

# ĆWICZENIE 5

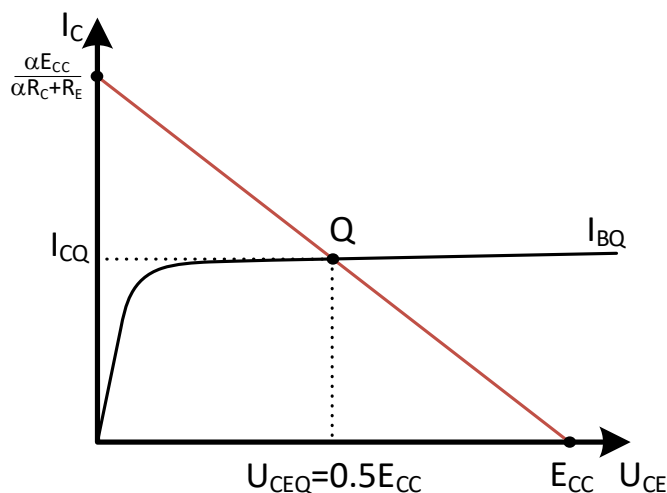
Tranzystor BJT – wzmacniacz małych i średnich częstotliwości w układzie wspólny emiter

## 5.1. Wstęp – przygotowanie do zajęć

Do budowy jednotranzystorowych wzmacniaczy małej częstotliwości (m. cz.) wykorzystuje się tranzystory sygnałowe bipolarne i unipolarne. Żeby tranzystor mógł wzmacniać sygnały należy przy pomocy zewnętrznych źródeł energii i elementów pasywnych (rezystorów, kondensatorów, itp.) ustawić punkt pracy na charakterystykach wyjściowych tranzystora, tak aby tranzystor znajdował się wewnątrz obszaru pracy aktywnej tranzystora. W zależności od położenia tego punktu wyróżnia się różne klasy pracy wzmacniacza (m.in. A, B, AB). W układach jednotranzystorowych wzmacniaczy m. cz. wybiera się klasę A, która charakteryzuje się:

- ciągłą pracą tranzystora, nawet gdy nie podłączony jest sygnał wejściowy,
- wzmacnieniem sygnału wejściowego w całym zakresie napięcia (dodatniego i ujemnego),
- liniowym zakresem pracy wzmacniacza – brakiem lub niewielkimi odkształceniami napięcia wyjściowego,
- małą sprawnością (najczęściej nieprzekraczającą 20%) – duży pobór mocy wynikający z ciągłej pracy tranzystora.

Aby wzmacniacz jednotranzystorowy mógł pracować w klasie A napięcie DC pomiędzy kolektorem-emiterem  $U_{CE}$  tranzystora bipolarnego w punkcie pracy powinno być równe połowie napięcia źródła zasilającego wzmacniacz (Rys. 5.1.). W rezultacie na wyjściu wzmacniacza, gdzie występuje jedynie napięcie dodatnie, w całym zakresie tego napięcia możliwe jest wzmacnienie zarówno wartości ujemnych (zakres napięcia wyjściowego powyżej połowy napięcia zasilania) jak i dodatnich (zakres napięcia wyjściowego poniżej połowy napięcia zasilania) napięcia wejściowego, zachowując liniowość wzmacnienia i ciągłą pracę wzmacniacza.



Rys. 5.1. Położenie punktu pracy na charakterystyce wyjściowej tranzystora BJT pracującego jako wzmacniacz w klasie A – punkt pracy jest punktem przecięcia charakterystyki z proste obciążenia tranzystora.

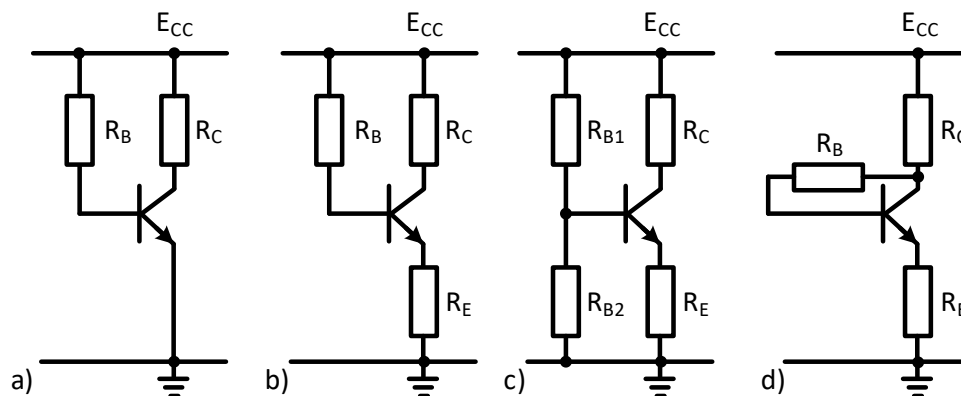
W zależności od rodzaju zastosowanego tranzystora wyróżnia się różne topologie układów polaryzacji elektrod tranzystor.

### Liniowe układy polaryzacji elektrod tranzystora bipolarnego

Układ polaryzacji elektrod tranzystora bipolarnego, poza ustawieniem punktu pracy tranzystora w stanie aktywnym, w klasie A, powinien również stabilizować punkt pracy przy zmianach parametrów tranzystora głównie pod wpływem temperatury.

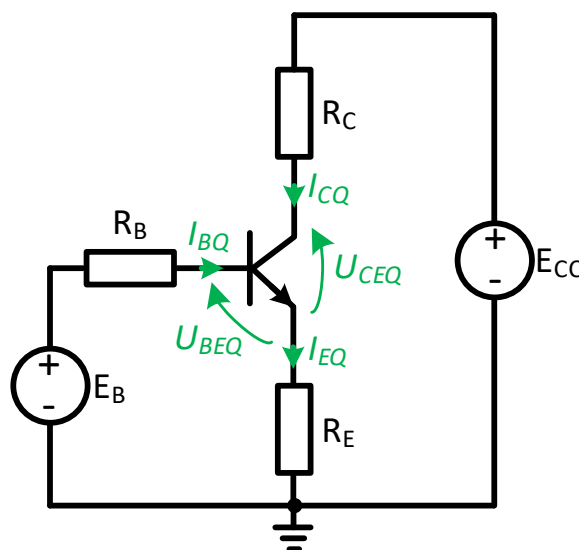
Najprostsze liniowe układy polaryzacji elektrod tranzystora bipolarnego przedstawiono na Rys. 5.2. W układach wzmacniaczy najczęściej stosuje się sprzężenie emiterowe dla składowej stałej DC, które powoduje:

- poprawę stabilizacji punktu pracy – zmniejsza wartości współczynników stabilizacji punktu pracy,
- kompensuje nieliniowość wzmocnienia tranzystora,
- ogranicza wartość wzmocnienia napięciowego wzmacniacza.



Rys. 5.2. Układy polaryzacji elektrod tranzystora bipolarnego, a) układ bezpośredni, b) układ bezpośredni ze sprzężeniem emiterowym, c) układ potencjometryczny ze sprzężeniem emiterowym, d) układ bezpośredni ze sprzężeniem emiterowym i kolektorowym.

Każdy z obwodów przedstawionych na tym rysunku, stosując przekształcenia wynikające z twierdzenia Theveninna, można zastąpić schematem przedstawionym na Rys. 5.3.



Rys. 5.3. Zastępczy układ polaryzacji elektrod tranzystora

Układ ten można opisać układem równań:

$$E_B = I_{BQ} \cdot R_B + I_{EQ} \cdot R_E + U_{BEQ} \quad (5.1)$$

$$E_{CC} = I_{CQ} \cdot R_C + I_{EQ} \cdot R_E + U_{CEQ} \quad (5.2)$$

Prądy tranzystora i ich wzajemne relacje opisać można za pomocą zależności:

$$I_{EQ} = I_{CQ} + I_{BQ} \quad (5.3)$$

$$I_{CQ} = \beta_{0Q} I_{BQ} + (1 + \beta_{0Q}) I_{CB0Q} \quad (5.4)$$

Na podstawie powyższych równań, po przekształceniach matematycznych można wyznaczyć współrzędne punktu pracy:

$$I_{CQ} = \frac{\beta_{0Q}(E_B - U_{BEQ}) + (\beta_{0Q} + 1)(R_B + R_E)I_{CB0Q}}{R_B + R_E(\beta_{0Q} + 1)} \quad (5.5)$$

$$U_{CEQ} = E_{CC} - I_{CQ} \left( R_C + \frac{(\beta_{0Q} + 1)R_E}{\beta_{0Q}} \right) + \frac{(\beta_{0Q} + 1)R_E I_{CB0Q}}{\beta_{0Q}} \quad (5.6)$$

W układzie z (Rys. 5.3) współrzędne  $U_{CEQ}$ ,  $I_{CQ}$  punktu pracy Q tranzystora zależą od parametrów elementów liniowych obwodu i parametrów tranzystora:

$$Q(U_{CEQ}, I_{CQ}) = f(E_{CC}, E_B, R_C, R_E, R_B, U_{BEQ}, I_{CB0}, \beta_0) \quad (5.7)$$

Parametry mające wpływ na zmianę współrzędnych punktu pracy tranzystora, które zależą od temperatury złącza półprzewodnikowego, to:

- prąd zerowy tranzystora  $I_{CB0}$ ,
- napięcie baza-emiter  $U_{BEQ}$ ,
- współczynnik wzmocnienia prądowego dla składowej stałej  $\beta_0$ .

Najczęściej przyjmuje się, że prąd  $I_{CB0}$  w tranzystorach krzemowych podwaja się, jeżeli temperatura wzrasta o 6 K, współczynnik temperaturowy napięcia  $U_{BEQ}$  jest równy około  $-2,5$  mV/K, a współczynnik temperaturowy wzmocnienia prądowego  $\beta_0$  około  $1,5$  K<sup>-1</sup>.

Zakładając zatem, że wartości rezystorów  $R_B$ ,  $R_C$ ,  $R_E$  oraz napięcia źródeł zasilania  $E_B$  i  $E_{CC}$  nie zmieniają się można zauważyć, że na zmianę położenia punktu pracy na charakterystykach wyjściowych tranzystora, jak już wspomniano wyżej, mają wpływ tylko jego parametry. Te zmiany opisuje różniczka zupełna prądu kolektora, będą równaniem stabilizacji punktu pracy:

$$dI_{CQ} = \frac{\delta I_{CQ}}{\delta I_{CB0}} \cdot dI_{CB0} + \frac{\delta I_{CQ}}{\delta U_{BEQ}} \cdot dU_{BEQ} + \frac{\delta I_{CQ}}{\delta \beta_0} \cdot d\beta_0 \quad (5.8)$$

Pochodne cząstkowe występujące w tym równaniu są współczynnikami stabilizacji punktu pracy tranzystora bipolarnego i można je zdefiniować w następujący sposób:

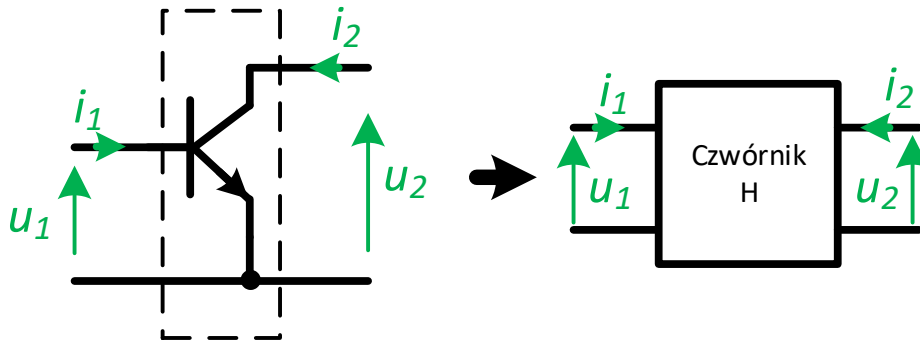
$$S_I = \frac{dI_{CQ}}{dI_{CB0}} \quad \text{przy } U_{BEQ} = const, \beta_0 = const \quad (5.9)$$

$$S_U = \frac{dI_{CQ}}{dU_{BEQ}} \quad \text{przy } I_{CB0} = const, \beta_0 = const \quad (5.10)$$

$$S_\beta = \frac{dI_{CQ}}{d\beta_0} \quad \text{przy } U_{BEQ} = const, I_{CB0} = const \quad (5.11)$$

### Model czwórnikowy tranzystora BJT – model małosygnalowy

Tranzystor bipolarny w postaci czwórnika przedstawiono na (Rys. 5.4). W tym wypadku elektrody: baza i emiter można traktować jak zaciski wejściowe, natomiast elektrody: kolektor i emiter jak zaciski wyjściowe czwórnika. Często mówi się, że jest to topologia wzmacniacza w układzie wspólnego emitera.



Rys. 5.4. Tranzystor bipolarny jako czwórnik H

Przyjmując, że w otoczeniu punktu pracy dla niewielkich sygnałów sterujących charakterystyki tranzystora są praktycznie liniowe, można układ tego czwórnika opisać równaniami:

$$u_1 = h_{11e}i_1 + h_{12e}u_2 \quad (5.12)$$

$$i_2 = h_{21e}i_1 + h_{22e}u_2 \quad (5.13)$$

Zastępując parametry małosygnalowe czwórnika  $h_e$  parametrami uniwersalnymi tranzystora oraz napięcia i prądy wejściowe i wyjściowe czwórnika ( $u_1, i_1, u_2, i_2$ ) odpowiednimi napięciami i prądami tranzystora ( $u_{BE}, i_B, u_{CE}, i_C$ ) równania (5.12) i (5.16) można zapisać w postaci:

$$u_{BE} = r_{BE}i_B + k_f u_{CE} \quad (5.14)$$

$$i_C = \beta i_B + \frac{1}{r_{CE}} u_{CE} \quad (5.15)$$

gdzie

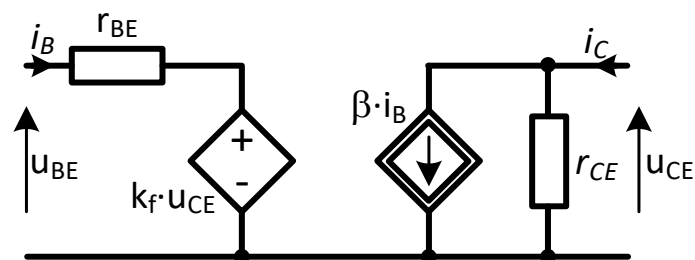
$r_{BE} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \Big|_{U_{CE}=\text{const}}$  dynamiczna rezystancja wejściowa tranzystora (w stanie zwarcia na wyjściu)

$k_f = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}} \Big|_{I_B=\text{const}}$  współczynnik oddziaływania wstecznego (w stanie rozwarcia na wyjściu)

$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \Big|_{U_{CE}=\text{const}}$  współczynnik wzmocnienia prądowego  $\beta$  (w stanie zwarcia na wyjściu)

$\frac{1}{r_{CE}} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}} \Big|_{I_B=\text{const}}$  dynamiczna konduktancja wejściowa tranzystora (w stanie rozwarcia na wyjściu)

Układ równań (5.14) i (5.15) można przedstawić w postaci obwodowej modelu małosygnalowego jak na (Rys. 5.5).



Rys. 5.5. Model małosygnalowy tranzystora bipolarnego

### Topologie jednostopniowych wzmacniaczy tranzystorowych m.cz.

Układy polaryzacji elektrod tranzystorów bipolarnych wprowadzają tranzystor w stan aktywny. W tym stanie tranzystor może być wzmacniaczem sygnałów, ale właściwości tego wzmacniacza nie są określone przez układ polaryzacji elektrod tranzystora tylko przez topologię tego układu dla składowej przemiennego sygnału.

Każdy wzmacniacz dla sygnałów przemiennych można podobnie jak tranzystor przedstawić w postaci czwórnika opisanego powyżej. Na wejściu wzmacniacza są sygnały  $u_1$  i  $i_1$ , a na wyjściu  $u_2$  i  $i_2$ , które w zależności od topologii układu wzmacniającego można zastąpić zależnościami napięć i prądów tranzystora

Właściwości wzmacniacza opisują następujące parametry:

- dynamiczna impedancja wejściowa

$$r_{WE} = \frac{\Delta U_1}{\Delta I_1} \Big|_{I_2=\text{const}} = \frac{u_1}{i_1} \Big|_{i_2=0} \quad (5.16)$$

- dynamiczna impedancja wyjściowa

$$r_{WY} = \frac{\Delta U_2}{\Delta I_2} \Big|_{U_1=\text{const}} = \frac{u_2}{i_2} \Big|_{u_1=0} \quad (5.17)$$

- wzmacnienie napięciowe

$$k_U = \frac{\Delta U_2}{\Delta U_1} \Big|_{I_2=\text{const}} = \frac{u_2}{u_1} \Big|_{i_2=0} \quad (5.18)$$

- wzmacnienie prądowe

$$k_I = \frac{\Delta I_2}{\Delta I_1} \Big|_{U_1=\text{const}} = \frac{i_2}{i_1} \Big|_{u_1=0} \quad (5.19)$$

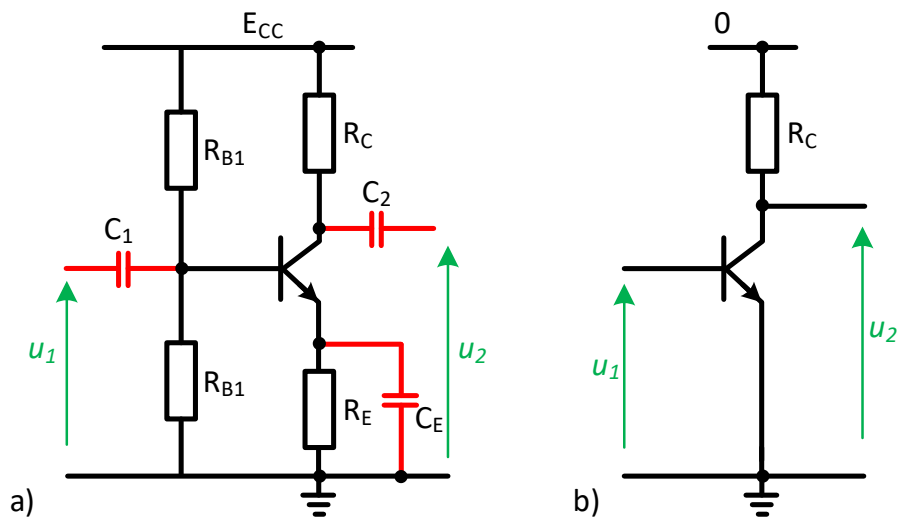
Topologię układu wzmacniacza narzuca sposobu wprowadzenia i wyprowadzenia wzmacnianego sygnału do i ze wzmacniacza niezależnie od zastosowanego układu polaryzacji elektrod tranzystora. Dla tranzystorów bipolarnych można wyróżnić trzy takie topologie:

- układ wspólnego emitera WE,
- układ wspólnego kolektora WK, inaczej wtórnik emiterowy,
- układ wspólnej bazy WB.

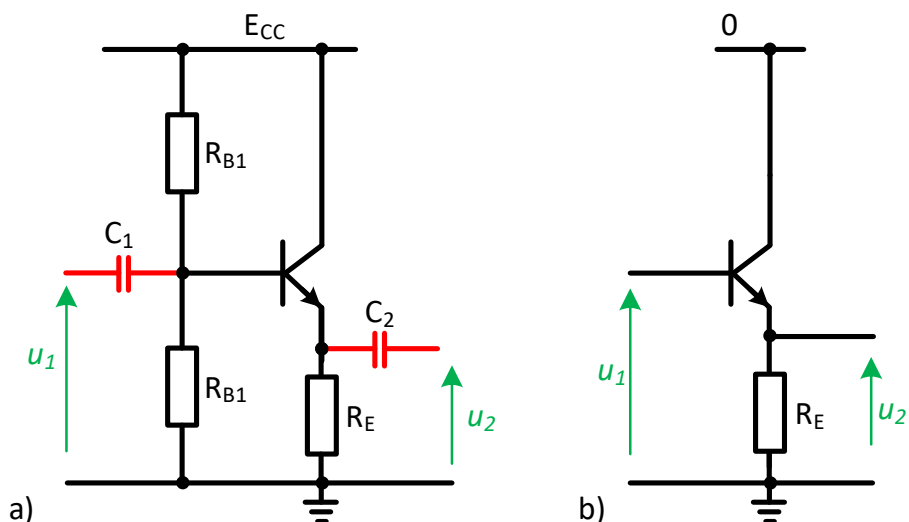
Na Rys. 5.6, Rys. 5.7 i Rys. 5.8 przedstawiono układy z tranzystorem bipolarnym. W każdym z nich jest ten sam układ polaryzacji elektrod tranzystora: potencjometryczny ze sprzężeniem emiterowym.

W układzie WE rezystor emiterowy  $R_E$  jest zwarty kondensatorem blokującym o dużej pojemności co umożliwi wyeliminowanie ujemnego sprzężenia zwrotnego dla składowej przemiennej przebiegu, a ponieważ rezystor  $R_E$  ma wpływ na współczynniki stabilizacji punktu pracy tranzystora (ujemne sprzężenie zwrotne dla składowej stałej) to nie można go wyeliminować z układu.

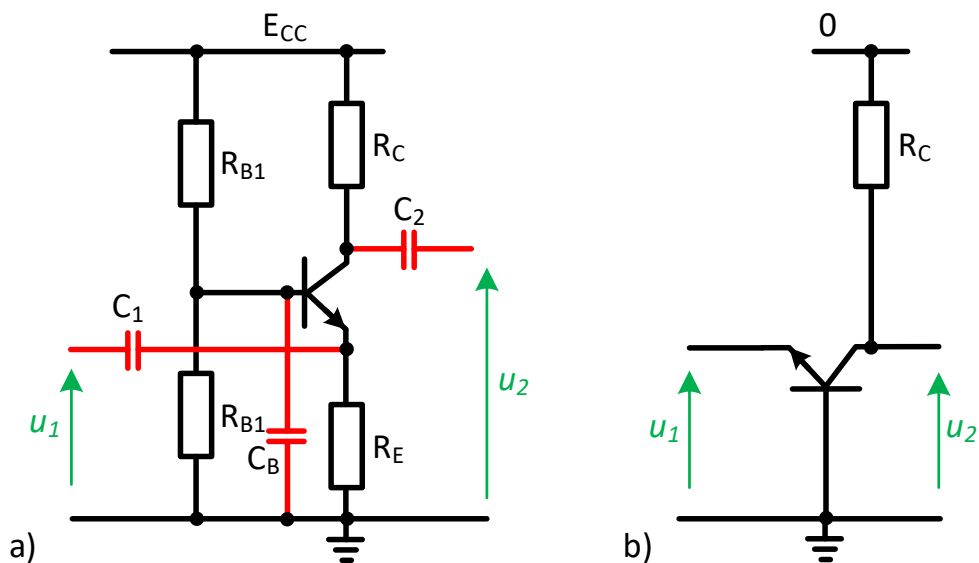
We wzmacniaczu w układzie WK podobna sytuacja jest z rezystorem  $R_C$ , który dla składowej przemiennej jest nie potrzebny, ale w tym wypadku można go wyeliminować z układu, ponieważ nie ma on wpływu na współczynniki stabilizacji punktu pracy tranzystora. Zatem zamiast zwierać go kondensatorem o dużej pojemności po prostu zastępuje się go elementem zwiernym ( $R_C=0 \Omega$ ). Oczywiście, żeby uzyskać identyczne współrzędne punktu pracy tranzystora jak w układach WE i WK należy w tym wypadku lekko skorygować wartości rezystancji dzielnika napięcia  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$  i rezystora  $R_E$ .



Rys. 5.6. Jednostopniowy wzmacniacz małych i średnich częstotliwości z tranzystorem bipolarnym w układzie wspólnego emitera WE, a) schemat obwodu, b) schemat uproszczony obwodu dla składowej przemiennej



Rys. 5.7. Jednostopniowy wzmacniacz małych i średnich częstotliwości z tranzystorem bipolarnym w układzie wspólnego kolektora WK, a) schemat obwodu, b) schemat uproszczony obwodu dla składowej przemiennej

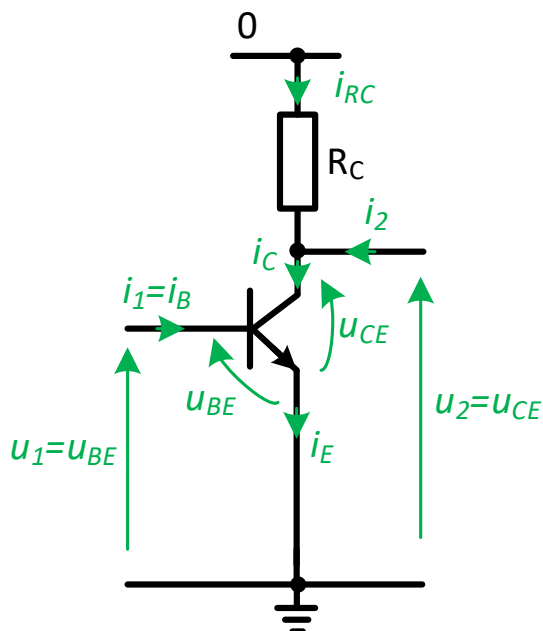


Rys. 5.8. Jednostopniowy wzmacniacz małych i średnich częstotliwości z tranzystorem bipolarnym w układzie wspólnej bazy WB, a) schemat obwodu, b) schemat uproszczony obwodu dla składowej przemiennej

### Parametry wzmacniaczy z tranzystorem BJT

Na podstawie równań tranzystora modelu małosygnałowego oraz wybranej topologii wzmacniacza można wyznaczyć kluczowe parametry wzmacniacza:

Wzmacniacz w układzie wspólnego emitera WE:



$$u_{BE} = u_1; i_B = i_1; u_{CE} = u_2; \quad (5.20)$$

$$i_C = i_2 + i_{RC} = i_2 - \frac{u_2}{r_{CE}}; \quad (5.21)$$

$$\begin{cases} u_1 = i_1 \cdot r_{BE} + u_2 \cdot k_f \\ i_2 - \frac{u_2}{R_C} = i_1 \cdot \beta + u_2 \cdot \frac{1}{r_{CE}} \end{cases} \quad (5.22)$$

Rys. 5.9. Wyznaczanie parametrów wzmacniacza w układzie WE

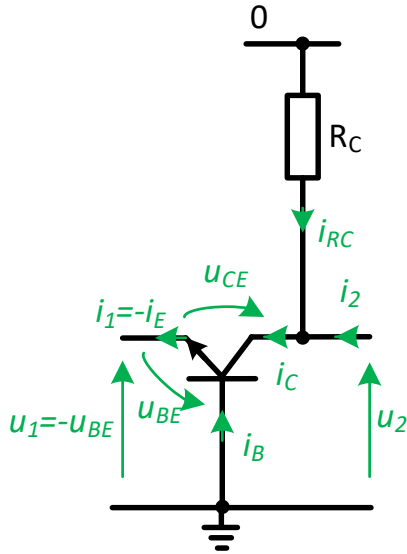


$$k_u = \frac{u_2}{u_1} \Big|_{i_2=0} = \frac{\frac{-\beta}{r_{BE}}}{\frac{1}{R_C} + \frac{1}{r_{CE}} - \frac{k_f \beta}{r_{BE}}} \cong \frac{-\beta \cdot R_C}{r_{BE}} \Big|_{\substack{r_{CE} \rightarrow \infty \\ k_f=0}} \quad (5.23)$$

$$r_{we} = \frac{u_1}{i_1} \Big|_{i_2=0} = \frac{r_{BE} \left( \frac{1}{R_C} + \frac{1}{r_{CE}} \right) - k_f \beta}{\frac{1}{R_C} + \frac{1}{r_{CE}}} \cong r_{BE} \Big|_{k_f=0} \quad (5.24)$$

$$r_{wy} = \frac{u_2}{i_2} \Big|_{u_1=0} = \frac{1}{\frac{1}{R_C} + \frac{1}{r_{CE}} - \frac{k_f \beta}{r_{BE}}} \cong R_C \Big|_{\substack{r_{CE} \rightarrow \infty \\ k_f=0}} \quad (5.25)$$

Wzmacniacz w układzie wspólnej bazy WB:



$$u_{BE} = -u_1; \quad u_{CE} = u_2 - u_1; \quad (5.26)$$

$$i_C = i_2 + i_{RC} = i_2 - \frac{u_2}{r_{CE}}; \quad (5.27)$$

$$i_B = i_E - i_C = -i_1 - i_2 + \frac{u_2}{r_{CE}}; \quad (5.28)$$

$$\begin{cases} -u_1 = \left( -i_1 - i_2 + \frac{u_2}{r_{CE}} \right) \cdot r_{BE} + (u_2 - u_1) \cdot k_f \\ i_2 - \frac{u_2}{r_{CE}} = \left( -i_1 - i_2 + \frac{u_2}{r_{CE}} \right) \cdot \beta + (u_2 - u_1) \cdot \frac{1}{r_{CE}} \end{cases} \quad (5.29)$$

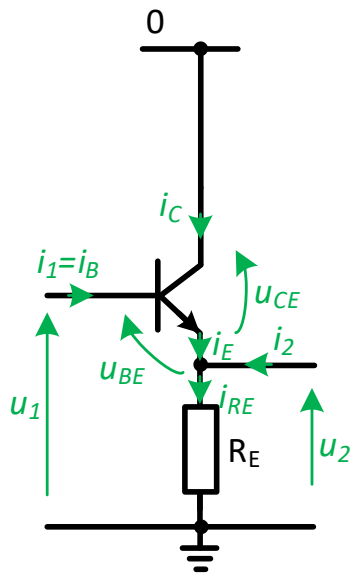
Rys. 5.10. Wyznaczanie parametrów wzmacniacza w układzie WB

$$k_u = \frac{u_2}{u_1} \Big|_{i_2=0} = \frac{\frac{\beta}{r_{BE}} \frac{(1-k_f) + \frac{1}{r_{CE}}}{\frac{1}{R_C} + \frac{1}{r_{CE}} - \frac{k_f \beta}{r_{BE}}}}{\frac{1}{R_C} + \frac{1}{r_{CE}} - \frac{k_f \beta}{r_{BE}}} \cong \frac{\beta \cdot R_C}{r_{BE}} \Big|_{\substack{r_{CE} \rightarrow \infty \\ k_f=0}} \quad (5.30)$$

$$r_{we} = \frac{u_1}{i_1} \Big|_{i_2=0} = \frac{r_{BE} \left( \frac{1}{R_C} + \frac{1}{r_{CE}} \right) - k_f \beta}{\frac{1}{r_{CE}} \left( \frac{r_{BE} + 1}{R_C} \right) + \frac{(\beta+1)(1-k_f)}{R_C}} \cong \frac{r_{BE}}{\beta+1} \Big|_{\substack{r_{CE} \rightarrow \infty \\ k_f=0}} \cong \frac{r_{BE}}{\beta} \quad (5.31)$$

$$r_{wy} = \frac{u_2}{i_2} \Big|_{u_1=0} = \frac{1}{\frac{1}{R_C} + \frac{1}{r_{CE}} - \frac{k_f \beta}{r_{BE}}} \cong R_C \Big|_{\substack{r_{CE} \rightarrow \infty \\ k_f=0}} \quad (5.32)$$

Wzmacniacz w układzie wspólnego kolektora WK:



$$u_{BE} = u_1; i_B = i_1; u_{CE} = -u_2; \quad (5.33)$$

$$i_C = i_E - i_B = \frac{u_2}{R_E} - i_2 - i_1; \quad (5.34)$$

$$\begin{cases} u_1 = i_1 \cdot r_{BE} - u_2 \cdot k_f \\ \frac{u_2}{R_E} - i_2 - i_1 = i_1 \cdot \beta - u_2 \frac{1}{r_{CE}} \end{cases} \quad (5.35)$$

Rys. 5.11. Wyznaczanie parametrów wzmacniacza w układzie WK

$$k_u = \frac{u_2}{u_1} \Big|_{i_2=0} = \frac{1}{1 + \frac{r_{BE}}{\beta+1} \left( \frac{1}{R_E} + \frac{1}{r_{CE}} \right) - k_f} \cong \frac{1}{1 + \frac{r_{BE}}{R_E(\beta+1)}} \Big|_{\substack{r_{CE} \rightarrow \infty \\ k_f=0}} \cong 1 \quad (5.36)$$

$$r_{we} = \frac{u_1}{i_1} \Big|_{i_2=0} = \frac{1}{\frac{1}{R_E} + \frac{1}{r_{CE}} + \frac{(\beta+1)(1-k_f)}{r_{BE}}} \cong \frac{1}{\frac{1}{R_E} + \frac{\beta+1}{r_{BE}}} \Big|_{\substack{r_{CE} \rightarrow \infty \\ k_f=0}} \cong \frac{r_{BE}}{\beta} \quad (5.37)$$

$$r_{wy} = \frac{u_2}{i_2} \Big|_{u_1=0} = r_{BE} + \frac{(\beta+1)(1-k_f)}{\frac{1}{R_E} + \frac{1}{r_{CE}}} \cong r_{BE} + (\beta+1)R_E \Big|_{\substack{r_{CE} \rightarrow \infty \\ k_f=0}} \cong \beta R_E \quad (5.38)$$

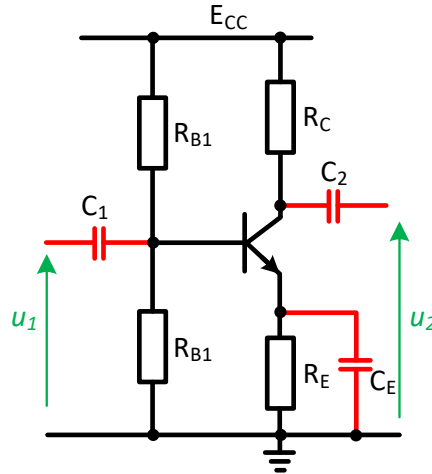
### Charakterystyka amplitudowo – częstotliwościowa wzmacniacza jednostopniowego

Wzmocnienie napięciowe w jednostopniowych wzmacniaczach niskich i średnich częstotliwości zależy od częstotliwości sygnału wejściowego (wzmacnianego). W rezultacie wzmacniacze cechują się pasmem przenoszenia, które wyznacza się w zakresie częstotliwości, dla których wzmocnienie napięciowe zostaje osłabione o -3dB (co odpowiada 0.707 wartości wzmocnienia w skali liniowej).

W obwodzie wzmacniacza stosuje się kondensatory dla filtrowania składowej stałej oraz ograniczenia sprzężenia zwrotnego dla sygnałów przemiennych, których impedancja zależy od częstotliwości (Rys. 5.12):

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} \quad (5.39)$$

Impedancja kondensatora rośnie dla malejących wartości pojemności, zaś dla dużych pojemności (rzędu kilku – kilkunastu  $\mu\text{F}$ ) impedancja jest niewielka. W związku z tym, kondensatory filtrujące  $C_1$ ,  $C_2$  oraz kondensator  $C_E$  będący efektywnie zwarcie dla wyższych częstotliwości ( $X_{CE} \rightarrow 0$ ) powodują osłabienie wzmocnienia dla niskich częstotliwości.



Rys. 5.12. Jednostopniowy wzmacniacz małych i średnich częstotliwości z tranzystorem bipolarnym w układzie wspólnego emitera z kondensatorami filtrującymi  $C_1$ ,  $C_2$  oraz kondensatorem sprzężenia emiterowego  $C_E$ .

W przypadku kondensatora  $C_1$ , wzmocnienie zostaje zmniejszone o -3dB następują przy równych wartościach rezystancji wejściowej wzmacniacza i impedancji kondensatora. W rezultacie można wyznaczyć częstotliwość graniczną wynikającą z zastosowania kondensatora  $C_1$  na podstawie wzoru:

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi R_{we} C_1} \quad (5.40)$$

gdzie  $R_{we}$  jest wypadkową rezystancją wejściową wzmacniacza  $R_{B1} || R_{B2} || r_{BE}$ .

Podobny wpływ na ograniczenie możliwości wzmocnienia niskich częstotliwości ma zastosowany kondensator  $C_2$ . Przy nieobciążonym wzmacniaczu ( $i_2=0$ ) częstotliwość, przy której dochodzi do ograniczenia wzmocnienia o -3dB można wyznaczyć ze wzoru:

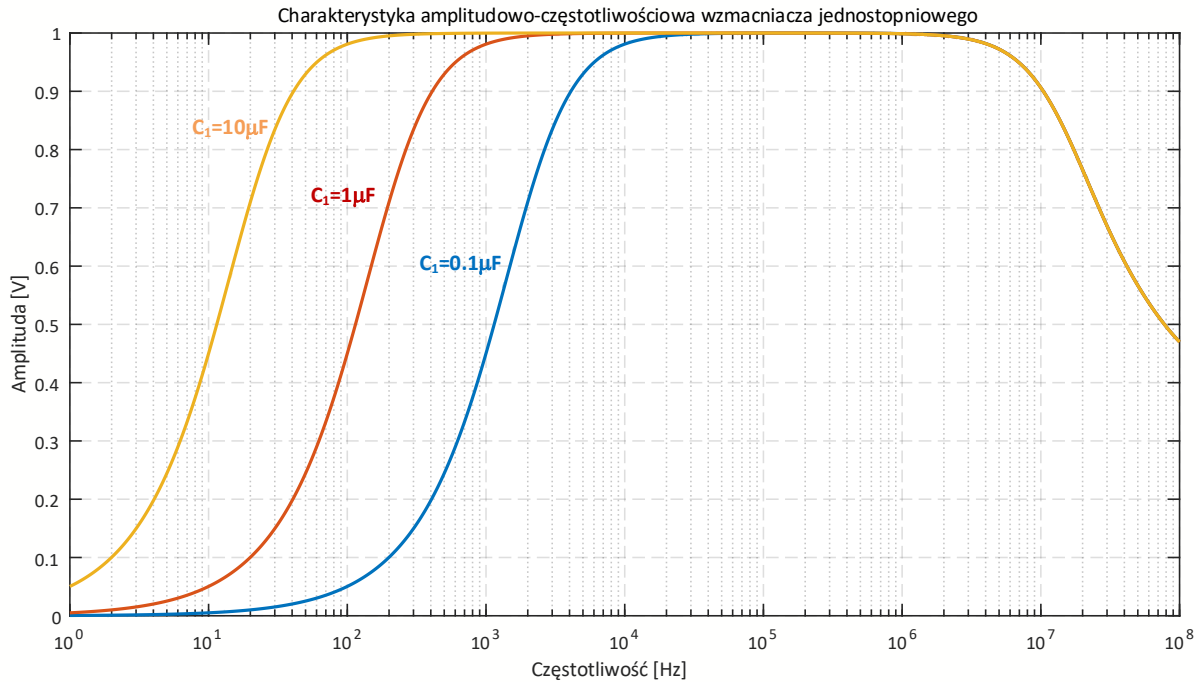
$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi R_C C_2} \quad (5.40)$$

Wpływ na ograniczenie możliwości wzmocnienia niskich częstotliwości posiada również impedancja obwodu sprzężenia zwrotnego emiterowego. Aby możliwe było wyznaczenie częstotliwości granicznej, konieczna jest znajomość wypadkowej rezystancji bazy  $R_B$  oraz wewnętrznej rezystancji tranzystora  $r_{BE}$  i wzmocnienia prądowego  $\beta$ . Wyznaczając obwód zastępczy wzmacniacza dla obwodu emitera i wypadkową rezystancję emitera możliwe jest obliczenie częstotliwości granicznej ze wzoru:

$$f_{cE} = \frac{1}{2\pi \left[ \frac{R_{we}}{\beta} || R_E \right] C_E} \quad (5.41)$$

Faktyczna wartość częstotliwości, przy której dojdzie do osłabienia wzmocnienia -3dB, wyznaczającej dolną granicę pasma przenoszenia, będzie odpowiadać najwyższej częstotliwości granicznej ze wszystkich trzech obwodów RC opisanych powyżej. Każdy z obwodów RC będzie powodował osłabienie wzmocnienia o dodatkowe -20 db/dekade.

Wpływ zmian pojemności kondensatora  $C_1$  na dolną częstotliwość graniczną pasma przenoszenia przedstawiono na Rys. 5.13



Rys. 5.13. Charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowe wzmacniacza jednostopniowego z tranzystorem BC337 dla różnych wartości pojemności wejściowej  $C_1$ .

Górna wartość graniczna pasma przenoszenia, czyli częstotliwość, dla której wzmocnienie maleje o -3 dB (0.707 p.u) zależy od wewnętrznych pojemności tranzystora  $C_{BE}$  oraz  $C_{BC}$ . Wartości tych pojemności, podane często w nocie katalogowej danego elementu mieszczą się w zakresie pF, stąd wartość impedancji dla niskich i średnich częstotliwości jest tak duża, że można traktować je jak zwarcie dla sygnałów AC (brak wpływu na częstotliwości niskie i średnie). Dla wysokich częstotliwości impedancja wewnętrznych pojemności tranzystora maleje, doprowadzając do osłabienia wzmocnienia napięciowego.

Wyznaczenie górnej częstotliwości pasma przenoszenia jest możliwe po zastosowaniu teorii Millera, która definiuje wpływ pojemności  $C_{BC}$  na impedancję wejściową wzmacniacza i impedancję wyjściową. Zgodnie z teorią Millera, pojemność zastępcza dołączona do wejścia wzmacniacza wynosi:

$$C_{we\_M} = C_{BC}(k_u + 1) \quad (5.42)$$

Zaś pojemność zastępcza dołączona do wyjścia wzmacniacza:

$$C_{wy\_M} = C_{BC} \left( \frac{k_u + 1}{k_u} \right) \quad (5.43)$$

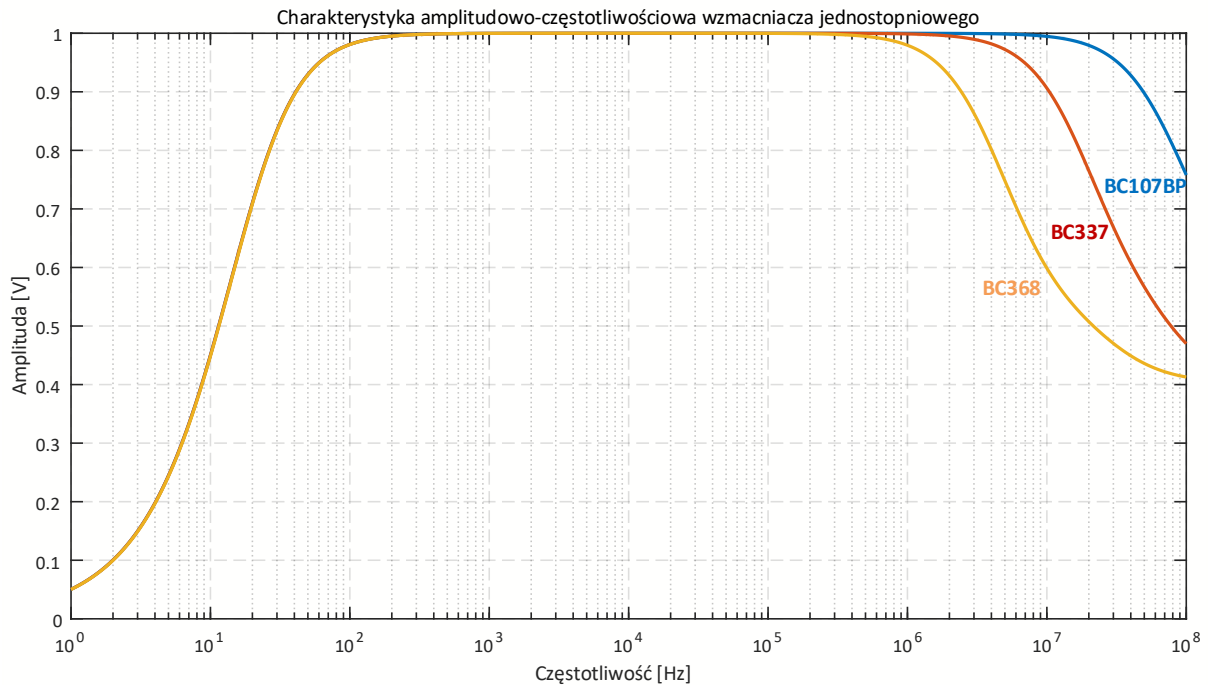
Uwzględniając powyższe zależności można wyznaczyć częstotliwość graniczną dla zastępczego kondensatora dołączonego do wejścia wzmacniacza:

$$f_{c\_we\_M} = \frac{1}{2\pi R_{we}(C_{we\_M} + C_{BE})} \quad (5.40)$$

Częstotliwość graniczna wynikająca z wpływu kondensatora o pojemności zastępczej dołączonej do wyjścia wynika zaś z zależności:

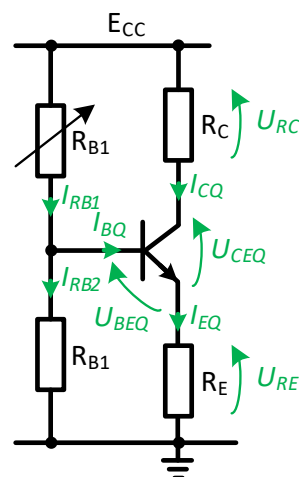
$$f_{c\_wy\_M} = \frac{1}{2\pi R_C C_{wy\_M}} \quad (5.40)$$

Dominującą częstotliwością wyznaczającą górną granicę pasma przenoszenia będzie niższa wartość z wyznaczonych powyżej zależności. Przykładowy wpływ różnych tranzystorów o innych pojemnościach wewnętrznych na charakterystykę amplitudowo częstotliwościową przedstawiono na Rys. 5.14.



Rys. 5.13. Charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowe wzmacniacza jednostopniowego w zależności od zastosowanego tranzystora o innych wartościach pojemności wewnętrznych.

## 5.2. Instrukcja doboru elementów składowych wzmacniacza małych częstotliwości dla tranzystora BC107A



Rys. 5.14. Schemat obwodu wzmacniacza jednotranzystorowego ze sprzężeniem zwrotnym emiterowym, zasilanego układem potencjometrycznym

### Przybliżona procedura obliczeń:

Aby wzmacniacz pracował w klasie A (tzn. wzmacniał sygnał w całym zakresie napięcia wejściowego, zarówno dla wartości dodatnich jak i ujemnych napięcia wejściowego), należy ustawić punkt pracy tranzystora tak, aby współrzędna  $V_{CE} = 0.5 V_{CC}$ .

Aby dobrać wartości rezystancji dla wzmacniacza należy wybrać wartość prądu kolektora  $I_{CQ}$  z jaką wzmacniacz ma pracować oraz wartość napięcia zasilania  $U_{CC}$ .

$$U_{CEQ} = 0,5E_{CC} \quad (5.41)$$

Z prawa Kirchhoffa oraz prawa Ohma:

$$R_C + R_E = \frac{0,5E_{CC}}{I_{CQ}} \quad (5.42)$$

Obliczoną wartość należy rozdzielić na  $R_C$  i  $R_E$  wiedząc, że większa wartość rezystancji  $R_C$  pozwoli uzyskać większe wzmocnienie, zaś rezystor emiterowy spowoduje osłabienie wzmocnienia zapewniając stabilizację pracy wzmacniacza i kompensację nieliniowości.

Prawidłowo dobrana zależność między rezystorami  $R_C$  i  $R_E$  to:

$$R_E = (0.1 \div 0.2)R_C \quad (5.43)$$

Napięcie dolnego rezystora dzielnika napięć –  $R_{B2}$  – zgodnie z prawem Kirchhoffa:

$$U_{RB2} = U_{BEQ} + R_E I_{CQ} \quad (5.44)$$

Wiedząc, że prąd bazy  $I_B \cong I_C / \beta_0$ , zapewniając znacząco większy prąd dzielnika napięć:

$$I_{RB1} \cong I_{RB2} = (40 \div 60)I_{BQ} = \frac{(40 \div 60)I_{CQ}}{\beta_0} \quad (5.45)$$

$$R_{B2} = \frac{U_{RB2}}{I_{RB2}} = \frac{U_{BEQ} + R_E I_{CQ}}{I_{RB2}} \quad (5.46)$$

$$U_{RB1} = U_{CC} - U_{RB2} \quad (5.47)$$

$$R_{B1} = \frac{U_{RB1}}{I_{RB1}} \quad (5.48)$$

Wartość rezystancji  $R_{B1}$  należy za pomocą potencjometru lub rezystora dekadowego skorygować podczas projektowania układu tak, aby punkt pracy tranzystora miał współrzędną dokładnie  $U_{CEQ} = 0,5E_{CC}$ .

### 5.3. Instrukcja ćwiczenia laboratoryjnego

#### Ćwiczenie nr: 5 – Wzmacniacz małej częstotliwości

Materiały obowiązujące na teście i w trakcie realizacji ćwiczenia:

- 1) Wprowadzenie teoretyczne do wzmacniaczy jednorozystorowych
- 2) Instrukcja ćwiczenia laboratoryjnego
- 3) Nota katalogowa tranzystora BJT BC337

**Cel ćwiczenia:** Analiza pracy jednorozystorowego wzmacniacza małych częstotliwości w układzie wspólnego emitera z oraz bez sprzężenia zwrotnego emiterowego – obserwacja i porównanie podstawowych wielkości elektrycznych i przebiegów obwodów elektronicznych.

#### 1. Analiza DC wzmacniacza jednorozystorowego ze sprzężeniem zwrotnym emiterowym – stan aktywny tranzystora BJT – ustawienie punktu pracy w klasie A wzmacniacza.

##### a) Oszacowanie wartości rezystancji w układzie bezpośredniego zasilania ze sprzężeniem emiterowym.

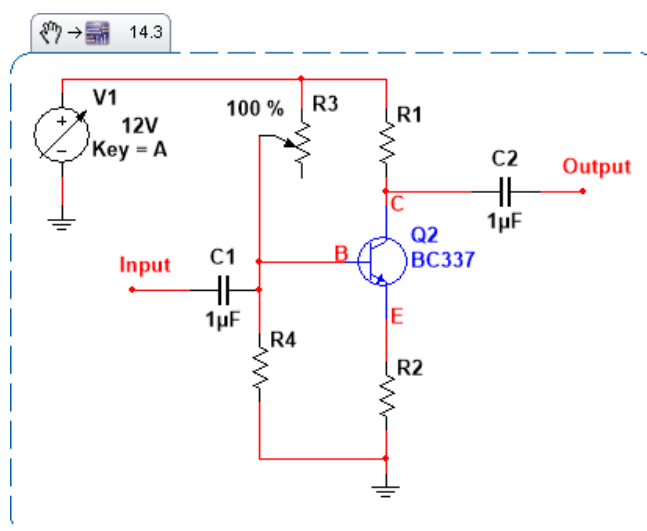
Stanowisko laboratoryjne zostało wyposażone w tranzystor bi-polarny NPN BJT BC337. Proszę obliczyć wartości rezystancji kolektora  $R_C$ , emitera  $R_E$ , rezystancji bazy  $R_{B1}$  oraz  $R_{B2}$  w układzie zasilania potencjometrycznego. W obliczeniach proszę przyjąć, że tranzystor charakteryzuje się dużą wartością wzmacnienia  $\beta_0$  ( $>100$  A/A), napięcie baza-emiter  $U_{BE}$  w punkcie pracy wzmacniacza  $U_{BEQ} = 0.7$  V.

Wartości rezystancji należy dobrać dla układu zasilanego napięciem stałym  $E_{CC} = 12$  V oraz przyjętego prądu kolektora w punkcie pracy tranzystora  $I_{CQ} = 2$  mA.

##### b) Tworzenie modelu laboratoryjnego (symulacyjnego) jedno-tranzystorowego wzmacniacza małej częstotliwości)

Proszę połączyć obwód elektroniczny wzmacniacza jedno-tranzystorowego zgodnie ze schematem pokazanym na Rys. 5.3.1. Rezystor  $R_{B1}$  proszę zastąpić rezystorem potencjometrycznym lub dekadowym. Proszę podłączyć multimetr do pomiaru napięcia kolektor-emiter  $U_{CE}$  oraz multimetr do pomiaru prądu kolektora  $I_C$  (pośrednio poprzez pomiar napięcia na rezystorze). W trakcie pomiarów proszę zmierzyć napięcie baza-emiter w punkcie pracy  $V_{BEQ}$ , prąd kolektora  $I_{CQ}$ , napięcie kolektor-emiter  $V_{CEQ}$ .

*(w symulacji – praca zdalna) Prąd w obwodzie można mierzyć korzystając z narzędzia Current Probe, zaś napięcie za pomocą narzędzia Differential Voltage Probe.*



Rys. 5.3.1. Schemat wzm. małej częstotliwości ze sprzężeniem zwrotnym emiterowym

### c) Ustawienie punktu pracy tranzystora, tak aby wzmacniacz pracował w klasie A

Zmieniając prąd bazy tranzystora (poprzez zmianę rezystancji wejściowej potencjometrycznym układzie zasilania) proszę dobrać punkt pracy tranzystora ( $I_{CQ}$ ,  $U_{CEQ}$ ) tak, aby wzmacniacz pracował w klasie A. Punkt pracy tranzystora powinien znajdować się w połowie prostej obciążenia tranzystora.

### 2. Analiza AC wzmacniacza jednotranzystorowego ze sprzężeniem zwrotnym emiterowym – charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa wzmacniacza małej częstotliwości.

#### a) Obliczenie wzmocnienia napięciowego wzmacniacza małej częstotliwości

Proszę podłączyć generator funkcyjny do wejścia zaprojektowanego wzmacniacza małej częstotliwości oraz zmierzyć wzmocnienie napięciowe wzmacniacza dla maksymalnej amplitudy przebiegu wyjściowego, przyjmując sinusoidalny przebieg wejściowy o częstotliwości  $f_{in} = 10$  kHz. Pomiaru oraz obliczeń należy dokonać wykorzystując parametry sygnału wejściowego oraz oscyloskop z sondami pomiarowymi podłączonymi do wejścia i wyjścia wzmacniacza. Aby uzyskać maksymalny przebieg napięcia wyjściowego należy zwiększać amplitudę sygnału wejściowego od wartości min. 10 mV.

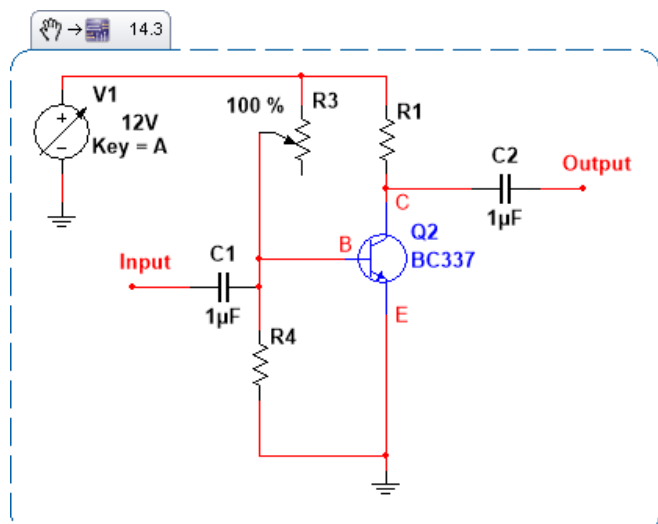
#### b) Wyznaczanie charakterystyki amplitudowej wzmacniacza małej częstotliwości

Dla dobranej w punkcie 2a wartości amplitudy sygnału wejściowego pozwalającej uzyskać maksymalną amplitudę napięcia wyjściowego proszę wyznaczyć punkty charakterystyczne charakterystyki amplitudowej wzmacniacza oraz zaznaczyć i podać wartości pasma przenoszenia wzmacniacza. Proszę zamieścić w tabeli wartości częstotliwości granicznych (górną i dolną), dla których wzmocnienie napięciowe układu jest w przybliżeniu wciąż równe 1 oraz wartości częstotliwości granicznych pasma przenoszenia, zgodnie z definicją pasma przenoszenia. Proszę narysować przybliżoną charakterystykę amplitudową na bazie uzyskanych wartości częstotliwości.

*(w symulacji – praca zdalna) Uzyskany wynik proszę porównać z charakterystyką amplitudową zaprojektowanego wzmacniacza dokonując analizy ACsweep w granicach częstotliwości od 1 Hz do 10 MHz. Kursorami proszę zaznaczyć pasmo przenoszenia wzmacniacza.*

### 3. Analiza DC wzmacniacza jednotranzystorowego bez sprzężenia zwrotnego – stan aktywny tranzystora BJT – ustawienie punktu pracy w klasie A wzmacniacza.

Proszę połączyć układ wzmacniacza małej częstotliwości zgodnie z Rys. 5.3.2, a następnie postępując analogicznie do przypadku opisanego w punkcie 1a – 1c proszę ustawić punkt pracy tranzystora, tak aby wzmacniacz pracował w klasie A.



Rys. 5.3.2. Schemat wzm. małej częstotliwości bez sprzężenia zwrotnego



**4. Analiza AC wzmacniacza jednorozystorowego bez sprzężenia zwrotnego – porównanie charakterystyk amplitudowo-częstotliwościowych oraz wartości wzmocnienia napięciowego wzmacniacza małej częstotliwości.**

Postępując analogicznie do przypadku opisanego w punkcie 2a – 2b proszę zmierzyć wzmocnienie napięciowe układu oraz narysować charakterystykę amplitudową wzmacniacza. Uzyskane wyniki proszę porównać z wynikami uzyskanymi w punkcie 2.

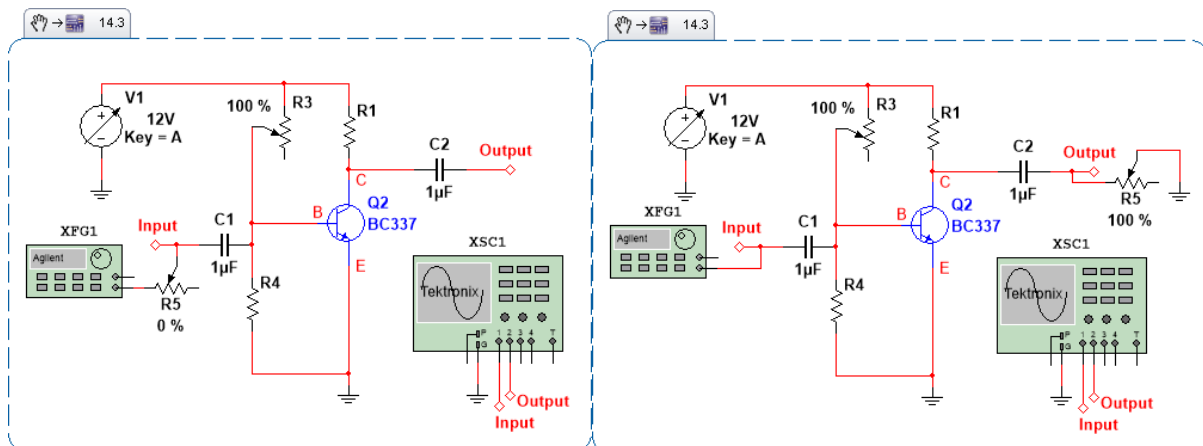
**5. (Dodatkowo) Wyznaczanie rezystancji dynamicznej wejściowej i wyjściowej wzmacniacza małej częstotliwości w układzie bez sprzężenia zwrotnego.**

**a) Wyznaczenie dynamicznej rezystancji wejściowej wzmacniacza metodą techniczną**

Proszę podłączyć rezystor dekadowy szeregowo z generatorem funkcyjnym, tak jak pokazano na Rys. 5.3.3a. Przyjmując amplitudę sygnału wejściowego z zadania 4 (dla maksymalnej amplitudy sygnału wyjściowego), proszę zmieniać rezystancję rezystora dekadowego do momentu obniżenia o połowę napięcia wyjściowego. Proszę podać wartość wyznaczonej w ten sposób rezystancji wejściowej.

**b) Wyznaczenie dynamicznej rezystancji wyjściowej wzmacniacza metodą techniczną**

Proszę podłączyć rezystor dekadowy do wyjścia wzmacniacza, tak jak pokazano na Rys. 3b. Przyjmując amplitudę sygnału wejściowego z zadania 4 (dla maksymalnej amplitudy sygnału wyjściowego), proszę zmieniać rezystancję rezystora dekadowego do momentu obniżenia o połowę napięcia wyjściowego. Proszę podać wartość wyznaczonej w ten sposób rezystancji wyjściowej.



Rys. 5.3.3. Schemat układu pomiaru rezystancji dynamicznych tranzystora a) (z lewej) pomiar rezystancji wejściowej, b) (z prawej) pomiar rezystancji wyjściowej.

#### 5.4. Zawartość raportu z przebiegu ćwiczenia

Laboratorium podstaw elektroniki SK2A – Ćw. 5 Wzmacniacz małej częstotliwości					
Rodzaj studiów:	Stacjonarne		Kierunek studiów:	Elektrotechnika	
Grupa dziekańska:		Data i godzina:		Nr zespołu:	
Skład zespołu:					

#### 1a-b. Oszacowanie wartości rezystancji w układzie bezpośredniego zasilania ze sprzężeniem emiterowym.

Schemat analizowanego układu:

Obliczenia:

Uzyskane wyniki:

$R_C = \dots\dots\dots$ ,  $R_E = \dots\dots\dots$ ,  $R_{B1} = \dots\dots\dots$ ,  $R_{B2} = \dots\dots\dots$

**1c. Ustawienie punktu pracy tranzystora, tak aby wzmacniacz pracował w klasie A**

Rzeczywisty punkt pracy tranzystora:

$$U_{CEQ} = \dots\dots\dots V$$

$$I_{CQ} = \dots\dots\dots mA$$

$$U_{BEQ} = \dots\dots\dots mV$$

**2a. Obliczenie wzmocnienia napięciowego wzmacniacza małej częstotliwości**

Wzmocnienie napięciowe obliczono ze wzoru:

$$k_U = \dots\dots\dots V/V$$

**2b. Wyznaczanie charakterystyki amplitudowej wzmacniacza małej częstotliwości**

Wzmocnienie napięciowe w granicy pasma przenoszenia:

$$k_{U_g} = \dots\dots\dots V/V$$

Uzyskane częstotliwości charakterystyczne pasma przenoszenia:

$$f_{d1} = \dots\dots\dots Hz$$

$$f_{d2} = \dots\dots\dots Hz$$

$$f_{g1} = \dots\dots\dots kHz$$

$$f_{g2} = \dots\dots\dots kHz$$

Aproksymowana charakterystyka amplitudowa wzmacniacza:

**3a-b. Oszacowanie wartości rezystancji w układzie bezpośredniego zasilania bez sprzężenia zwrotnego.**

Schemat analizowanego układu:

Obliczenia:

Uzyskane wyniki:

$$R_C = \dots\dots\dots, R_{B1} = \dots\dots\dots, R_{B2} = \dots\dots\dots$$

### 3c. Ustawienie punktu pracy tranzystora, tak aby wzmacniacz pracował w klasie A

Rzeczywisty punkt pracy tranzystora:

$$U_{CEQ} = \dots\dots\dots V$$

$$I_{CQ} = \dots\dots\dots mA$$

$$U_{BEQ} = \dots\dots\dots mV$$

### 4a. Obliczenie wzmocnienia napięciowego wzmacniacza małej częstotliwości

Wzmocnienie napięciowe obliczono ze wzoru:

$$k_U = \dots\dots\dots V/V$$

### 4b. Wyznaczanie charakterystyki amplitudowej wzmacniacza małej częstotliwości

Wzmocnienie napięciowe w granicy pasma przenoszenia:

$$k_{U_g} = \dots\dots\dots V/V$$

Uzyskane częstotliwości charakterystyczne pasma przenoszenia:

$$f_{d1} = \dots\dots\dots Hz$$

$$f_{d2} = \dots\dots\dots Hz$$

$$f_{g1} = \dots\dots\dots kHz$$

$$f_{g2} = \dots\dots\dots kHz$$

Aproksymowana charakterystyka amplitudowa wzmacniacza:

## 5. Porównanie układów – wnioski.

## 5.5. Przykładowe pytania sprawdzające

- Proszę narysować wzmacniacz małej częstotliwości w układzie wspólnego emitera WE ze sprzężeniem zwrotnym emiterowym i potencjometrycznym układem polaryzacji.
- Proszę podać charakterystyczne cechy klasy A wzmacniacza.
- Jak należy dobrać punkt pracy wzmacniacza, aby pracował on w klasie A?
- Proszę podać charakterystyczne parametry wzmacniacza.
- Proszę narysować model małego sygnałowy tranzystora BJT.
- Od czego zależy wzmocnienie napięciowe wzmacniacza? – proszę podać wzór.
- Proszę narysować charakterystykę amplitudowo-częstotliwościową wzmacniacza.
- Proszę podać warunki brzegowe pasma przenoszenia wzmacniacza.
- Jaki jest cel stosowania sprzężenia zwrotnego emiterowego?
- Proszę narysować charakterystykę tranzystora BJT dla danego prądu bazy, prostą obciążenia oraz zaznaczyć punkt pracy tranzystora.

Odpowiedzi na pytania znajdują się w rozdziale 5.1.