



## Elektronika przyrządów półprzewodnikowych

### Laboratorium nr 12

#### Pomiary parametrów małosygnalowych tranzystora bipolarnego

#### Zagadnienia obowiązujące na kartkówce

- Symbol, zasada polaryzacji, układy pracy, model małosygnalowy, charakterystyki statyczne tranzystora bipolarnego.
- Zasada działania tranzystora bipolarnego (wraz z omówieniem zjawisk fizycznych).
- Modele zastępcze tranzystora bipolarnego.
- Wpływ punktu pracy na parametry małosygnalowe tranzystora bipolarnego.
- Metodyka pomiaru i wyznaczania parametrów małosygnalowych tranzystora bipolarnego.
- Zadania obliczeniowe związane z programem ćwiczenia.

#### Literatura

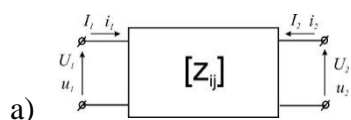
- Wykład i instrukcje laboratoryjne do przedmiotu *Półprzewodnikowe elementy dyskretne i scalone*,
- W. Marciniak, *Przyrządy półprzewodnikowe i układy scalone*, WNT, Warszawa 1987, rozdział 5. Tranzystor bipolarny.

## IV. Wiadomości wstępne

### 1. Parametry małosygnalowe tranzystora bipolarnego.

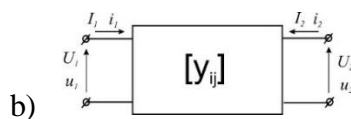
Celem ćwiczenia jest określenie wpływu wyboru punktu pracy tranzystora ( $I_C$ ,  $U_{CE}$ ) na wartość parametrów małosygnalowych badanego tranzystora.

Tranzystory są elementami półprzewodnikowymi, których charakterystyki są na ogół nieliniowe, co powoduje, że utrudniona jest analiza ich działania w bardziej rozbudowanych układach. Może być ona uproszczona, jeżeli zastąpi się tranzystor jego modelem liniowym. Stosuje się różne modele tranzystorów, przy czym we wszystkich tych modelach małe zmiany odpowiednich prądów i napięć następują wokół wybranego punktu pracy tranzystora. Tranzystor taki można przedstawić jako czwórnik i opisać za pomocą równań pokazanych na rys.1.



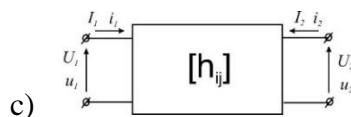
równania impedancyjne:

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



równania admitancyjne:

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



równania hybrydowe (mieszane):

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

Rys.1. Tranzystor w układzie czwórnik a) model opisany równaniami impedancyjnymi, b) model opisany równaniami admitancyjnymi, c) model opisany równaniami parametrów mieszanych

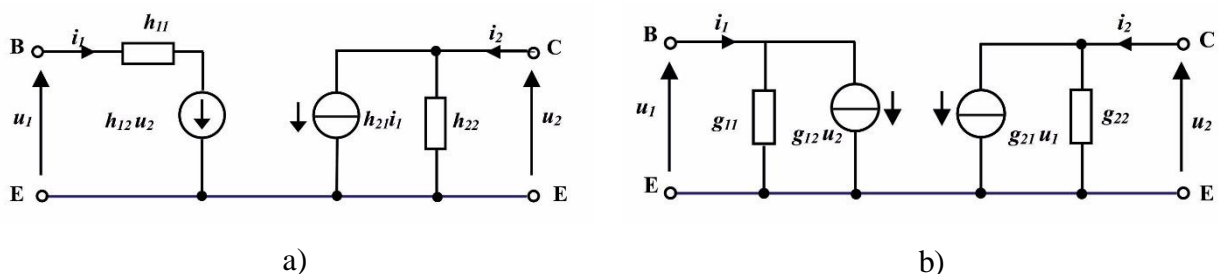
Tranzystor taki można opisać równaniami impedancyjnymi i admitancyjnymi wykorzystując macierze parametrów  $[z_{ij}]$ ,  $[y_{ij}]$ . Elementy tych macierzy odpowiadają bezpośrednio budowie tranzystora bipolarnego składającego się z dwóch złącz p-n. Każde złącze można zastąpić odpowiednią rezystancją dynamiczną, połączoną równolegle lub szeregowo z pojemnością złącza. Stąd wynikają odpowiednie impedancje lub admitancje w modelu zastępczym. Wartości tych elementów zależą od polaryzacji DC tranzystora, czyli jego punktu pracy. Parametry tych macierzy są wielkościami zespolonymi – zależnymi od częstotliwości.

W zakresie m.cz. wystarczy przybliżenie elementami rzeczywistymi (konduktancjami), gdyż reaktancje pojemnościowe są do pominięcia. Zamiast macierzy  $[y_{ij}]$  można wtedy wykorzystać do

konstrukcji modelu zastępczego macierz  $[g_{ij}]$ . Powstał również tzw. model hybrydowy praktycznie najczęściej stosowany w zakresie m.cz., wykorzystujący macierz  $[h_{ij}]$ , której elementy są rzeczywiste. Zmiennymi wejściowymi i wyjściowymi każdego czwórnika mogą być sygnały stałoprądowe (oznaczane jako I, U) ustalające punkt pracy tranzystora oraz sygnały zmienne ( $i, u$ ). Należy pamiętać, że (zgodnie z ogólnie przyjętą w elektrotechnice umową) wartości prądów i napięć o zwrotach wektorów jak na rys.1 uważane są za dodatnie.

Jeżeli będziemy rozpatrywali tranzystor spolaryzowany stałoprądowo w określonym punkcie pracy i sterowany sygnałami zmiennymi o małych amplitudach ( $u_m < kT/q$ ), to możemy przyjąć, że tranzystor zachowuje się jak element liniowy, w którym zależność między parametrami na wejściu i wyjściu jest liniowa. Inaczej mówiąc, tranzystor „pracuje” na małym odcinku swojej nieliniowej charakterystyki, który można aproksymować liniowo. Dopuszczalne jest wówczas zastąpienie go w układzie czwórnikiem liniowym.

Każdą parę równań można przedstawić w postaci równoważnej sieci elektrycznej, która zawiera impedancję lub admitancję wejściową i wyjściową i dwa źródła sterowane, reprezentujące efekt wzmocnienia tranzystora oraz efekt niepożądanego, ale istniejącego w tranzystorze, oddziaływania wstecznego. W zakresie m.cz. ( $f < 100\text{kHz}$ ) wystarczy przybliżenie elementami rzeczywistymi (konduktancjami), gdyż reaktancje pojemnościowe są do pominięcia. Zamiast macierzy  $[y_{ij}]$  można wtedy wykorzystać do konstrukcji modelu zastępczego macierz  $[g_{ij}]$ . Powstał również tzw. model hybrydowy praktycznie najczęściej stosowany w zakresie m.cz., wykorzystujący macierz  $[h_{ij}]$ , której elementy są rzeczywiste. W schematach zastępczych występują wówczas, oprócz źródeł sterujących, jedynie rezystancje lub konduktancje. Są to modele zastępcze słuszne dla typowych tranzystorów małej mocy pracujących w paśmie akustycznym. Schematy takich układów zastępczych dla parametrów mieszanych i konduktancyjnych, dla układu wspólnego emitera WE, przedstawiono na rys.2.



Rys.2. Model zastępczy tranzystora w układzie WE dla małych sygnałów zmiennych i małych częstotliwości a) dla parametrów mieszanych  $[h_{ij}]$ , b) dla parametrów konduktancyjnych  $[g_{ij}]$

### 1.1. Parametry małosygnalowe wyznaczone na podstawie sygnałów zmiennych.

Dla tranzystora w układzie WE zmienne sygnały prądowe i napięciowe mogą być zdefiniowane jako wartości przyrostowe stałoprądowe  $\Delta I$  lub stałonapięciowe  $\Delta U$  oraz małosygnalowe  $i$  lub  $u$ . Przypisuje się im oznaczenia:

$$\begin{aligned}i_1 &= \Delta I_B = i_B & i_2 &= \Delta I_C = i_C \\u_1 &= \Delta U_{BE} = u_{BE} & u_2 &= \Delta U_{CE} = u_{CE}\end{aligned}$$

Na podstawie przedstawionych równań można zdefiniować parametry  $[h_{ije}]$ ,  $[g_{ije}]$ .

**macierz  $[h_{ije}]$ :**

$$\begin{aligned}h_{11e} &= \left. \frac{u_{be}}{i_b} \right|_{u_{ce}=0} && \text{– impedancja wejściowa} \\h_{12e} &= \left. \frac{u_{be}}{u_{ce}} \right|_{i_b=0} && \text{– współczynnik oddziaływania zwrotnego} \\h_{21e} &= \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{u_{ce}=0} && \text{– współczynnik wzmocnienia prądowego} \\h_{22e} &= \left. \frac{i_c}{u_{ce}} \right|_{i_b=0} && \text{– admitancja wyjściowa}\end{aligned} \quad (1)$$

Często w literaturze angielskiej i w katalogach dwucyfrowe indeksy macierzy  $[h_{ij}]$  zastępuje się jedną literą:

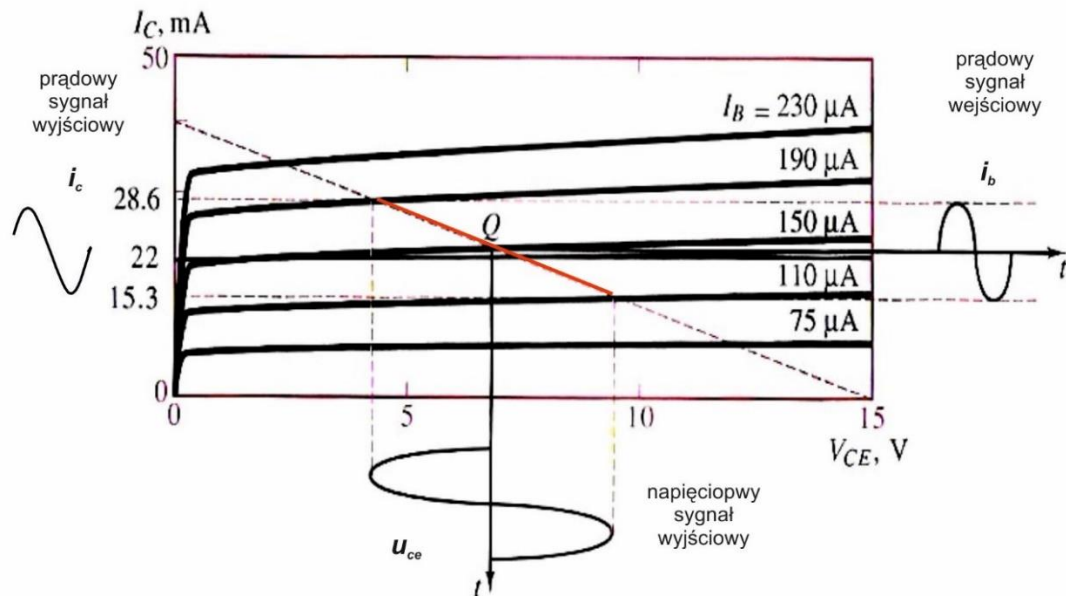
$$\begin{aligned}h_{11} - h_i & \quad (\text{input – wejście}) \\h_{12} - h_r & \quad (\text{reverse – oddziaływanie zwrotne}) \\h_{21} - h_f & \quad (\text{forward – przenoszenie w przód}) \\h_{22} - h_o & \quad (\text{output – wyjście})\end{aligned}$$

**macierz  $[g_{ije}]$ :**

$$\begin{aligned}y_{11e} &= \left. \frac{u_{be}}{i_b} \right|_{u_{ce}=0} && \text{– impedancja wejściowa} \\y_{12e} &= \left. \frac{i_b}{u_{ce}} \right|_{u_{be}=0} && \text{– admitancja zwrotna} \\y_{21e} &= \left. \frac{i_c}{u_{be}} \right|_{u_{ce}=0} && \text{– współczynnik wzmocnienia prądowego} \\y_{22e} &= \left. \frac{i_b}{u_{ce}} \right|_{u_{be}=0} && \text{– admitancja wyjściowa}\end{aligned} \quad (2)$$

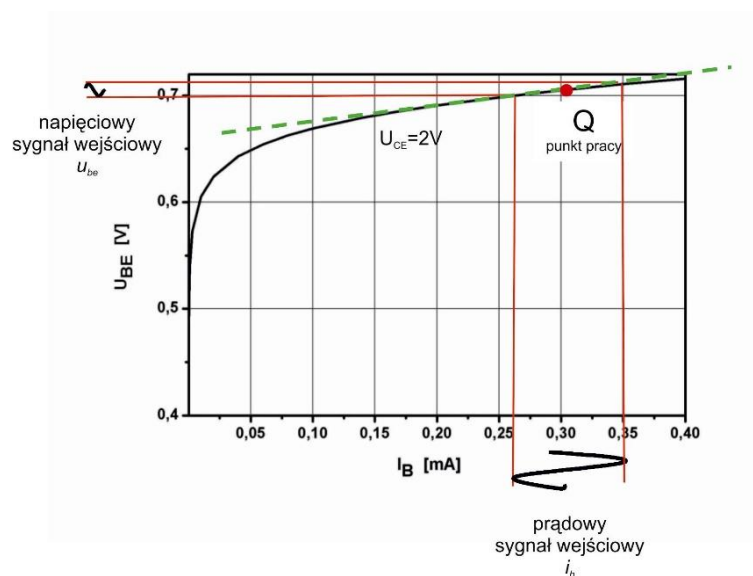
Parametry  $[h_{ij}]$  są wykorzystywane do opisu właściwości układowych tranzystora. Ze względu na stosunkowo prostą i łatwo definiowalną metodę pomiarową są często podawane przez producenta w danych katalogowych tranzystorów.

Zasadę wzmacniania sygnału tranzystora spolaryzowanego w punkcie pracy  $Q$  i sterowanego małym sygnałem prądu zmiennego  $i_b$  pokazano na rys.3. W wyniku wzmacnienia otrzymujemy na wyjściu tranzystora wzmacniony sygnał prądowy  $i_c$  oraz napięciowy  $u_{ce}$ . Nietrudno zauważyć, że elementy układu zastępczego zależą od punktu pracy  $Q$ .



Rys.3. Charakterystyka wyjściowa tranzystora w układzie WE spolaryzowanego w punkcie pracy  $Q$  z zaznaczonymi sygnałami zmiennymi o małej amplitudzie.

Wejściowy sygnał prądowy,  $i_b$  oraz napięciowy,  $u_{be}$ , na tle charakterystyki wejściowej tranzystora przedstawiono na rys.4.



Rys.4. Charakterystyka wejściowa tranzystora z zaznaczonymi sygnałami zmiennymi o małej amplitudzie  $i_b$  i  $u_{be}$ , przyłożonymi w punkcie pracy  $Q$

## 2. Zależność parametrów małosygnalowych tranzystora od punktu pracy

W tej części instrukcji oszacowane zostaną podstawowe parametry małosygnalowe opisujące działanie tranzystora. Należy jednak zauważyć, że jest jeden parametr często używany w kartach katalogowych tranzystorów, który jest parametrem stałoprądowym. Jest to parametr nazywany wzmocnieniem prądowym  $\beta$  i będzie opisany w dalszej części. Pozostałe parametry są parametrami małosygnalowymi.

### 2.1. Wzmocnienie prądowe stałoprądowe $\beta$ i małosygnalowe $h_{21e}$ .

Podstawowym parametrem tranzystorów bipolarnych w układzie WE jest wzmocnienie prądowe. Można określić wzmocnienie stałoprądowe  $\beta$  lub wzmocnienie małosygnalowe  $h_{21e}$ . Dla zakresu m.cz. wartości te są bardzo zbliżone. I tak wzmocnienie stałoprądowe  $\beta$  można zdefiniować jako:

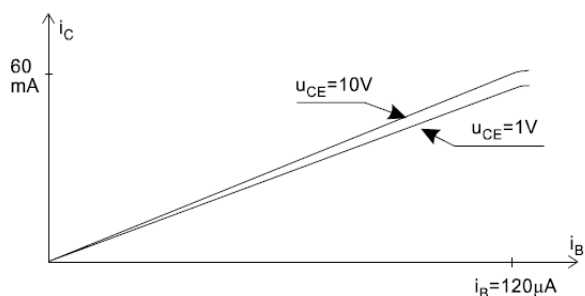
$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \quad (3)$$

Współczynnik ten można wyznaczyć z charakterystyk przejściowych (rys.5) tranzystora jako nachylenie zależności  $I_C=f(I_B)$  dla różnych wartości  $U_{CE}$ . Nachylenie to jest w szerokim zakresie zmian prądu kolektora  $I_C$  prawie stałe (dla danego  $U_{CE}$ ). Niewielkie zmiany występują przy małych i dużych wartościach prądu. Większe  $\beta$  odpowiada natomiast większym wartościom  $U_{CE}$  (dla stałej wartości  $I_C$ ). Jest to wynikiem napięciowej modulacji szerokości bazy. Baza jest cieńsza przy większym  $U_{CE}$ , rośnie współczynnik transportu i współczynnik wstrzykiwania, rośnie więc  $I_C$  i  $\beta$ .

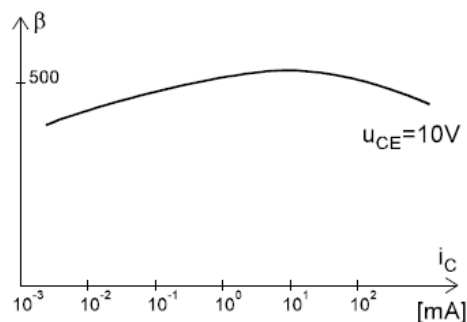
Prądowe wzmocnienie małosygnalowe definiuje się jako:

$$h_{21e} = \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{u_{ce}=0} \quad (4)$$

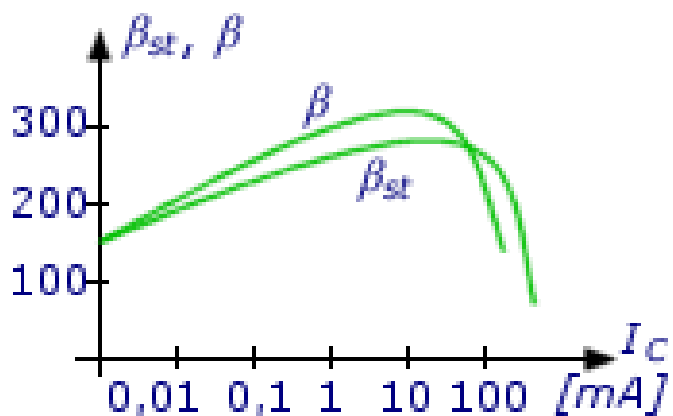
Porównanie zależności obu parametrów tzn.  $\beta$  i  $h_{21e}$  przedstawiono na rys.7.



Rys.5. Charakterystyka przejściowa  $I_C=f(I_B)$



Rys.6. Zależność  $\beta$  od prądu kolektora  $I_C$

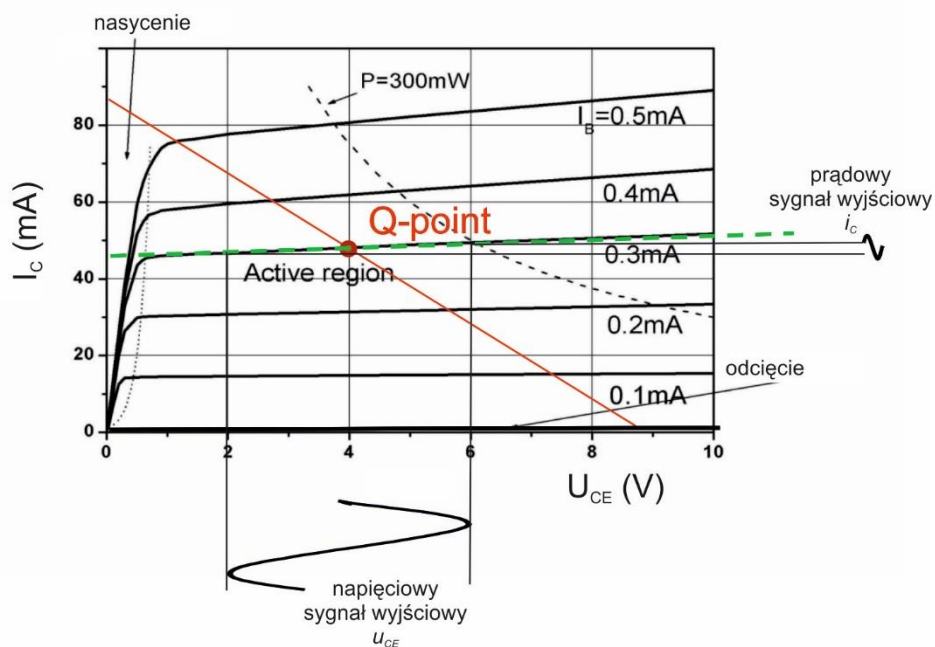


Rys.7. Porównanie statycznego i małosygnalowego współczynnika wzmocnienia prądowego

## 2.2. Konduktancja wyjściowa, $h_{22e}$ .

Zależność konduktancji wyjściowej  $h_{22e}$  od prądu kolektora  $I_C$  można określić na podstawie charakterystyk wyjściowych tranzystora, jak pokazano na rys.8:

$$h_{22e} = \left. \frac{i_c}{u_{ce}} \right|_{i_b=0} \quad (5)$$



Rys.8. Wyznaczanie wartości  $h_{22e}$  z charakterystyki wyjściowej

Jak widać w zakresie aktywnym pracy tranzystora nachylenie tych charakterystyk jest tym większe, im większy jest prąd kolektora. A to oznacza, że wartość  $h_{22e}$  rośnie ze wzrostem prądu kolektora  $I_C$ .

### 2.3. Rezystancja wejściowa, $h_{11e}$ .

Rezystancja wejściowa zależy wyraźnie od punktu pracy Q, jak widać na rys.4 i można ją zdefiniować jako pochodną w tym punkcie, zgodnie ze wzorem

$$h_{11e} = \frac{dU_{eb}}{dI_b} \quad (6)$$

Równanie (6) można przekształcić do postaci

$$h_{11e} = \frac{dU_{eb}}{dI_b} = \frac{dU_{eb}}{dI_C} \frac{dI_C}{dI_b} \quad (7)$$

Dla układu wspólnego emitera, jeżeli  $\beta = \frac{I_C}{I_B} \gg 1$  to  $|I_E| \cong |I_C|$ , a to oznacza, że prąd kolektora  $I_C$  można opisać równaniem Shockley'a

$$I_C \cong I_E = I_s \exp\left(\frac{U_{eb}}{U_T}\right) \quad (8)$$

gdzie  $U_T = \frac{kT}{q}$  jest definiowany jako potencjał termokinetyczny i w temperaturze pokojowej wynosi 26 mV.

Korzystając z równania (8) równanie (7) można przekształcić do postaci

$$\frac{1}{h_{11e}} = \frac{dI_B}{dU_{eb}} = \frac{dI_B}{dI_C} \frac{dI_C}{dU_{eb}} = \frac{1}{\beta} \frac{1}{U_T} I_E = \frac{I_C}{\beta U_T} \quad (9)$$

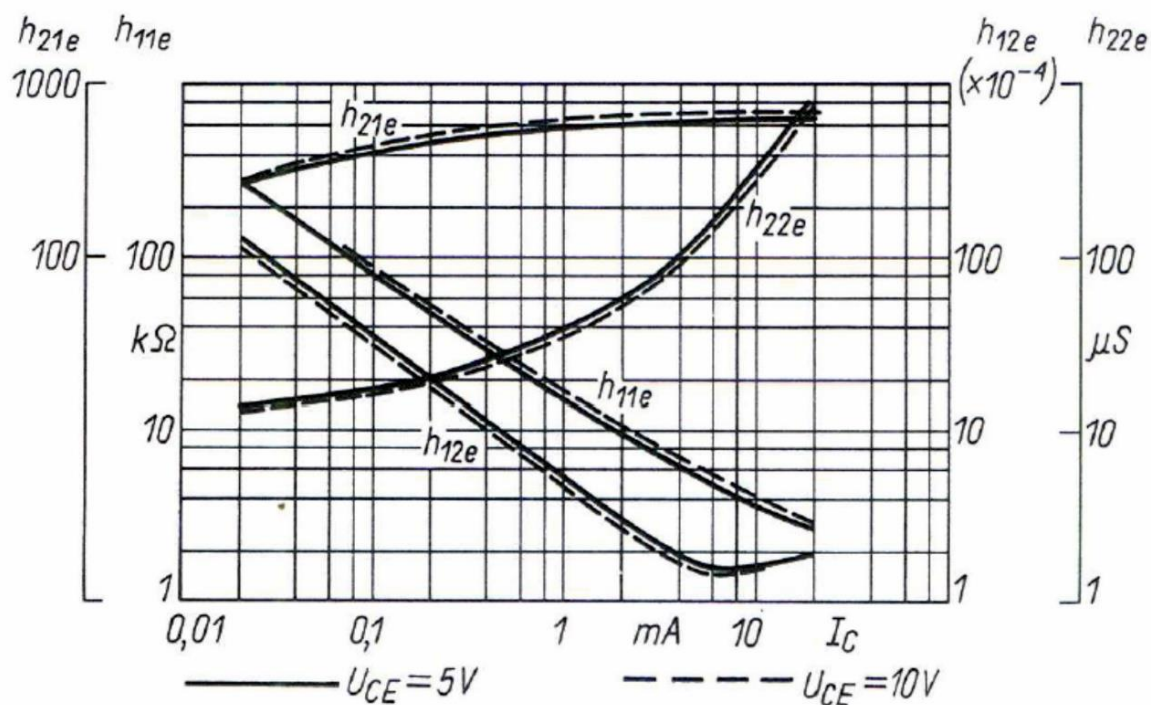
Z równania (9) wynika więc, że rezystancja wejściowa  $h_{11e}$  zależy odwrotnie proporcjonalnie od prądu kolektora i ze wzrostem prądu kolektora maleje.

### 2.4. Współczynnik oddziaływania wstecznego, $h_{12e}$ .

Współczynnik ten w nowoczesnych tranzystorach jest bardzo mały i w większości zagadnień praktycznie nie ma znaczenia. W uproszczonym modelu źródło napięciowe  $h_{12e} u_2$  znika i model zawiera tylko trzy elementy. Parametr  $h_{12e}$  nie będzie wyznaczany w ramach tego ćwiczenia.

Podsumowując bieżące rozważania można zauważyć, że wszystkie parametry małosygnałowe tranzystora zależą od punktu pracy. Na rys.9 pokazano zależności parametrów  $[h_{ije}]$  od prądu kolektora  $I_C$  dla różnych napięć  $U_{CE}$  (na podstawie kart katalogowych tranzystora BC108C).





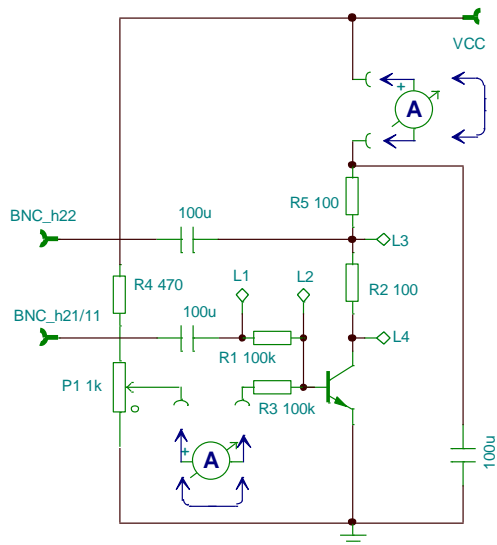
Rys.9. Zależności parametrów  $[h_{ij}]$  od prądu kolektora  $I_C$  dla różnych napięć  $U_{CE}$  dla tranzystora BC108C.

### 3. Przebieg ćwiczenia

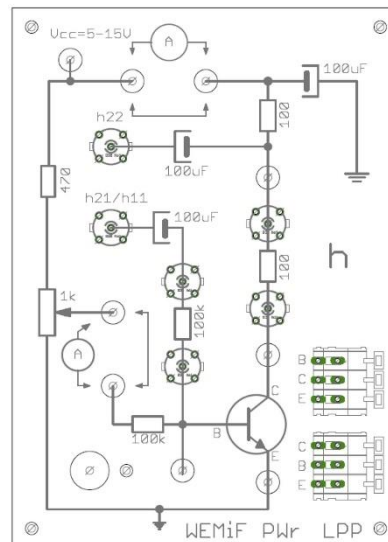
Przed przystąpieniem do pomiarów należy:

- odczytać z katalogu parametry dopuszczalne mierzonego tranzystora;
- określić, jaki zakres prądów i napięć można stosować, aby nie przekroczyć  $P_{c\ max}$ ;
- ustalić biegunowość zasilania na WE i WY, wymaganą dla tranzystora *pnp* lub *nnp* w odpowiednim układzie pracy;
- sprawdzić czy badany tranzystor jest sprawny (w sprawozdaniu zapisać wartości napięć  $U_{eb}$ ,  $U_{bc}$  i  $U_{ec}$  uzyskane przez pomiar multimetrem w trybie pracy: sprawdzania diody)

Na rys.10 przedstawiono schemat ideowy, a na rys.11 schemat montażowy płytki pomiarowej. Potencjometr P1 służy do regulacji prądu bazy  $I_B$ . Pomiary należy wykonać tak, aby zmieniać prąd kolektora od  $10\ \mu A$  do  $20\ mA$  uzyskując 3 punkty na dekadę (tzn. 10, 20, 50).



Rys.10. Schemat ideowy płytki pomiarowej



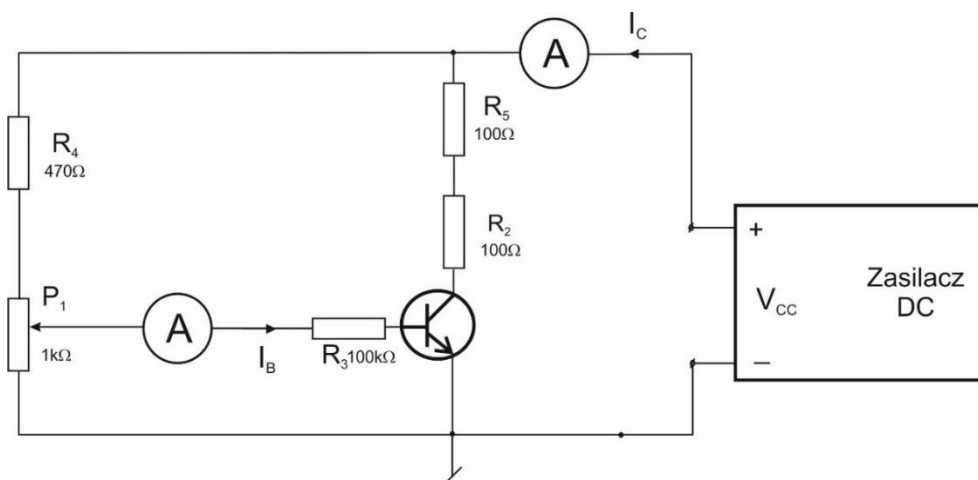
Rys.11. Schemat montażowy płytki pomiarowej

Przeprowadzić pomiary wg kolejnych punktów, a wyniki pomiarów zapisywać w odpowiednich tabelach. Po wykonaniu wszystkich pomiarów na jednym wykresie umieścić zależności  $h_{11e}=f(I_C)$ ,  $h_{21e}=f(I_C)$  i  $h_{22e}=f(I_C)$ . Wykres wykonać na papierze log-log.

### 3.1. Pomiar wzmocnienia stałoprądowego „ $\beta$ ”.

Pomiar wykonujemy w układzie pomiarowym przedstawionym na rys.12. Przy zadanym napięciu zasilania  $V_{CC}$  (np. 10 V) potencjometrem P1 ustawiamy prąd bazy tak, aby uzyskać pożądaną prąd kolektora badanego tranzystora  $I_C$ . Zapisujemy wartości obydwu prądów mierzonych przez amperomierze i wyznaczamy:

$$\beta = \frac{I_C \left[ \frac{mA}{mA} \right]}{I_B \left[ \frac{mA}{mA} \right]}$$

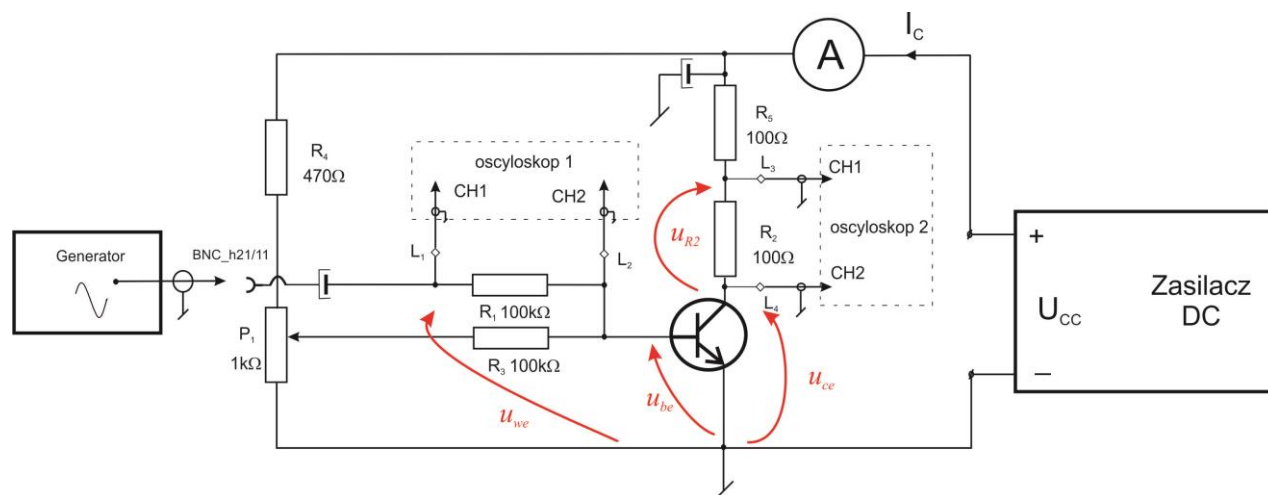


Rys.12. Schemat pomiarowy wzmocnienia stałoprądowego  $\beta$

Na podstawie uzyskanych wyników wykonać wykres zależności parametru  $\beta$  od prądu kolektora  $\beta=f(I_C)$ .

### 3.2. Pomiar rezystancji wejściowej tranzystora $h_{11e}$ i współczynnika wzmocnienia prądowego $h_{21e}$ w funkcji prądu kolektora $I_C$

Montujemy układ pomiarowy według schematu przedstawionego na rys.13. W obwodzie kolektora montujemy amperomierz, w obwodzie bazy amperomierz zastępujemy zwoją. Potencjometrem P1 ustawiamy prąd bazy tak, aby otrzymać pożądany prąd kolektora (od 10  $\mu$ A do 20 mA po trzy punkty na dekadę). Do gniazd L<sub>1</sub> i L<sub>2</sub> wpinamy dwa kanały oscyloskopu 1, a do gniazd L<sub>3</sub> i L<sub>4</sub> kanały oscyloskopu 2. W trakcie pomiarów korzystamy z sond pomiarowych 1:10 (sondy te mają znikomo małą pojemność wejściową w porównaniu z kablami koncentrycznymi), odpowiednio ustawiając parametry kanałów oscyloskopów (tryb pracy AC, probe 10X). Do gniazda „BNC\_h21/h11” podłączamy generator. Częstotliwość generatora ustawiamy na wartość 1 kHz, a amplitudę drgań taką aby wartość  $u_{be}$  nie przekraczała wartości  $\frac{kT}{q} = 26 \text{ mV}$  (np. 20 mV). Spadek napięcia zmiennego na rezystorze  $R_1=100 \text{ k}\Omega$  jest miarą prądu zmiennego  $i_b$ , a napięcie mierzone w punkcie L<sub>2</sub> jest wartością  $u_{be}$ .



Rys.13. Schemat pomiarowy do pomiaru  $h_{11e}$  i  $h_{21e}$ .

Rezystancję wejściową obliczamy z zależności

$$h_{11e} = \frac{u_{be}}{i_b} = \frac{u_{be}}{\frac{u_{we} - u_{be}}{R_1}}$$

Dla tych samych wartości prądów  $I_C$ , ale dopiero powyżej wartości 100  $\mu$ A, na drugim oscyloskopie odczytywać  $u_{R2}$ , czyli spadek napięcia na rezystorze  $R_2=100\Omega$ , jako funkcję

MATH=CH1-CH2 oscyloskopu 2. Pozwala to wyznaczyć wartość  $i_c$ . Wartość współczynnika wzmocnienia prądowego obliczamy z zależności:

$$h_{21e} = \frac{i_c}{i_b} = \frac{\frac{u_{R2}}{R_2}}{\frac{u_{we} - u_{be}}{R_1}} = \frac{R_1}{R_2} \frac{u_{ce}}{u_{we} - u_{be}}$$

Wartości wskazanych napięć umieścić w tabeli.

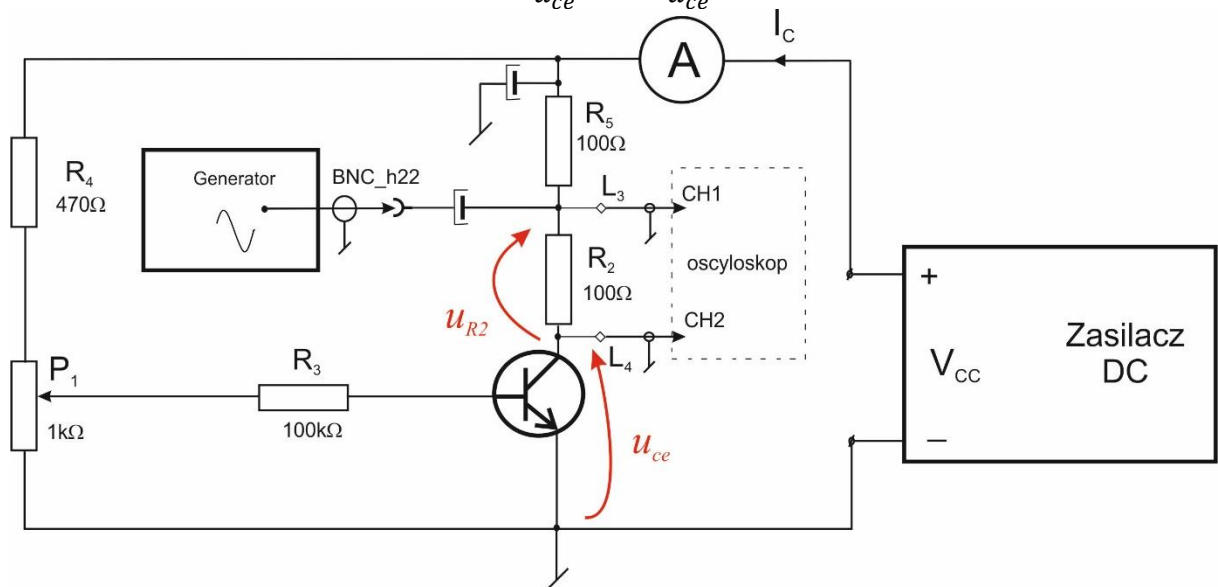
$I_C$	$u_{be}$	$u_{we}$	$u_{we}-u_{be}$	$i_b$	$h_{11e}$	$u_{ce}$	$u_{ce}-u_{R2}$	$i_c$	$h_{21e}$
[..A]	[mV]	[mV]	[mV]	[...A]	[...Ω]	[...V]	[...V]	[...A]	[A/A]

Na podstawie uzyskanych wyników wykonać wykresy  $h_{11e}=f(I_C)$ ,  $h_{21e}=f(I_C)$ .

### 3.3. Pomiar konduktancji wyjściowej $h_{22e}$

Montujemy układ pomiarowy według schematu przedstawionego na rys.14. Generator sygnałowy podłączamy do gniazda „BNC\_h22” i dla wartości prądów  $I_C$  jak w poprzednim punkcie, mierzymy prąd  $i_c$  jako spadek napięcia na rezystorze  $R_2=100\ \Omega$  oraz napięcie  $u_{ce}$  w punkcie L4. Wartość  $h_{22e}$  wyznaczamy z równania:

$$h_{22e} = \frac{i_c}{u_{ce}} = \frac{\frac{u_{we} - u_{ce}}{R_2}}{u_{ce}}$$



Rys.14. Schemat pomiarowy do pomiaru  $h_{22e}$ .