB} = \frac{\beta_0}{\sqrt{2}} \quad (3)$$

Częstotliwości graniczna f_β i maksymalna przenoszenia f_T są związane zależnością:

$$\frac{1}{\beta_0} = \frac{f_\beta}{f_T} \rightarrow f_T = \beta_0 f_\beta \quad (4)$$

która pozwala na wyznaczenie częstotliwości przenoszenia f_T .



Rys. 3. Ch-ka wzmocnienia prądowego w funkcji częstotliwości – wyznaczenie f_β i f_T

2. WYZNACZANIE MAŁOSYGNAŁOWEJ IMPEDANCJI WEJŚCIOWEJ h_{11e}

Na podstawie pomiarów napięć: wejściowego u_{we} , baza-emiter u_{be} (rys.1) i wartości rezystora R_B można wyliczyć małosygnałową impedancję wejściową h_{11e} (rys.2), z definicji, jako:

$$h_{11e} = \frac{u_{be}}{i_{be}} = \frac{u_{be}}{\frac{u_{we} - u_{be}}{R_B}} \quad (5)$$

3. OBLICZANIE g_m , $r_{b'e}$, $r_{bb'}$ oraz n_E

Transkonduktancja g_m , rezystancja dynamiczna złącza baza-emiter $r_{b'e}$ oraz rezystancja rozproszona bazy $r_{bb'}$ to parametry małosygnałowe występujące w modelu **hybryd π** tranzystora bipolarnego (rys. 4). Na podstawie pomiarów napięć wykonanych w układzie pomiarowym z rysunku 1 oraz wyników poprzednich obliczeń można wyliczyć wspomniane parametry małosygnałowe.

Transkonduktancję można obliczyć z definicji:

$$g_m = \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \quad (6)$$

Dla małych zmian prądu kolektora i napięcia baza-emiter pochodną w powyższym wzorze można zastąpić przyrostami. Warunek ten jest spełniony dla małych amplitud sygnałów. Zatem, dla wartości małosygnałowych i układu z rys. 1, transkonduktancję można wyrazić wzorem:

$$g_m = \frac{i_c}{u_{be}} = \frac{\frac{u_{ce}}{R_C}}{u_{be}} = \frac{1}{R_C} \frac{u_{ce}}{u_{be}} \quad (7)$$

Jak już wspomniano, dla sygnałów zmiennych kondensator C_2 stanowi zwarcie i napięcie u_{ce} jest równe spadkowi napięcia (małosygnałowego) na rezystorze R_C .

Różniczkując prąd diody emiterowej z modelu Ebersa-Molla i uwzględniając współczynnik wzmocnienia prądowego α , transkonduktancję można przedstawić jako:

$$g_m = \frac{\partial(\alpha I_E)}{\partial U_{BE}} = \alpha \frac{I_E}{n_E U_T} \quad (8)$$

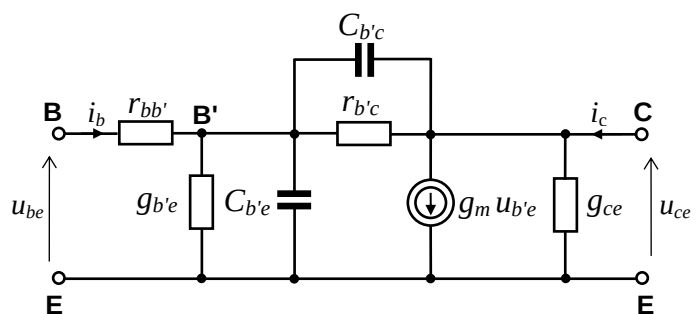
Jednakże w układzie pomiarowym w ćwiczeniu nie ma możliwości pomiaru prądu polaryzacji emitera (składowej stałej), dlatego należy zastąpić go prądem kolektora ($I_C = \alpha I_E$) otrzymując:

$$g_m = \frac{I_C}{n_E U_T} \quad (9)$$

Korzystając z tego równania należy obliczyć współczynnik nieidealności złącza emiterowego n_E .

Model hybryd π schemat zastępczy tranzystora bipolarnego o strukturze czwórnika typu π , reprezentujący zjawiska fizyczne zachodzące w tranzystorze. Jego najważniejsze parametry, dla konfiguracji WE, to:

- transkonduktancja: $g_m = \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}}$
- konduktancja wejściowa: $g_{b'e} = \frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}}$
- konduktancja wyjściowa: $g_{ce} = \frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}}$
- rezystancja rozproszona bazy: $r_{bb'}$
- sprzężenie rezystancyjne baza-kolektor: $r_{b'c}$
- pojemność złącza emiterowego: $C_{b'e}$
- pojemność złącza kolektorowego (sprzęgająca): $C_{b'c}$



Rys. 4. Model hybryd- π tranzystora bipolarnego dla

Na podstawie modelu Ebersa-Molla można wykazać, że prąd bazy spełnia zależność [4]:

$$I_B \approx (1 - \alpha) I_{ES} \exp\left(\frac{U_{BE}}{n_E U_T}\right) \quad (10)$$

Różniczkując powyższe równanie względem napięcia U_{BE} można obliczyć konduktancję wejściową:

$$g_{b'e} = \frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}} = \frac{1}{n_E U_T} (1 - \alpha) I_{ES} \exp\left(\frac{U_{BE}}{n_E U_T}\right)$$

$$g_{b'e} = \frac{I_B}{n_E U_T} \quad (11)$$

Następnie z tego, że rezystancja jest odwrotnością konduktancji można zapisać:

$$r_{b'e} = \frac{n_E U_T}{I_B} \quad (12)$$

Ponadto podstawiając do równania (10) za prąd bazy $I_B = \frac{I_C}{\beta_0}$ otrzymujemy:

$$g_{b'e} = \frac{I_C}{\beta_0 n_E U_T} = \frac{g_m}{\beta_0} \quad (13)$$

Porównując model hybryd π z modelem hybrydowym można obliczyć rezystancję rozproszoną bazy jako różnicę:

$$r_{bb'} = h_{11e} - r_{b'e} \quad (14)$$

Z własności częstotliwościowych tranzystora wiadomo, że na częstotliwość graniczną f_β mają wpływ wszystkie pojemności tranzystora. Zmniejszenie wzmocnienia prądowego $\beta(f)$ o 3dB ma miejsce dla częstotliwości określonej przez zależność:

$$f_\beta = \frac{g_{b'e}}{2\pi(C_{de} + C_{je} + C_{jc})} \quad (15)$$

Złącze emiterowe jest spolaryzowane przewodząco, zatem pojemność dyfuzyjna jest dominująca i można założyć, że: $C_{de} \gg (C_{je} + C_{jc})$. Zatem $C_{b'e} = C_{de}$ i równanie powyższe można zapisać:

$$f_\beta \approx \frac{g_{b'e}}{2\pi C_{b'e}} \quad (16)$$

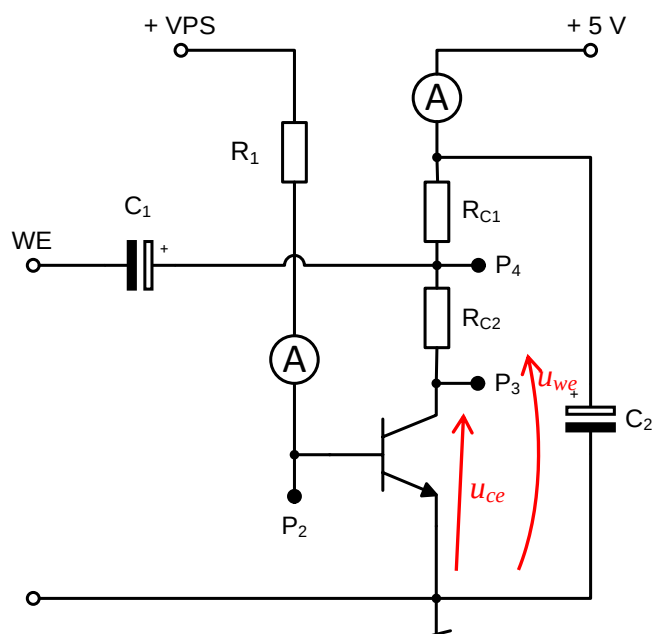
Pojemność złącza baza-emiter to w głównej mierze pojemność dyfuzyjna spolaryzowanego przewodzącego złącza emiterowego C_{de} . Można wykazać, że zależy ona od czasu życia τ_F :

$$C_{b'e} = \tau_F \frac{I_E}{U_T} = \tau_F (g_m + g_{b'e}) \approx \tau_F g_m \quad (17)$$

Z wykładu dla złącza p^+-n :	$C_d = \frac{dQ_D}{dU_D} = \tau_p \frac{dI_D}{dU_D} = \tau_p \frac{I_D}{U_T}$	C_d – pojemność dyfuzyjna, τ_p – czas życia dziur (mniejszościowych)
--------------------------------	---	--

4. WYZNACZANIE KONDUKTANCJI WYJŚCIOWEJ TRANZYSTORA h_{22e}

Zgodnie z definicją konduktancja wyjściowa h_{22e} to stosunek napięcia u_{ce} (małosygnałowego) do prądu kolektora i_c . Wykonując pomiary napięć wejściowego u_{we} i na kolektorze u_{ce} w układzie przedstawionym na rysunku 5 można wyznaczyć konduktancję wyjściową tranzystora.

Rys. 5. Schemat pomiarowy do wyznaczania konduktancji wyjściowej tr. bipolarnego (h_{22e})

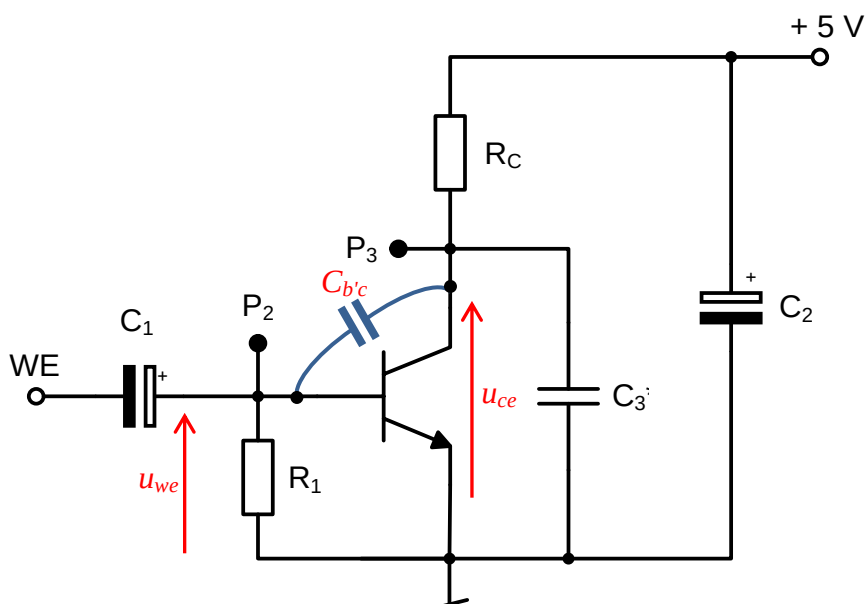
Obliczenia można wykonać według poniższego wzoru:

$$h_{22e} = \frac{i_c}{u_{ce}} = \frac{\frac{u_{we} - u_{ce}}{R_{C2}}}{u_{ce}} \quad (18)$$

5. WYZNACZNIE POJEMNOŚCI ZŁĄCZA BAZA-KOLEKTOR $C_{b'c}$

Korzystając z dzielnika pojemnościowego można wyznaczyć pojemność złącza kolektorowego tranzystora bipolarnego. W układzie jak na rysunku 6 pojemność złącza kolektorowego wraz z kondensatorem C_3 tworzą dzielnik pojemnościowy, który jest zasilany z generatora napięciem u_{we} . Znając pojemność kondensatora C_3 , oraz mierząc napięcia można wyznaczyć szukaną pojemność tranzystora korzystając z poniższego wzoru:

$$u_{ce} = u_{we} \frac{C_{b'c}}{C_{b'c} + C_3} \quad (19)$$

Rys. 6. Schemat pomiarowy do wyznaczania pojemności złącza baza-kolektor ($C_{b'c}$)

Literatura

- [1] J. Koprowski „Podstawowe przyrządy półprzewodnikowe”, Skrypt uczelniany SU 1711, AGH, Kraków 2009, rozdz.: „Tranzystor jako czwórnik aktywny”, ss. 136-140,
- [2] W. Marciniak „Przyrządy półprzewodnikowe i układy scalone”, WKŁ, Warszawa 1979, s. 303,
- [3] J. Koprowski „Podstawowe przyrządy półprzewodnikowe”, Skrypt uczelniany SU 1711, AGH, Kraków 2009, rozdz.: „Częstotliwości graniczne tranzystora”, ss. 147-151,
- [4] J. Koprowski „Podstawowe przyrządy półprzewodnikowe”, Skrypt uczelniany SU 1711, AGH, Kraków 2009, s. 130,