

Projektowanie wzmacniacza tranzystorowego OE

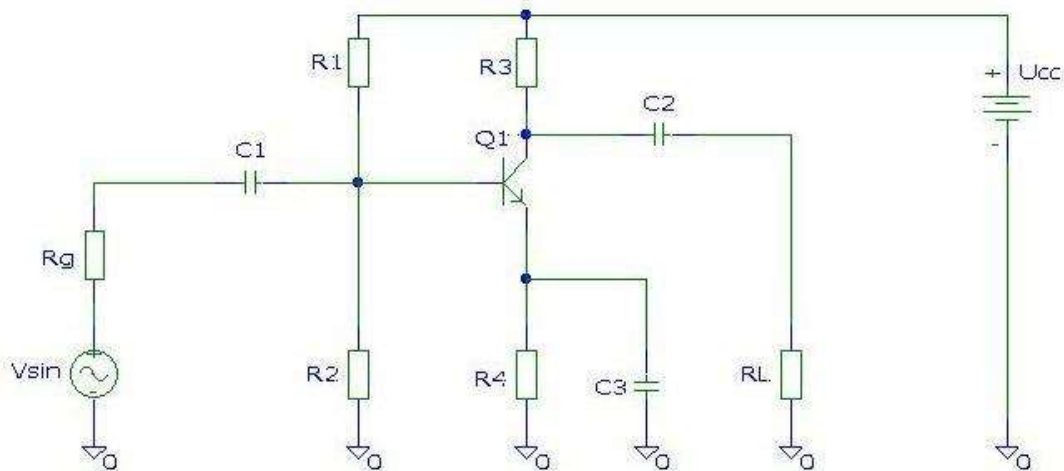
Poniżej przedstawiono dwa przykłady projektu wzmacniacza tranzystorowego pracującego w konfiguracji OE.

Pierwsze z zadań przedstawia projekt układu, którego zadaniem jest uzyskanie na zadanej wartości rezystancji obciążenia wzmacniacza określonej amplitudy niezniekształconego napięcia sinusoidalnego. Dodatkowo wyznaczone są parametry robocze układu oraz podany został sposób ograniczenia pasma pracy wzmacniacza. Przeanalizowana została także zmiana parametrów roboczych układu w przypadku braku pojemności bocznikującej rezystor emiterowy (wprowadzenie lokalnego sprzężenia zwrotnego).

W zadaniu numer 2 zaprojektowano wzmacniacz tranzystorowy spełniający następujące wymagania: określone wzmocnienie napięciowe, właściwości szumowe (dobór punktu pracy) oraz zadane pasmo pracy układu.

Zadanie 1

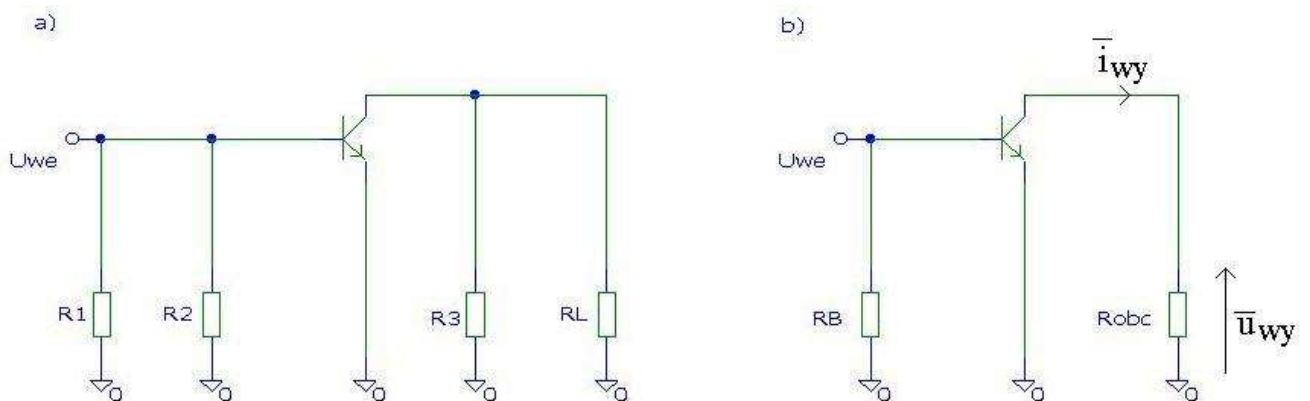
Zaprojektować wzmacniacz tranzystorowy pracujący w konfiguracji OE (rys. 1), którego minimalna amplituda napięcia wyjściowego będzie równa $U_{WYmin} = 1.5V$ dla rezystancji obciążenia układu $R_L = 3k\Omega$. Częstotliwość dolna f_d powinna wynosić 80Hz, a częstotliwość górna $f_g = 200kHz$. Wyznaczyć parametry robocze oraz górną częstotliwość graniczną zaprojektowanego wzmacniacza w przypadku braku w układzie pojemności C_3 . W układzie zastosować tranzystor BC527 II o parametrach: $U_{BE} = 0.65V$, $U_{Cesat} = 0.25V$, $\beta_0 = 200$, $c_{b'c} = 4.5pF$, $f_T = 150MHz$, $r_{bb'} = 0$. Rezystancja generatora jest równa $R_g = 1k\Omega$. Wszystkie wyznaczone wartości rezystancji i pojemności unormować do szeregu E24.



Rys. 1.1. Schemat projektowanego wzmacniacza tranzystorowego

Rozwiązanie

Aby na wyjściu wzmacniacza móc uzyskać określoną wartość nieznkształconej amplitudy napięcia, przy zadanej wartości rezystancji obciążenia, należy odpowiednio dobrać punkt pracy tranzystora (I_{CQ} , U_{CEQ}). Do określenia wartości prądu kolektora I_{CQ} pomocna będzie analiza zmiennoprądowa wyjścia wzmacniacza (rys. 1.2).



Rys. 1.2. Schemat zmiennoprądowy wzmacniacza: a) uwzględniający wszystkie elementy, b) uproszczony poprzez uwzględnienie połączenia równoległego rezystancji

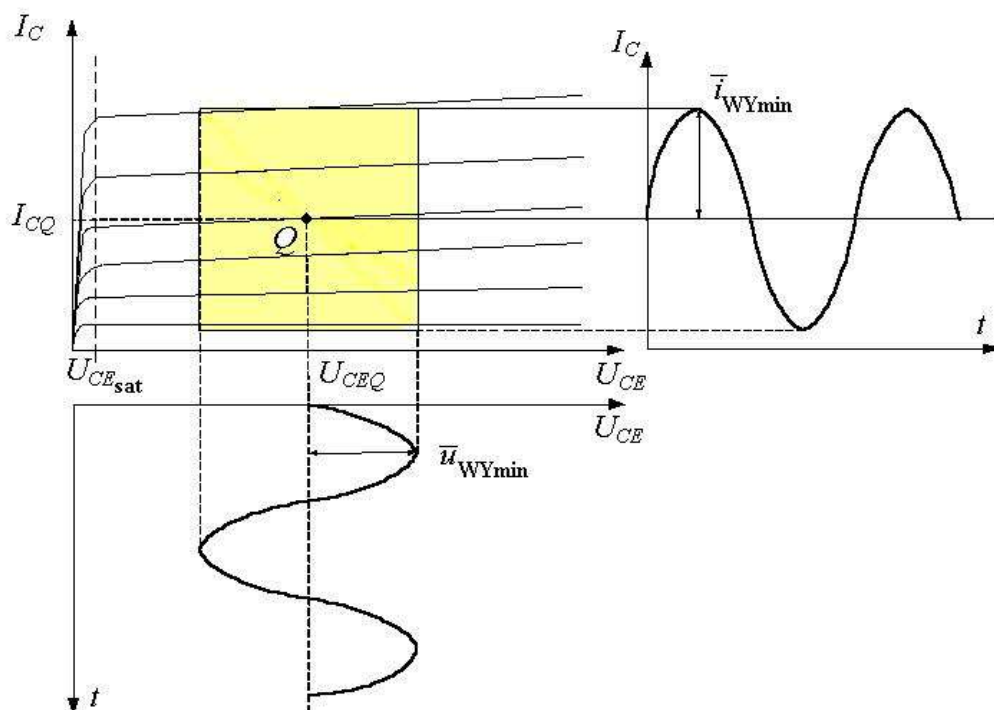
Przedstawione na rys. 1.2b rezystancje dane są następującymi zależnościami:

$$R_B = R_1 \parallel R_2 \quad (1.1)$$

$$R_{obc} = R_3 \parallel R_L \quad (1.2)$$

Analizując schemat z rys. 1.2b można napisać, korzystając z prawa Ohma, że:

$$\bar{i}_{WY} = \frac{\bar{u}_{WY}}{R_{obc}} \quad (1.3)$$



Rys. 1.3. Charakterystyki wyjściowe tranzystora z naniesionym punktem pracy i zmianami napięcia U_{CE} i prądu I_C

Widzimy także z rys. 1.3, że maksymalna amplituda prądu wyjściowego i_{WY} wzmacniacza jest równa co do wartości prądowi tranzystora w punkcie pracy I_{CQ} . Prądy i_{WY} i I_{CQ} mają przeciwne zwroty. Korzystając z zależności (1.3) możemy wyznaczyć minimalną wartość amplitudy prądu wyjściowego wzmacniacza, a co za tym idzie minimalną wartość prądu kolektora tranzystora w punkcie pracy. Ponieważ nie znamy wartości rezystancji obciążenia R_{obc} , przed obliczeniami musimy założyć wartość rezystancji kolektorowej R_3 . Wartość rezystancji R_3 zakładamy w granicach pojedynczych kiloomów. Dla uproszczenia obliczeń założono $R_3 = R_L = 3k\Omega$. Stąd, korzystając z zależności (1.2) $R_{obc} = 1.5k\Omega$ i minimalna wartość amplitudy prądu wyjściowego wzmacniacza wynosi:

$$\bar{i}_{WY \min} = I_{CQ \min} = \frac{\bar{u}_{WY \min}}{R_{obc}} = \frac{1.5V}{1.5k\Omega} = 1mA \quad (1.4)$$

Aby spełnić warunek na minimalną amplitudę nieznkształconego napięcia wyjściowego wzmacniacza z pewnym zapasem przyjęto wartość prądu kolektora tranzystora w punkcie pracy $I_{CQ} = 1.5mA$. Wartość napięcia kolektor – emiter tranzystora w punkcie pracy wyznaczono korzystając z rys. 1.3. Aby tranzystor nie wchodził w stan nasycenia dla określonej minimalnej

amplitudy napięcia wyjściowego wzmacniacza minimalna wartość napięcia U_{CEQ} musi spełniać zależność:

$$U_{CEQ\min} = U_{CEsat} + \bar{u}_{WY\min} + \Delta U \quad (1.5)$$

gdzie ΔU jest zapasem napięcia uwzględniającym zmiany punktu pracy wywołane zmianami temperatury. Zazwyczaj przyjmuje się $\Delta U = (1 \div 2)V$. Przyjmując $\Delta U = 2V$ napięcie $U_{CEQ\min}$ wynosi:

$$U_{CEQ\min} = U_{CEsat} + \bar{u}_{WY\min} + \Delta U = 0.25V + 1.5V + 2V = 3.75V \quad (1.6)$$

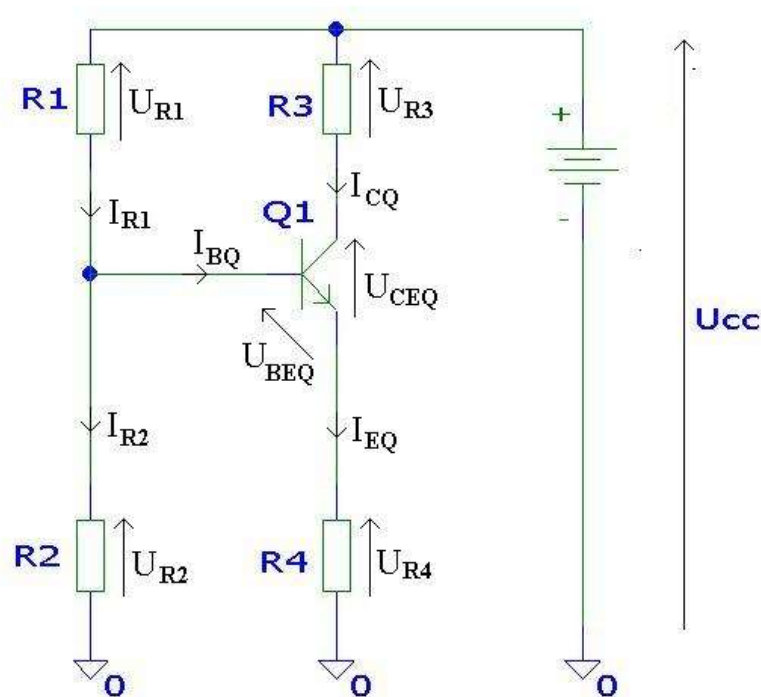
Następnie, korzystając ze schematu stałoprądowego wzmacniacza (rys. 1.4), wyznaczamy wartość napięcia zasilania wzmacniacza oraz wartości pozostałych rezystancji w układzie.

W celu zapewnienia dobrej stabilności temperaturowej punktu pracy spadek napięcia na rezystorze emiterowym R_4 powinien być kilkukrotnie większy od wartości napięcia baza – emiter tranzystora:

$$U_{R4} = (2 \div 4)U_{BEQ} \quad (1.7)$$

Korzystając z powyższego wyznaczamy wartość napięcia U_{R3} :

$$U_{R4} = 3U_{BEQ} = 3 \cdot 0.65V = 1.95V \quad (1.8)$$



Rys. 4. Schemat stałoprądowy wzmacniacza

Następnie, można zapisać równanie:

$$\begin{aligned} U_{CC\min} &= U_{R3} + U_{CEQ\min} + U_{R4} = I_{CQ}R_3 + U_{CEQ\min} + U_{R4} = \\ &= 1.5mA \cdot 3k\Omega + 3.75V + 1.95V = 10.2V \end{aligned} \quad (1.9)$$

Normując wartość napięcia zasilania do wartości standardowych przyjęto $U_{CC} = 12V$, co spowodowało wzrost napięcia kolektor – emiter do wartości $U_{CEQ} = 5.55V$.

Zakładając, że $I_{CQ} \cong I_{EQ}$, można wyznaczyć wartość rezystora R_4 :

$$R_4 = \frac{U_{R4}}{I_{CQ}} = \frac{1.95V}{1.5mA} = 1.3k\Omega \quad (1.10)$$

Wartość prądu bazy tranzystora I_{BQ} wyznaczamy z zależności:

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta_0} = \frac{1.5mA}{200} = 7.5\mu A. \quad (1.11)$$

Dla zapewnienia dobrej stabilności temperaturowej punktu pracy zakłada się, że podział prądu na dzielniku bazowym wynosi:

$$\frac{I_{R2}}{I_{BQ}} = (5 \div 20) \quad (1.12)$$

Zakładając, że $I_{R2} = 10I_{BQ}$ wyznaczamy:

$$I_{R2} = 10I_{BQ} = 75\mu A \quad (1.13)$$

Korzystając z I prawa Kirchoffa możemy zapisać, że:

$$I_{R1} = I_{R2} + I_{BQ} = 11I_{BQ} = 82.5\mu A \quad (1.14)$$

Następnie wyznaczamy wartość rezystora R_2 :

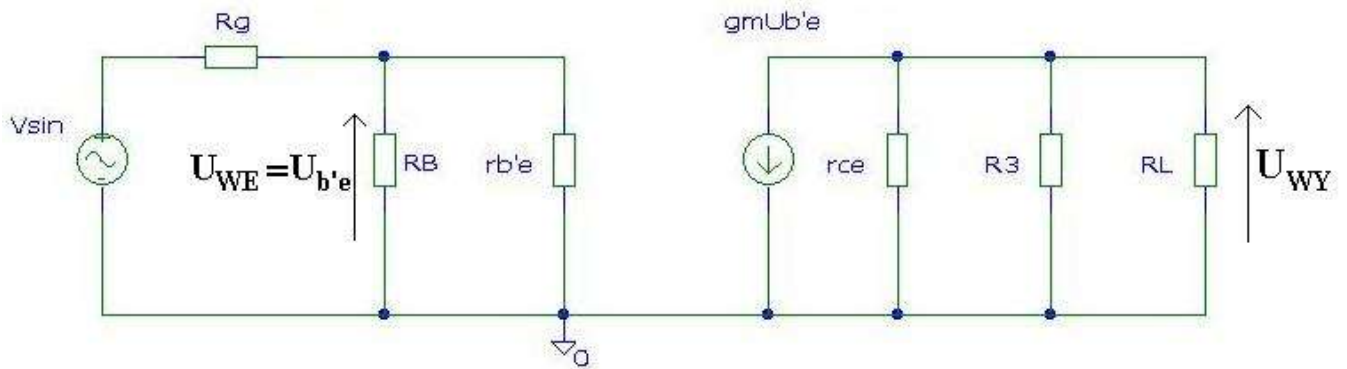
$$R_2 = \frac{U_{R2}}{I_{R2}} = \frac{U_{BEQ} + U_{R4}}{I_{R2}} = \frac{2.6V}{75\mu A} = 34.666k\Omega \cong 36k\Omega \quad (1.15)$$

Rezystor R_1 wyznaczamy korzystając z zależności:

$$R_1 = \frac{U_{R1}}{I_{R1}} = \frac{U_{CC} - U_{R2}}{I_{R1}} = \frac{U_{CC} - U_{BEQ} - U_{R4}}{I_{R1}} = \frac{9.4V}{82.5\mu A} = 113.939k\Omega \cong 110k\Omega \quad (1.16)$$

Przed wyznaczeniem wartości pojemności C_1 , C_2 i C_3 należy wyznaczyć parametry robocze wzmacniacza.

Na rys. 1.5 przedstawiono schemat zmiennoprądowy wzmacniacza z tranzystorem zastąpionym jego modelem hybryd π .



Rys. 1.5. Schemat zmiennoprądowy wzmacniacza

Jeżeli posiadamy dokładne dane katalogowe tranzystora to z zawartych w nich charakterystyk możemy odczytać wartości poszczególnych elementów modelu hybryd π tranzystora (w Instrukcji do Ćwiczenia laboratoryjnego dane te są zawarte w dołączonej tabeli). Gdy dysponujemy tylko parametrami podstawowymi, takimi jak podane w treści zadania, parametry modelu hybryd π możemy oszacować, korzystając ze znajomości punktu pracy tranzystora. I tak:

$$r_{b'e} = \frac{\beta_0 \varphi_T}{I_{CQ}} = \frac{200 \cdot 26.5mV}{1.5mA} = 3.53k\Omega \quad (1.17)$$

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{\varphi_T} = \frac{1.5mA}{26.5mV} = 56.6mS \quad (1.18)$$

$$r_{ce} = \frac{U_Y}{I_{CQ}} = 66.6k\Omega \quad (1.19)$$

gdzie:

φ_T – jest to potencjał termiczny złącza równy w temperaturze pokojowej 26.5mV,

U_Y – jest to napięcie Early'ego równe 100V dla tranzystorów NPN lub 60V dla tranzystorów typu PNP.

Nie zaznaczoną na rys. 5 pojemność $c_{b'e}$ wyznaczamy przekształcając równanie:

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(c_{b'e} + c_{b'c})} \quad (1.20)$$

I tak na podstawie podanych w treści zadania danych katalogowych tranzystora BC527 II:

$$c_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi f_T} - c_{b'c} = \frac{56.6mS}{2 \cdot \pi \cdot 150MHz} - 4.5pF = 55.5pF \quad (1.21)$$

Wzmocnienie napięciowe układu wyznaczamy korzystając z zależności:

$$k_U = -g_m (R_{obc} \parallel r_{ce}) = -56.6mS \cdot 1.46k\Omega = -83 \left[\frac{V}{V} \right] \quad (1.22)$$

Rezystancja wejściowa wzmacniacza dana jest zależnością:

$$r_{WE} = R_B \parallel r_{b'e} = 3.123k\Omega \quad (1.23)$$

Rezystancja wyjściowa układu jest równa:

$$r_{wy} = R_3 \parallel r_{ce} = 2.87k\Omega \quad (1.24)$$

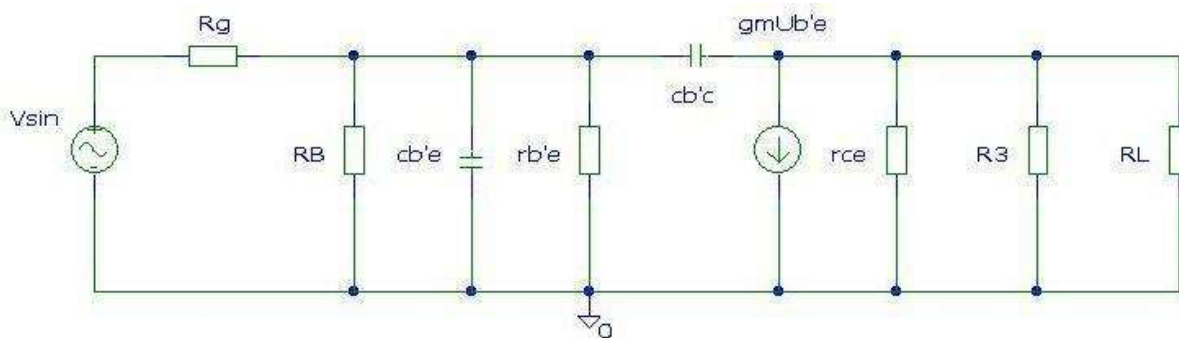
Współczynnik wykorzystania napięcia generatora wynosi:

$$\gamma_U = \frac{r_{WE}}{R_g + r_{WE}} = \frac{3.123k\Omega}{1k\Omega + 3.123k\Omega} = 0.757 \quad (1.25)$$

Wzmocnienie napięciowe skuteczne układu dane jest zależnością:

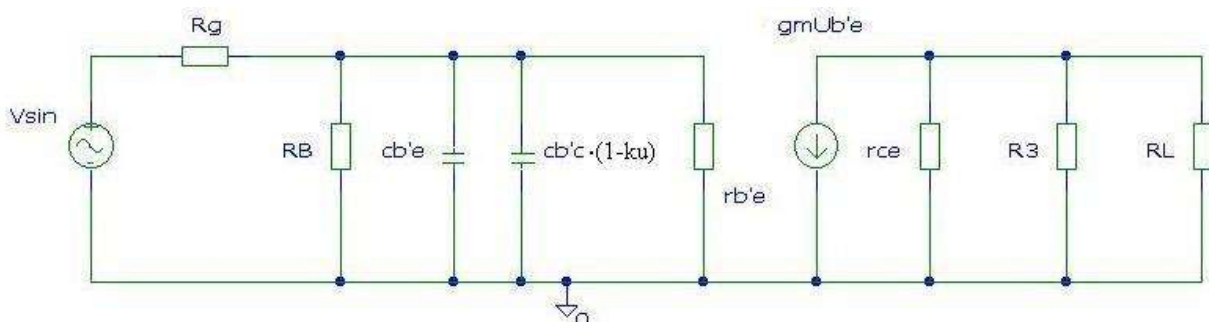
$$k_{USK} = \gamma_U k_U = -62.87 \left[\frac{V}{V} \right] \quad (1.26)$$

Górną częstotliwość graniczną wzmacniacza wyznaczmy korzystając ze schematu zmiennoprądowego układu, przy czym tranzystor został zastąpiony jego pełnym modelem hybryd π (uwzględniając pojemności $c_{b'e}$ i $c_{b'c}$, przy $r_{bb'} = 0$). Schemat ten przedstawiono na rys. 1.6.



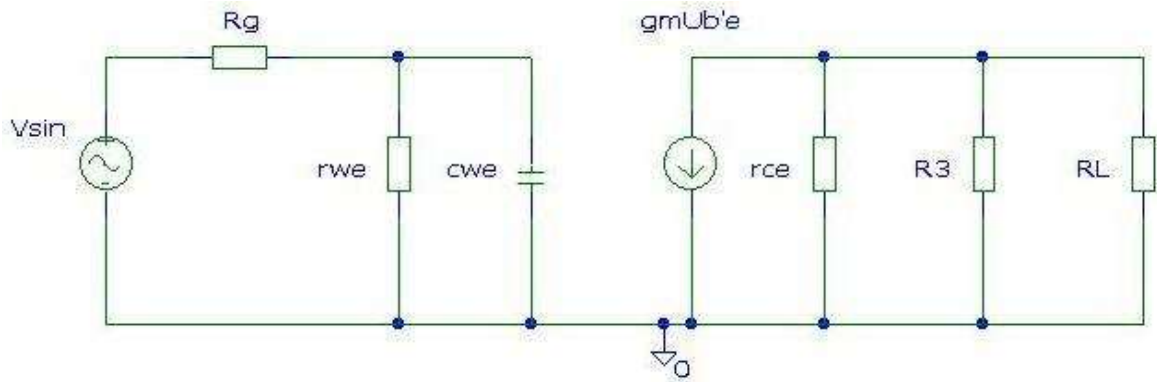
Rys. 1.6. Schemat wzmacniacza z tranzystorem zastąpionym pełnym modelem hybryd π

Korzystając z napięciowego twierdzenia Millera układ przekształcamy do postaci przedstawionej na rys. 1.7.



Rys. 1.7. Schemat zmiennosygnałowy wzmacniacza po zastosowaniu twierdzenia Millera

Wyznaczenie częstotliwości górnej wzmacniacza sprowadza się do wyznaczenia częstotliwości granicznej układu przedstawionego na rys. 1.8:



Rys. 1.8. Schemat wzmacniacza pomocny w wyznaczaniu częstotliwości górnej układu

Pojemność wejściowa układu dana jest zależnością:

$$c_{WE} = c_{b'e} + (1 - k_U)c_{b'c} = 55.5 \text{ pF} + 378 \text{ pF} = 433.5 \text{ pF} \quad (1.27)$$

Transmitancja napięciowa wzmacniacza z rys. 1.8 dana jest zależnością:

$$k_{USK}(s) = -g_m (R_{obc} \parallel r_{ce}) \left(\frac{r_{WE} \parallel \frac{1}{sC_{WE}}}{R_g + r_{WE} \parallel \frac{1}{sC_{WE}}} \right) = k_U \left(\frac{r_{WE} \parallel \frac{1}{sC_{WE}}}{R_g + r_{WE} \parallel \frac{1}{sC_{WE}}} \right) \quad (1.28)$$

gdzie $s = j\omega = j2\pi f$.

Po przekształceniach zależność (1.28) przybiera postać:

$$k_{USK}(s) = \frac{k_U}{sR_g c_{WE} + \frac{R_g}{r_{WE}} + 1} \quad (1.29)$$

Znalezienie górnej częstotliwości granicznej układu polega na rozwiązaniu równania:

$$sR_g c_{WE} + \frac{R_g}{r_{WE}} + 1 = 0 \quad (1.30)$$

Ostatecznie częstotliwość graniczna wzmacniacza wynosi:

$$f_g = \frac{\frac{R_g}{r_{WE}} + 1}{2\pi R_g c_{WE}} = \frac{\frac{1 \text{ k}\Omega}{3.123 \text{ k}\Omega} + 1}{2 \cdot \pi \cdot 1 \text{ k}\Omega \cdot 433.5 \text{ pF}} = 484.624 \text{ kHz} \quad (1.31)$$

Aby ograniczyć częstotliwość górną wzmacniacza do 200kHz należy pomiędzy bazę a kolektor tranzystora dołączyć dodatkową pojemność C_d . W modelu wzmacniacza przedstawionym na rys. 1.6 pojemność ta dodaje się do pojemności $c_{b'c}$ tranzystora, przez co ostateczny wzór na pojemność wejściową układu c_{WE} (rys.1.8) będzie wynosił:

$$c_{WE} = c_{b'e} + (1 - k_U)(c_{b'c} + C_d) \quad (1.32)$$

Aby wyznaczyć wartość pojemności C_d , dla której górna częstotliwość wzmacniacza będzie równa 200 kHz, należy, uwzględniając równanie (1.32), przekształcić zależność (1.31). I tak pojemność C_d dana będzie zależnością:

$$C_d = \frac{\frac{R_g}{r_{WE}} + 1}{2\pi f_g R_g (1 - k_U)} - \frac{c_{b'e}}{1 - k_U} - c_{b'c} = \frac{\frac{1k\Omega}{3.123k\Omega} + 1}{2 \cdot \pi \cdot 200kHz \cdot 1k\Omega \cdot 84} - \frac{55.5 pF}{84} - 4.5 pF = 7.34 pF \cong 7.5 pF$$

Pojemności C_1 , C_2 i C_3 można wyznaczyć znając wartość częstotliwości dolnej f_d wzmacniacza. Transmitancja napięciowa wzmacniacza w zakresie małych częstotliwości posiada trzy bieguny s_1 , s_2 i s_3 . Zakładając, że bieguny te są niezależne względem siebie częstotliwość dolną wzmacniacza można wyznaczyć z zależności:

$$f_d = \sqrt{f_1^2 + f_2^2 + f_3^2} \quad (1.33)$$

gdzie częstotliwości f_1 , f_2 i f_3 są związane ze wspomnianymi biegunami zależnością $f_n = \left| \frac{s_n}{2\pi} \right|$, $n = 1, 2, 3$. Wartości poszczególnych częstotliwości są funkcjami pojemności C_1 , C_2 i C_3 .

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_1 (r_{WE} + R_g)} \quad (1.34)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_2 (r_{WY} + R_L)} \quad (1.35)$$

$$f_3 = \frac{1 + \frac{(\beta_0 + 1)R_4}{R_g \parallel R_B + r_{b'e}}}{2\pi R_4 C_3} \quad (1.36)$$

Aby uzyskać dobrą stabilność wzmacniacza w zakresie dolnych częstotliwości należy odpowiednio rozmieścić bieguny na osi częstotliwości (odseparować). Zazwyczaj zakłada się, że biegun wywołany pojemnością emiterową C_3 jest biegunem dominującym (mającym największy wpływ na wartość częstotliwości granicznej), natomiast pozostałe bieguny są dużo mniejsze od niego:

$$f_3 \gg f_1 > f_2 \quad (1.37)$$

I tak na przykład można założyć następujące relacje pomiędzy poszczególnymi częstotliwościami: $f_1 = \frac{f_3}{10}$, $f_2 = \frac{f_3}{15}$. Wtedy zależność (1.33) przybierze postać:

$$f_d = \sqrt{\left(\frac{f_3}{10}\right)^2 + f_3^2 + \left(\frac{f_3}{15}\right)^2} = 1.08 f_3.$$

Po przekształceniu otrzymujemy:

$$f_3 = \frac{f_d}{1.007} = 79.44 \text{ Hz} \quad (1.38)$$

Pozostałe częstotliwości przyjmują wartości: $f_1 = 7.944 \text{ Hz}$, $f_2 = 5.29 \text{ Hz}$. Po przekształceniu zależności (1.34) – (1.36) możemy wyznaczyć wartości pojemności $C_1 - C_3$:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_1 (r_{WE} + R_g)} = 4.85 \mu\text{F} \cong 4.7 \mu\text{F} \quad (1.39)$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_2 (r_{WY} + R_L)} = 5.11 \mu\text{F} \cong 5.6 \mu\text{F} \quad (1.40)$$

$$C_3 = \frac{1 + \frac{(\beta_0 + 1)R_4}{R_g \parallel R_B + r_{b'e}}}{2\pi f_3 R_4} = 91 \mu\text{F} \cong 100 \mu\text{F} \quad (1.41)$$

Gdy w zaprojektowanym wzmacniaczu nie występuje pojemność C_3 wzmacniacz jest objęty pętlą sprzężenia zwrotnego prądowo-szeregowego zrealizowanego za pomocą rezystora emite-rowego R_4 . Wtedy parametry robocze układu dane są zależnościami:

$$k_{Uf} \cong -\frac{r_{ce} \parallel R_{obc}}{R_4} = -1.12 \left[\frac{V}{V} \right] \quad (1.42)$$

$$r_{WEf} = R_B \parallel [r_{b'e} (1 + g_m R_4)] = 24.58 \text{ k}\Omega \quad (1.43)$$

$$r_{WYf} \cong R_3 = 3 \text{ k}\Omega \quad (1.44)$$

$$\gamma_{Uf} = \frac{r_{WEf}}{R_g + r_{WEf}} = 0.96 \quad (1.45)$$

$$k_{USkf} = \gamma_{Uf} k_{Uf} = -1.07 \left[\frac{V}{V} \right] \quad (1.46)$$

Górną częstotliwość graniczną wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym można obliczyć korzystając z zależności:

$$f_{gf} = \frac{\frac{R_g}{(r_{b'e} + \beta_0 R_4) \parallel R_B} + 1}{2\pi R_g \left[c_{b'e} \frac{r_{b'e}}{r_{b'e} + \beta_0 R_4} + \left(1 + \frac{r_{b'e}}{r_{b'e} + \beta_0 R_4} g_m (r_{ce} \parallel R_{obc}) \right) c_{b'c} \right]} = 6.343 \text{ MHz} \quad (1.47)$$

Dolną częstotliwość graniczną wyznaczmy z zależności:

$$f_{df} = \sqrt{f_{1f}^2 + f_{2f}^2} = 36.33Hz \quad (1.48)$$

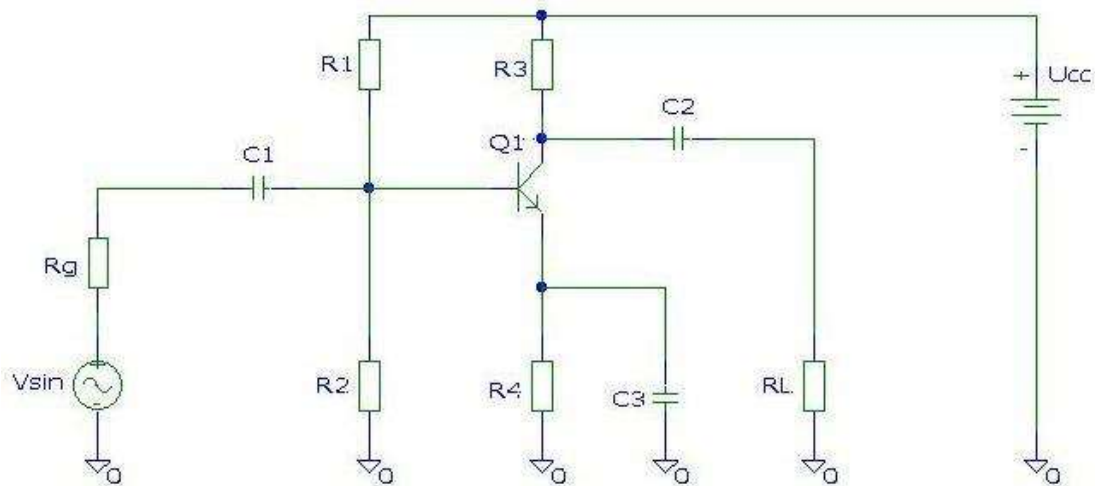
gdzie:

$$f_{1f} = \frac{1}{2\pi C_1 (R_g + r_{WEf})} = 36.05Hz \quad (1.49)$$

$$f_{2f} = \frac{1}{2\pi C_2 (r_{WYf} + R_L)} = 4.73Hz \quad (1.50)$$

Zadanie 2

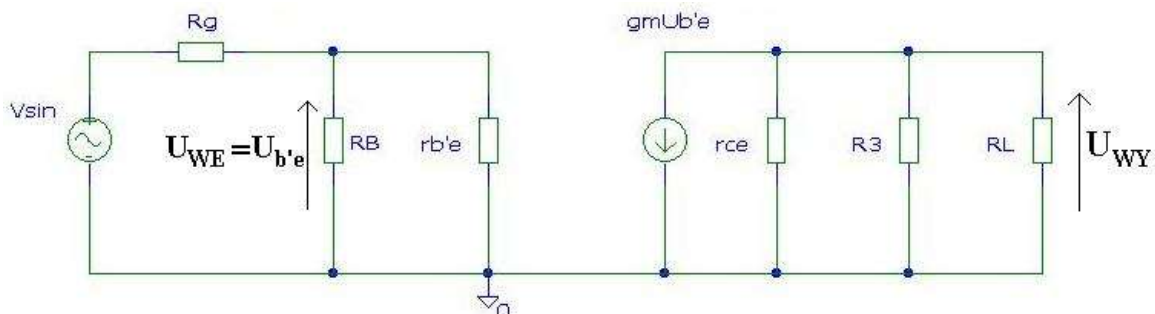
Zaprojektować niskoszumny, akustyczny (pasmo 20Hz – 20kHz) wzmacniacz tranzystorowy o wzmacnieniu napięciowym równym -10 V/V, pracujący w konfiguracji OE, na tranzystorze BC527 II o parametrach: $U_{BE} = 0.65V$, $U_{Cesat} = 0.25V$, $\beta_0 = 200$, $c_{b'c} = 4.5pF$, $f_T = 150MHz$, $r_{bb'} = 0$. Schemat układu przedstawiono się na rys. 1. Wzmacniacz będzie pracował z rezystancją obciążenia równą 5.1 k Ω . Rezystancja generatora jest równa 600 Ω . Podać maksymalną wartość nieznieskształconej amplitudy napięcia wyjściowego układu.



Rys. 2.1. Schemat wzmacniacza tranzystorowego

Rozwiązanie

Jeżeli wzmacniacz ma się charakteryzować niskimi szumami należy odpowiednio dobrać punkt pracy tranzystora (patrz Tabela Wykład nr 4 UE1). Prąd kolektora tranzystora w punkcie pracy powinien mieścić się w przedziale $I_{CQ} = (20 - 200)\mu A$ (gdy nie ma wymogu dotyczącego parametrów szumowych układu prąd kolektora dobieramy z zakresu $I_{CQ} = (1 - 5)mA$). Natomiast napięcie kolektor – emiter U_{CEQ} powinno przybierać wartości z przedziału (1-5)V. Zakładamy wstępnie $I_{CQ} = 100\mu A$, $U_{CEQ} = 5V$. Dalszą część obliczeń przeprowadzimy korzystając ze schematu zmiennoprądowego wzmacniacza w którym tranzystor zastąpiono jego modelem małosygnałowym hybryd π (rys. 2.2).



Rys. 2.2. Schemat zmiennoprądowy wzmacniacza

Wzmocnienie napięciowe układu OE wyraża się zależnością:

$$k_U = -g_m (r_{ce} \parallel R_3 \parallel R_L) \quad (2.1)$$

Jeżeli posiadamy dokładne dane katalogowe tranzystora użytego we wzmacniaczu to dla danego prądu kolektora w punkcie pracy znajdujemy parametry modelu hybryd π (w Instrukcji do Ćwiczenia laboratoryjnego dane te są zawarte w dołączonej tabeli). Jeżeli jednak znamy jedynie parametry podstawowe tranzystora, jak w rozwiązywanym zadaniu, możemy skorzystać z zależności uproszczonych i wyznaczyć przybliżone wartości elementów modelu małosygnalowego tranzystora:

$$r_{b'e} = \frac{\beta_0 \varphi_T}{I_{CQ}} = \frac{200 \cdot 26.5mV}{0.1mA} = 53k\Omega \quad (2.2)$$

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{\varphi_T} = \frac{0.1mA}{26.5mV} = 3.77mS \quad (2.3)$$

$$r_{ce} = \frac{U_Y}{I_{CQ}} = \frac{100V}{0.1mA} = 1M\Omega \quad (2.4)$$

gdzie:

φ_T – jest to potencjał termiczny złącza równy w temperaturze pokojowej 26.5mV,

U_Y – jest to napięcie Early'ego równe 100V dla tranzystorów NPN lub 60V dla tranzystorów typu PNP.

Nie zaznaczoną na rys. 2.2 pojemność $c_{b'e}$ wyznaczamy przekształcając równanie:

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(c_{b'e} + c_{b'c})} \quad (2.5)$$

I tak na podstawie podanych w treści zadania danych katalogowych tranzystora BC527 II:

$$c_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi f_T} - c_{b'c} = \frac{56.6mS}{2 \cdot \pi \cdot 150MHz} - 4.5pF = -0.5pF$$

Wyznaczona wartość jest oczywiście nierealna (pojemność nie może przyjmować wartości ujemnych). Ujemna wartość pojemności wskazuje na to, że można pojemność $c_{b'e}$ pominąć w dalszych obliczeniach.

Mając obliczone parametry małosygnalowe tranzystora możemy wyznaczyć, przekształcając zależność (1), wartość rezystancji kolektorowej R_3 :

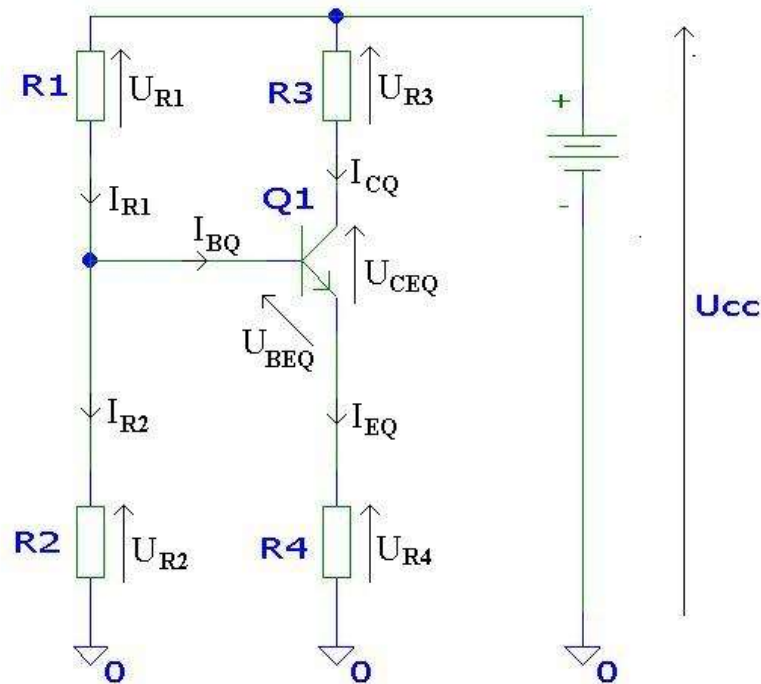
$$R_3 = \left(\frac{g_m}{k_U} - r_{ce}^{-1} - R_L^{-1} \right)^{-1} = \left(\frac{3.77mS}{10 \left[\frac{V}{V} \right]} - (1M\Omega)^{-1} - (5.1k\Omega)^{-1} \right)^{-1} = 5.55k\Omega \cong 5.6k\Omega \quad (2.5)$$

Pozostałe rezystory wyznaczymy w oparciu o schemat stałoprądowy przedstawiony na rys. 2.3. W celu zapewnienia dobrej stabilności temperaturowej punktu pracy spadek napięcia na rezystorze emiterowym R_4 powinien być kilkrotnie większy od wartości napięcia baza – emiter tranzystora:

$$U_{R_4} = (2 \div 4)U_{BEQ} \quad (2.6)$$

Korzystając z powyższego wyznaczamy wartość napięcia U_{R_4} :

$$U_{R4} = 2U_{BEQ} = 2 \cdot 0.65V = 1.3V \quad (2.7)$$



Rys. 2.3. Schemat stałoprądowy wzmacniacza

Następnie, można zapisać równanie:

$$\begin{aligned} U_{CC} &= U_{R3} + U_{CEQ} + U_{R4} = I_{CQ}R_3 + U_{CEQ} + U_{R4} = \\ &= 0.1mA \cdot 5.6k\Omega + 5V + 1.3V = 6.86V \end{aligned} \quad (2.8)$$

Normując wartość napięcia zasilania do wartości standardowych przyjęto $U_{CC} = 5V$, co spowoduje spadek napięcia kolektor – emiter do wartości $U_{CEQ} = 3.14V$. Wartość ta mieści się nadal w zakresie napięć kolektor – emiter dla wzmacniaczy niskoszumnych.

Zakładając, że $I_{CQ} \cong I_{EQ}$, można wyznaczyć wartość rezystora R_4 :

$$R_4 = \frac{U_{R4}}{I_{CQ}} = \frac{1.3V}{0.1mA} = 13k\Omega \quad (2.9)$$

Wartość prądu bazy tranzystora I_{BQ} wyznaczamy z zależności:

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta_0} = \frac{0.1mA}{200} = 0.5\mu A. \quad (2.10)$$

Dla zapewnienia dobrej stabilności temperaturowej punktu pracy zakłada się, że podział prądu na dzielniku bazowym wynosi:

$$\frac{I_{R2}}{I_{BQ}} = (5 \div 20) \quad (2.11)$$

Zakładając, że $I_{R2} = 10I_{BQ}$ wyznaczamy:

$$I_{R2} = 10I_{BQ} = 5\mu A \quad (2.12)$$

Korzystając z I prawa Kirchoffa możemy zapisać, że:

$$I_{R1} = I_{R2} + I_{BQ} = 11I_{BQ} = 5.5\mu A \quad (2.13)$$

Następnie wyznaczamy wartość rezystora R_2 :

$$R_2 = \frac{U_{R2}}{I_{R2}} = \frac{U_{BEQ} + U_{R4}}{I_{R2}} = \frac{1.95V}{5\mu A} = 390k\Omega \quad (2.14)$$

Rezystor R_1 wyznaczamy korzystając z zależności:

$$R_1 = \frac{U_{R1}}{I_{R1}} = \frac{U_{CC} - U_{R2}}{I_{R1}} = \frac{U_{CC} - U_{BEQ} - U_{R4}}{I_{R1}} = \frac{3.05V}{5.5\mu A} = 554.545k\Omega \cong 560k\Omega \quad (2.15)$$

Teraz można wyznaczyć, korzystając ponownie z rys. 2.2, pozostałe parametry robocze układu.

Rezystancja wejściowa wzmacniacza dana jest zależnością:

$$r_{WE} = R_B \parallel r_{b'e} = 43k\Omega \quad (2.16)$$

Rezystancja wyjściowa układu jest równa:

$$r_{WY} = R_3 \parallel r_{ce} = 5.57k\Omega \quad (2.17)$$

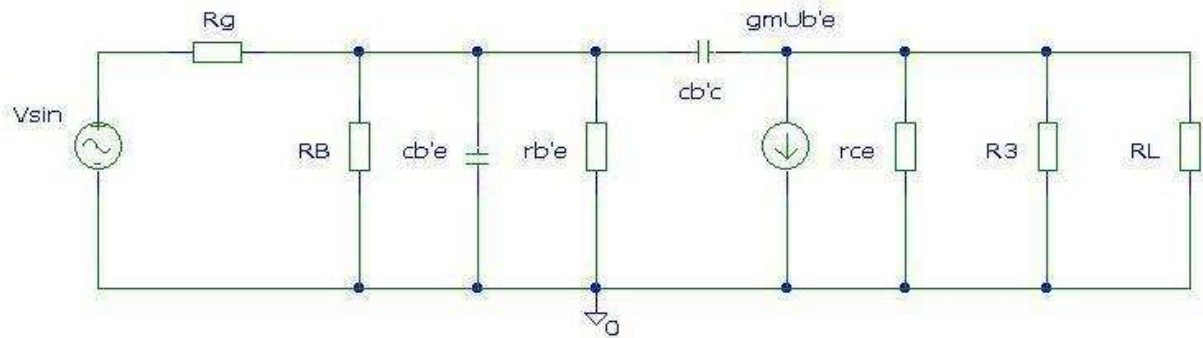
Współczynnik wykorzystania napięcia generatora wynosi:

$$\gamma_U = \frac{r_{WE}}{R_g + r_{WE}} = \frac{43k\Omega}{0.6k\Omega + 43k\Omega} = 0.986 \quad (2.18)$$

Wzmocnienie napięciowe skuteczne układu dane jest zależnością:

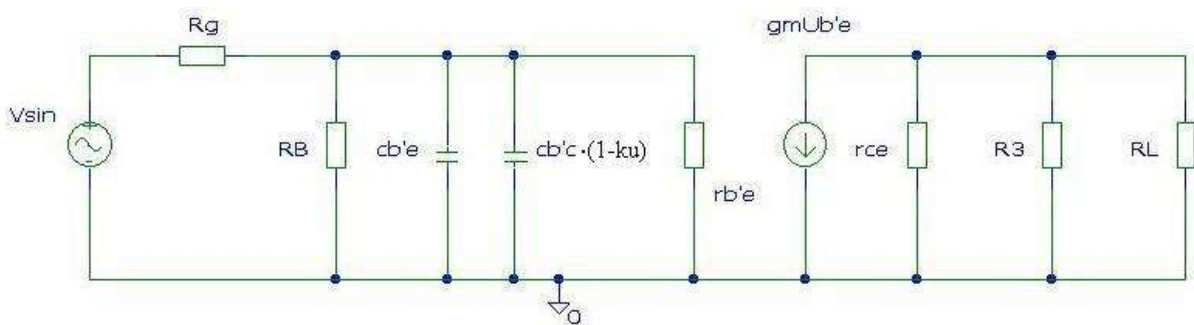
$$k_{USK} = \gamma_U k_U = -9.86 \left[\frac{V}{V} \right] \quad (2.19)$$

Górną częstotliwość graniczną wzmacniacza wyznaczymy korzystając ze schematu zmiennoprądowego układu, przy czym tranzystor został zastąpiony jego pełnym modelem hybryd π (uwzględniającym pojemności $c_{b'e} = 0$ i $c_{b'c}$, przy $r_{bb'} = 0$). Schemat ten przedstawiono na rys. 2.4.



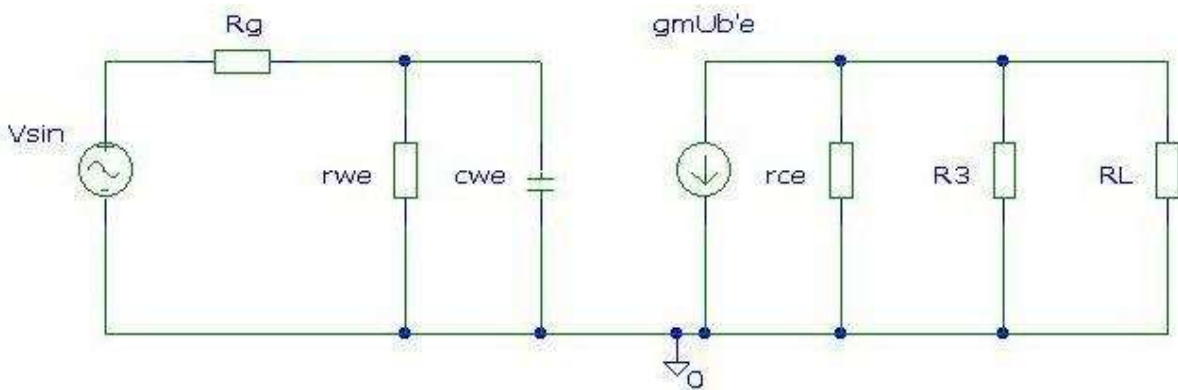
Rys. 2.4. Schemat wzmacniacza z tranzystorem zastąpionym pełnym modelem hybryd π

Korzystając z napięciowego twierdzenia Millera układ przekształcamy do postaci przedstawionej na rys. 2.5.



Rys. 2.5. Schemat zmiennie-sygnałowy wzmacniacza po zastosowaniu twierdzenia Millera

Wyznaczenie częstotliwości górnej wzmacniacza sprowadza się do wyznaczenia częstotliwości granicznej układu przedstawionego na rys. 2.6:



Rys. 2.6. Schemat wzmacniacza pomocny w wyznaczaniu częstotliwości górnej układu

Pojemność wejściowa układu dana jest zależnością (przy $c_{b'e}$ pomijalnie małym):

$$c_{WE} = c_{b'e} + (1 - k_U)c_{b'c} = 0 \text{ pF} + 49.5 \text{ pF} = 49.5 \text{ pF} \quad (2.20)$$

Transmitancja napięciowa wzmacniacza z rys. 2.6 dana jest zależnością:

$$k_{USK}(s) = -g_m (R_{obc} \parallel r_{ce}) \left(\frac{r_{WE} \parallel \frac{1}{sC_{WE}}}{R_g + r_{WE} \parallel \frac{1}{sC_{WE}}} \right) = k_U \left(\frac{r_{WE} \parallel \frac{1}{sC_{WE}}}{R_g + r_{WE} \parallel \frac{1}{sC_{WE}}} \right) \quad (2.21)$$

gdzie $s = j\omega = j2\pi f$.

Po przekształceniach zależność (2.21) przybiera postać:

$$k_{USK}(s) = \frac{k_U}{sR_g c_{WE} + \frac{R_g}{r_{WE}} + 1} \quad (2.22)$$

Znalezienie górnej częstotliwości granicznej układu polega na rozwiązaniu równania:

$$sR_g c_{WE} + \frac{R_g}{r_{WE}} + 1 = 0 \quad (2.23)$$

Ostatecznie częstotliwość graniczna wzmacniacza wynosi:

$$f_g = \frac{\frac{R_g}{r_{WE}} + 1}{2\pi R_g c_{WE}} = \frac{\frac{0.6k\Omega}{43k\Omega} + 1}{2 \cdot \pi \cdot 0.6k\Omega \cdot 49.5 pF} = 5.432 MHz \quad (2.24)$$

Aby ograniczyć częstotliwość górną wzmacniacza do 20kHz należy pomiędzy bazę a kolektor tranzystora dołączyć dodatkową pojemność C_d . W modelu wzmacniacza przedstawionym na rys. 2.4 pojemność ta dodaje się do pojemności $c_{b'c}$ tranzystora, przez co ostateczny wzór na pojemność wejściową układu c_{WE} (rys.2.6) będzie wynosił:

$$c_{WE} = c_{b'e} + (1 - k_U)(c_{b'c} + C_d) \quad (2.25)$$

Aby wyznaczyć wartość pojemności C_d , dla której górna częstotliwość wzmacniacza będzie równa 20 kHz, należy, uwzględniając równanie (2.25), przekształcić zależność (2.24). I tak pojemność C_d dana będzie zależnością:

$$C_d = \frac{\frac{R_g}{r_{WE}} + 1}{2\pi f_g R_g (1 - k_U)} - \frac{c_{b'e}}{1 - k_U} - c_{b'c} = \frac{\frac{0.6k\Omega}{43k\Omega} + 1}{2 \cdot \pi \cdot 20kHz \cdot 0.6k\Omega \cdot 11} - \frac{0 pF}{11} - 4.5 pF = 1.22 F \cong 1.2 nF$$

Pojemności C_1 , C_2 i C_3 można wyznaczyć znając wartość częstotliwości dolnej f_d wzmacniacza. Transmitancja napięciowa wzmacniacza w zakresie małych częstotliwości posiada trzy bieguny s_1 , s_2 i s_3 . Zakładając, że bieguny te są niezależne względem siebie częstotliwość dolną wzmacniacza można wyznaczyć z zależności:

$$f_d = \sqrt{f_1^2 + f_2^2 + f_3^2} \quad (2.26)$$

gdzie częstotliwości f_1 , f_2 i f_3 są związane ze wspomnianymi biegunami zależnością $f_n = \left| \frac{s_n}{2\pi} \right|$, $n = 1, 2, 3$. Wartości poszczególnych częstotliwości są funkcjami pojemności C_1 , C_2 i C_3 .

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_1 (r_{WE} + R_g)} \quad (2.27)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_2 (r_{WY} + R_L)} \quad (2.28)$$

$$f_3 = \frac{1 + \frac{(\beta_0 + 1)R_4}{R_g \parallel R_B + r_{b'e}}}{2\pi R_4 C_3} \quad (2.29)$$

Aby uzyskać dobrą stabilność wzmacniacza w zakresie dolnych częstotliwości należy odpowiednio rozmieścić bieguny na osi częstotliwości (odseparować). Zazwyczaj zakłada się, że biegun wywołany pojemnością emiterową C_3 jest biegunem dominującym (mającym największy wpływ na wartość częstotliwości granicznej), natomiast pozostałe bieguny są dużo mniejsze od niego:

$$f_3 \gg f_1 > f_2 \quad (2.30)$$

I tak na przykład można założyć następujące relacje pomiędzy poszczególnymi częstotliwościami: $f_1 = \frac{f_3}{10}$, $f_2 = \frac{f_3}{15}$. Wtedy zależność (12.26) przybierze postać:

$$f_d = \sqrt{\left(\frac{f_3}{10}\right)^2 + f_3^2 + \left(\frac{f_3}{15}\right)^2} = 1.007 f_3.$$

Po przekształceniu otrzymujemy:

$$f_3 = \frac{f_d}{1.007} = 19.86 \text{ Hz} \quad (2.31)$$

Pozostałe częstotliwości przyjmują wartości: $f_1 = 1.986 \text{ Hz}$, $f_2 = 1.324 \text{ Hz}$. Po przekształceniu zależności (2.27) – (2.29) możemy wyznaczyć wartości pojemności C_1 – C_3 :

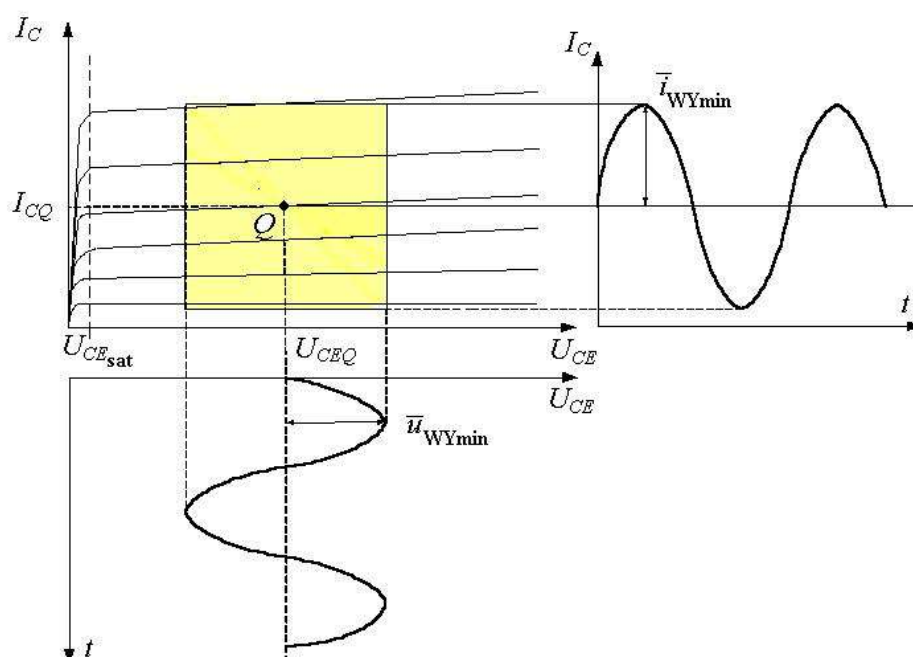
$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_1 (r_{WE} + R_g)} = 1.83 \mu\text{F} \cong 2.2 \mu\text{F} \quad (2.32)$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_2 (r_{WY} + R_L)} = 11.2 \mu\text{F} \cong 15 \mu\text{F} \quad (2.33)$$

$$C_3 = \frac{1 + \frac{(\beta_0 + 1)R_4}{R_g \parallel R_B + r_{b'e}}}{2\pi f_3 R_4} = 30.6 \mu F \cong 33 \mu F \quad (2.34)$$

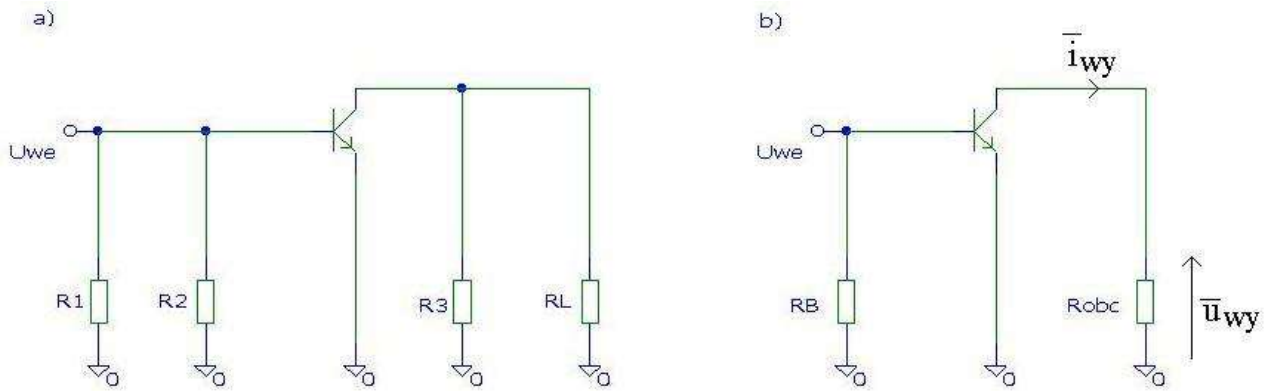
Ostatnią rzeczą do wyznaczenia jest określenie maksymalnej niezniekształconej amplitudy napięcia wyjściowego wzmacniacza. Do obliczeń pomocny będzie rys. 2.7. Maksymalna amplituda napięcia wyjściowego jest ograniczona przez dwa zjawiska: nasycenia i odcięcia tranzystora. Nasycenie tranzystora występuje wtedy gdy napięcie $U_{CE} \leq U_{CEsat}$. Wynika stąd warunek na maksymalną amplitudę napięcia wyjściowego:

$$\bar{u}_{WYmax} = U_{CEQ} - U_{CEsat} = 3.14V - 0.25V = 2.89V \quad (2.35)$$



Rys. 2.7. Charakterystyki wyjściowe tranzystora z naniesionym punktem pracy i zmianami napięcia U_{CE} i prądu I_C

Natomiast odcięcie tranzystora następuje wtedy gdy $I_C \leq 0$. Dzieje się tak wtedy, gdy amplituda prądu wyjściowego i_{WY} jest większa od wartości prądu kolektora tranzystora w punkcie pracy I_{CQ} . Czyli maksymalna, niezniekształcona amplituda prądu wyjściowego wzmacniacza dana jest wyrażeniem $\bar{i}_{WYmax} = I_{CQ}$.



Rys. 2.8. Schemat zmiennoprądowy wzmacniacza: a) uwzględniający wszystkie elementy, b) uproszczony poprzez uwzględnienie połączenia równoległego rezystancji

Korzystając z prawa Ohma można zapisać, że (rys.2.8):

$$\bar{u}_{wy} = \bar{i}_{wy} R_{obc} \quad (2.36)$$

Wtedy:

$$\bar{u}_{wy \max} = \bar{i}_{wy \max} R_{obc} = I_{CQ} R_{obc} = I_{CQ} (R_3 \parallel R_L) = 0.1mA \cdot 2.669k\Omega = 0.266V \quad (2.37)$$

Otrzymaliśmy dwie wartości określające maksymalną amplitudę napięcia wyjściowego wzmacniacza:

- przekroczenie której powoduje nasycenie tranzystora - 2.89V
- przekroczenie której powoduje odcięcie tranzystora - 0.266V.

Poszukiwaną wartością jest oczywiście mniejsza z amplitud, czyli ostatecznie możemy napisać, że:

$$\bar{u}_{wy \max} = 0.266V$$