

KOLEGIUM KARKONOSKIE
w Jeleniej Górze
Państwowa Wyższa Szkoła Zawodowa



Józef Stanclik

**PROJEKTOWANIE UKŁADÓW
ELEKTRONICZNYCH**

Część I

**UKŁADY ZASILANIA
TRANZYSTORÓW BIPOLARNYCH**

Jelenia Góra 2007

RADA WYDAWNICZA
KOLEGIUM KARKONOSKIEGO

Grażyna Baran, Aleksander Dziuda, Henryk Gradkowski (przewodniczący),
Urszula Liksztet, Wioletta Palczewska, Kazimierz Stąpór, Leon Zarzecki,
Józef Zaprucki

RECENZENT
Andrzej Francik

*Niniejsze wydawnictwo można nabyć w Bibliotece Uczelnianej
Kolegium Karkonoskiego
w Jeleniej Górze
ul. Lwówecka 18, tel. (075) 645 33 52*

ISBN 978-83-924736-2-6

Spis treści

1. Wstęp	5
2. Zasilanie układów z pojedynczym tranzystorem	7
2.1. Przekształcanie układu zasilania w równoważny układ dwubateryjny	7
2.2. Wyznaczanie punktu pracy tranzystora i maksymalnej amplitudy napięcia wyjściowego	10
2.3. Wpływ temperatury i rozrzutu współczynnika wzmocnienia prądowego na punkt pracy tranzystora i maksymalną amplitudę napięcia wyjściowego	24
2.4. Wpływ rezystancji w obwodzie bazy na zmiany punktu pracy tranzystora	45
2.5. Projektowanie układów zasilania tranzystora	49
3. Projektowanie układów zasilania struktur wielotranzystorowych ze sprzężeniem galwanicznym	59
3.1. Wyznaczanie wartości elementów wzmacniacza dwutranzystorowego	59
3.2. Analiza stałoprądowa układu dwutranzystorowego ze sprzężeniem galwanicznym	63
3.3. Wpływ temperatury i rozrzutu współczynników wzmocnienia prądowego na punkty pracy i amplitudę napięcia wyjściowego	65
4. Projektowanie struktur stosowanych w półprzewodnikowych układach scalonych	73
4.1. Jednostopniowy wzmacniacz różnicowy (para różnicowa)	75
4.2. Scalone źródła prądowe	84
4.3. Scalone źródła napięciowe	89
4.4. Przesuwniki poziomu napięcia stałego	95
5. Zasilanie wzmacniacza scalonego	99
6. Zadania	109
7. Literatura	119

1. Wstęp

W skład obwodów zasilania i stabilizacji punktu pracy elementu wzmacniającego (tranzystora bipolarnego, tranzystora unipolarnego złączowego JFET lub powierzchniowego MOS, albo wzmacniacza scalonego) wchodzi przede wszystkim źródła napięć zasilających i rezystory. Elementy te zapewniają pracę elementu wzmacniającego we właściwym punkcie pracy (w warunkach nominalnych) i gwarantują, że zmiany punktu pracy, wywołane zmianami warunków pracy (głównie zmianami temperatury) i rozrzutem parametrów elementu wzmacniającego (np. rozrzutem zwarciovego współczynnika wzmocnienia prądowego tranzystora bipolarnego) nie przekraczają dopuszczalnych wielkości.

Niniejsze opracowanie stanowi pierwszą część materiałów pomocniczych do kursu "Układy elektroniczne I - projekt". Założeniem tego kursu jest wykonywanie niezbędnych obliczeń za pomocą kalkulatora lub uniwersalnych programów matematycznych, takich jak: MATHCAD, MATLAB, MAPPLE, MATHEMATICA, itp. Używanie specjalizowanych (numerycznych) symulatorów układów elektronicznych (programu PSpice) jest przewidziane w następnym kursie "Układy elektroniczne II - projekt".

W rozdziale drugim przedstawiono zasady wyznaczania punktów pracy i obliczania wartości elementów obwodów zasilania układów z pojedynczymi tranzystorami (również w układach wielostopniowych z pojemnościowym sprzężeniem stopni). Pokazano sposób przekształcania dowolnego układu zasilania tranzystora w równoważny układ dwubaterijny (przykład 2.1), przedstawiono przybliżoną analizę stałoprądową (DC) z użyciem nieliniowego i liniowego modelu tranzystora (przykłady 2.2 i 2.3). Zbadano wpływ temperatury na punkt pracy tranzystora na podstawie zależności nieliniowych (przykład 2.4) i linearyzowanych (przykład 2.5), wpływ rozrzutu współczynnika wzmocnienia prądowego na punkt pracy (przykład 2.6) i łączny wpływ zmian temperatury i rozrzutu współczynnika wzmocnienia prądowego na punkt pracy (przykład 2.7). Oceniono wpływ rezystancji w obwodzie bazy na wielkość zmian punktu pracy (przykład 2.8). Podano przykłady projektowania obwodu zasilania tranzystora bipolarnego: dokładny (przykład 2.9) i przybliżony (przykład 2.10) oraz unipolarnego JFET (przykład 2.11) i MOS (przykład 2.12).

Projektowaniu obwodów zasilania w strukturach wielotranzystorowych ze sprzężeniem galwanicznym poświęcono rozdział trzeci. W przykładzie 3.1 pokazano sposób wyznaczania elementów, a w przykładzie 3.2 - ocenę skutków zaokrąglenia wartości elementów w układzie dwutranzystorowym. Wyznaczono

zmiany punktów pracy tranzystorów spowodowane zmianą temperatury (przykład 3.3) i rozrzutem współczynników wzmocnienia prądowego tranzystorów (przykład 3.4), oraz wyznaczono łączny wpływ zmian temperatury i rozrzutu współczynników wzmocnienia prądowego na punkty pracy (przykład 3.5).

W prezentowanych przykładach położenie punktu pracy tranzystora jest powiązane z ograniczaniem amplitudy napięcia i prądu wyjściowego wzmacniacza, zachodzącym na granicach obszaru aktywnego charakterystyk wyjściowych (z obszarami nasycenia i odcięcia). Ocena maksymalnej amplitudy jest wykonywana na podstawie schematu uproszczonego dla prądu zmiennego (AC) metodą analizy graficznej.

W rozdziale czwartym rozpatrzono struktury charakterystyczne dla realizacji w ciele stałym (stosowane w monolitycznych układach scalonych). Wyjaśniono pojęcia sygnałów: różnicowego i sumacyjnego we wzmacniaczach różnicowych, wyznaczono zależności umożliwiające projektowanie i obliczenie parametrów jednostopniowego wzmacniacza różnicowego (przykłady 4.1 - 4.3). Przeanalizowano również układy źródeł prądowych (zwierciadeł prądowych), źródeł napięciowych i przesuwników poziomu napięcia stałego.

Problemy zasilania wzmacniacza scalonego rozpatrzono w rozdziale piątym. W przykładach 5.1 i 5.2 pokazano związek maksymalnej amplitudy napięcia wyjściowego z napięciami zasilającymi, zbadano wpływ rezystorów w obwodach wejściowych wzmacniacza i wejściowego prądu polaryzacji, wejściowego prądu niezrównoważenia oraz wejściowego napięcia niezrównoważenia na wyjściowe napięcie niezrównoważenia.

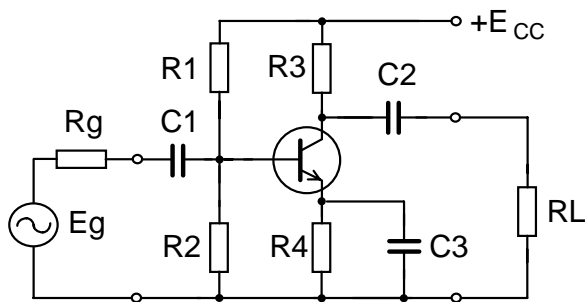
Ostatni rozdział opracowania stanowią tematy zadań do samodzielnego wykonania. Rozwiązanie zadań jest zalecane i zwiększa prawdopodobieństwo sukcesu na sprawdzianie pisemnym. W razie trudności celowe jest skorzystanie z konsultacji prowadzącego zajęcia.

2. Zasilanie układów z pojedynczym tranzystorem

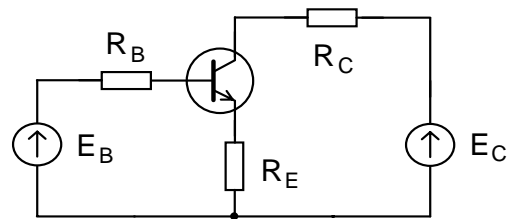
2.1. Przekształcanie układu zasilania w równoważny układ dwubateryjny

PRZYKŁAD 2.1.

Narysować schemat uproszczony wzmacniacza z rys. 2.1 dla prądu stałego. Wyznaczyć elementy równoważnego, dwubateryjnego układu zasilania wzmacniacza (rys. 2.2). Obliczenia wykonać dla elementów wzmacniacza o wartościach: $R_1 = 510 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 82 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 6,8 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$, $E_{CC} = 15 \text{ V}$.



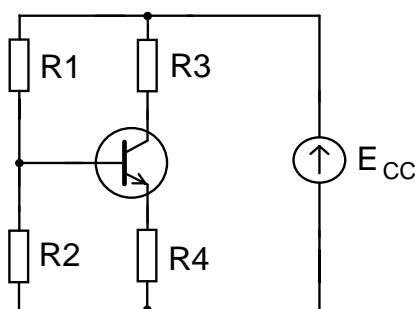
Rys. 2.1. Schemat ideowy wzmacniacza



Rys. 2.2. Dwubateryjny układ zasilania

Rozwiązanie.

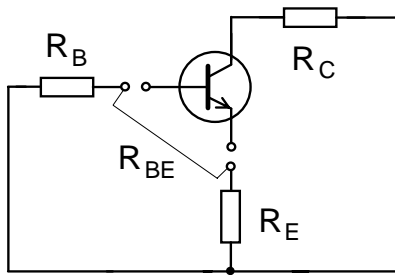
W schemacie uproszczonym, słusznym tylko dla prądu stałego, uproszczenia polegają na rozwarciu kondensatorów i zwarceniu cewek indukcyjnych. Schemat uproszczony pokazano na rys. 2.3.



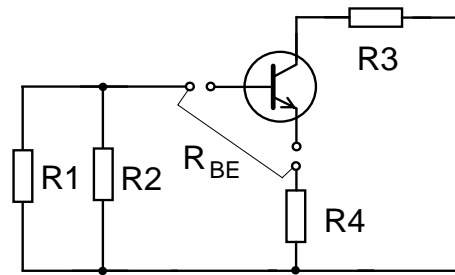
Rys. 2.3. Schemat uproszczony dla prądu stałego

Przejdzie do układu dwubateryjnego (wyrażenie R_B , R_E , R_C oraz E_B i E_C jako funkcji R_1 , R_2 , R_3 , R_4 i E_{CC}) wykonuje się korzystając z twierdzenia Thevenina.

1) wyznaczenie rezystancji między bazą i emiterem R_{BE} (baza i emiter tranzystora odłączone)

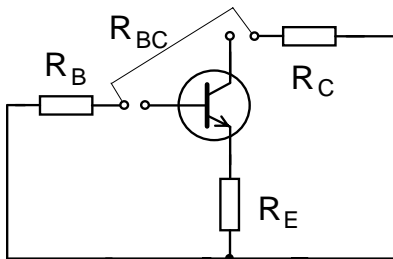


$$R_{BE} = R_B + R_E$$

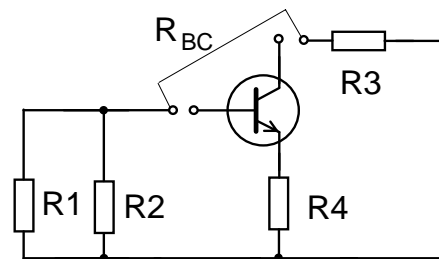


$$R_{BE} = R_4 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

2) wyznaczenie rezystancji między bazą i kolektorem R_{BC} (baza i kolektor tranzystora odłączone)

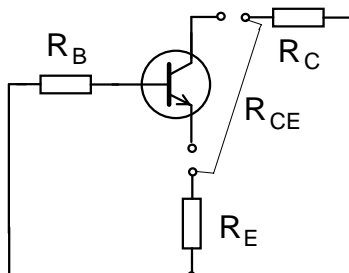


$$R_{BC} = R_B + R_C$$

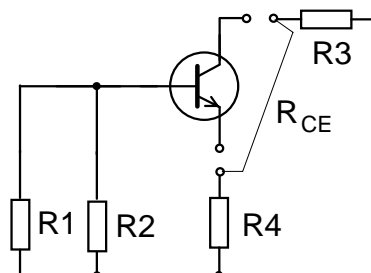


$$R_{BC} = R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

3) wyznaczenie rezystancji między kolektorem i emiterem R_{CE} (kolektor i emiter tranzystora odłączone)



$$R_{CE} = R_C + R_E$$



$$R_{CE} = R_3 + R_4$$

Aby rozpatrywany (t.zw. potencjometryczny) układ zasilania był równoważny układowi dwubaterijnemu muszą być spełnione równania:

$$R_{BE} = R_B + R_E = R_4 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.1)$$

$$R_{BC} = R_B + R_C = R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.2)$$

$$R_{CE} = R_C + R_E = R_3 + R_4 \quad (2.3)$$

W wyniku odjęcia stronami równań (2.1) i (2.2) mamy

$$R_E - R_C = R_4 - R_3$$

Po dodaniu tego równania i równania (2.3) otrzymujemy

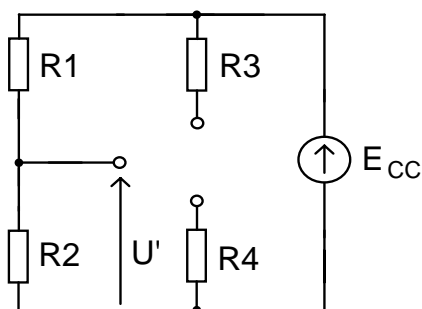
$$R_E = R_4 \quad (2.4)$$

i dalej po podstawieniu do równań (2.3) i (2.1)

$$R_C = R_3 \quad (2.5)$$

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.6)$$

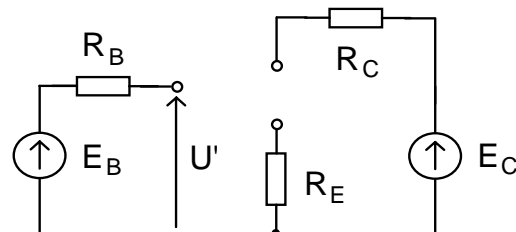
4) wyznaczenie siły elektromotorycznej baterii E_B (tranzystor odłączony)



$$U' = E_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

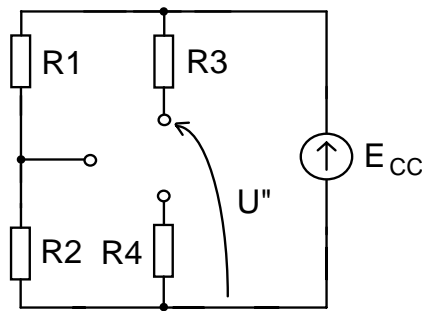
Stąd

$$E_B = E_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.7)$$

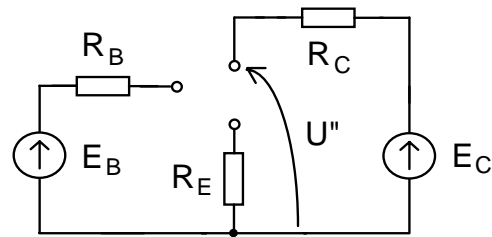


$$U' = E_B$$

5) wyznaczenie siły elektromotorycznej baterii E_C (tranzystor odłączony)



$$U'' = E_{CC}$$



$$U'' = E_C$$

Stąd

$$E_C = E_{CC} \quad (2.8)$$

Wartości liczbowe elementów dwubaterijnego układu równoważnego:

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{510 \cdot 10^3 \cdot 82 \cdot 10^3}{(510 + 82) \cdot 10^3} = 70,6 \text{ k}\Omega,$$

$$R_C = R_3 = 6,8 \text{ k}\Omega,$$

$$R_E = R_4 = 1 \text{ k}\Omega,$$

$$E_B = E_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 15 \frac{82 \cdot 10^3}{(510 + 82) \cdot 10^3} = 2,078 \text{ V}$$

(UWAGA: konieczna jest dokładność obliczeń 1 mV - porównaj np. przykład 2.4),

$$E_C = E_{CC} = 15 \text{ V}.$$

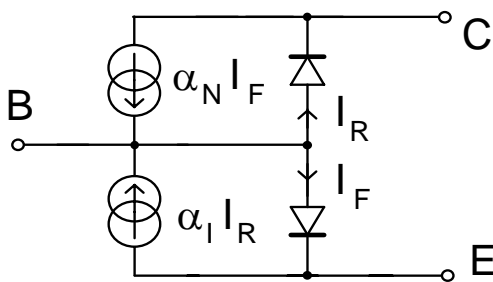
2.2. Wyznaczanie punktu pracy tranzystora i maksymalnej amplitudy napięcia wyjściowego

PRZYKŁAD 2.2.

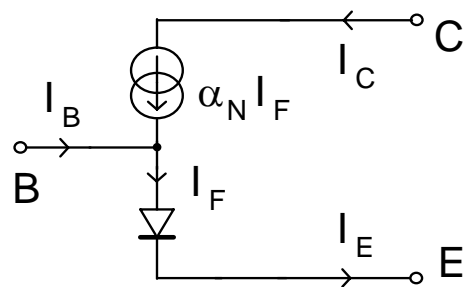
Wyznaczyć punkt pracy tranzystora (I_C , I_B , U_{CE} , U_{BE}) we wzmacniaczu pokazanym na rys. 2.1 posługując się nieliniowym modelem tranzystora (uproszczonym modelem Ebersa i Molla [2] słusznym jedynie w obszarze aktywnym). Przyjąć parametry modelu: prąd nasycenia złącza bazy $I_{BS} = 2 \cdot 10^{-17} \text{ A}$, współczynnik wzmocnienia prądowego $\beta = 300$, a wartość potencjału termicznego elektronu $\varphi_T = \frac{kT}{q}$ przyjąć równą $\varphi_T = 26 \text{ mV}$.

Rozwiązanie.

Model Ebersa i Molla tranzystora bipolarnego *n-p-n* pokazano na rysunku 2.4.



Rys. 2.4. Model Ebersa i Molla



Rys. 2.5. Model Ebersa i Molla słuszny tylko w obszarze aktywnym

Prądy diod są dane równaniami:

$$I_F = I_{ES} \left[\exp\left(\frac{U_{BE}}{\varphi_T}\right) - 1 \right], \quad I_R = I_{CS} \left[\exp\left(\frac{U_{BC}}{\varphi_T}\right) - 1 \right]$$

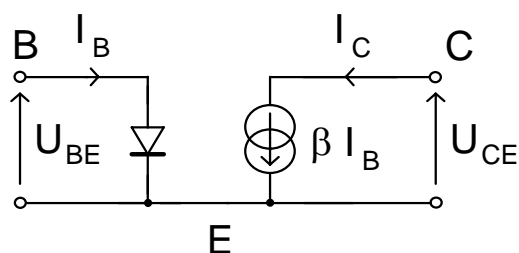
Model jest definiowany za pomocą czterech parametrów: I_{CS} , I_{ES} , α_N , α_F .

Gdy wiadomo, że tranzystor pracuje w obszarze aktywnym przy polaryzacji normalnej ($U_{BE} > 0$, $U_{BC} < 0$ – w przypadku tranzystora *n-p-n*) model ten można uprościć do postaci pokazanej na rys. 2.5. Ma on tylko dwa parametry: I_{ES} i α_N , a prądy końcówek są równe:

$$I_E = I_F, \quad I_C = \alpha_N I_F,$$

zaś
$$I_B = I_E - I_C = I_F - \alpha_N I_F = (1 - \alpha_N) I_F.$$

Wygodnie jest przekształcić ten model do postaci pokazanej na rysunku:



Rys. 2.6. Uproszczony model Ebersa i Molla

W tym modelu prądy bazy i kolektora wynoszą:

$$I_B = I_{BS} \left[\exp\left(\frac{U_{BE}}{\varphi_T}\right) - 1 \right], \quad I_C = \beta I_B$$

Modele z rysunków 2.5 i 2.6 są zgodne gdy między ich parametrami zachodzą równości:

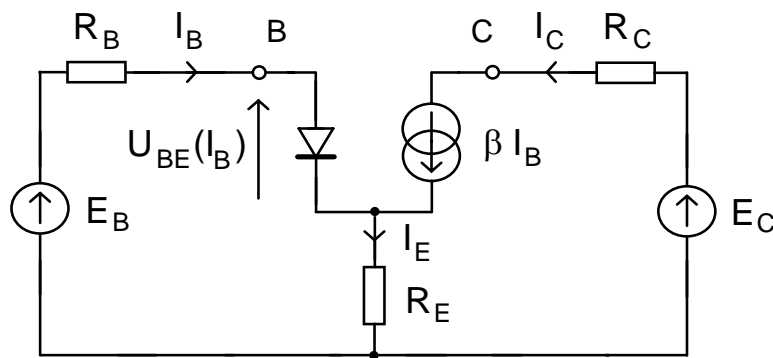
$$I_C = \alpha_N I_F = \beta I_B, \quad I_B = (1 - \alpha_N) I_F,$$

stąd
$$\beta = \frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N},$$

zaś
$$I_B = (1 - \alpha_N) I_{ES} \left[\exp\left(\frac{U_{BE}}{\varphi_T}\right) - 1 \right] = I_{BS} \left[\exp\left(\frac{U_{BE}}{\varphi_T}\right) - 1 \right],$$

stąd
$$I_{BS} = (1 - \alpha_N) I_{ES} \approx \frac{I_{ES}}{\beta} \quad (\text{bo } \alpha_N \text{ jest bliskie } 1).$$

Schemat zastępczy do analizy stałoprądowej, pokazany na rys. 2.7, został utworzony przez połączenie dwubateryjnego układu zasilania (rys. 2.2) i uproszczonego, nieliniowego modelu tranzystora (rys. 2.6).



Rys. 2.7. Schemat zastępczy wzmacniacza

W oczku wejściowym
$$E_B = I_B R_B + U_{BE}(I_B) + I_E R_E,$$

ale
$$I_E = I_B + I_C = I_B + \beta \cdot I_B = (\beta + 1) I_B$$

więc
$$E_B = U_{BE}(I_B) + I_B [R_B + (\beta + 1) R_E]$$

Na tej podstawie:

$$I_B = \frac{E_B - U_{BE}(I_B)}{R_B + (\beta + 1) R_E} \quad (2.9)$$

$$I_C = \frac{[E_B - U_{BE}(I_B)]\beta}{R_B + (\beta + 1)R_E} \quad (2.10)$$

Równanie oczka wyjściowego ma postać:

$$E_C = I_C R_C + U_{CE} + I_E R_E = I_C R_C + U_{CE} + \frac{\beta + 1}{\beta} I_C R_E$$

Z tego równania napięcie kolektor-emiter wynosi

$$U_{CE} = E_C - I_C \left(R_C + \frac{\beta + 1}{\beta} R_E \right) \quad (2.11)$$

Prąd bazy jest związany z napięciem baza-emiter równaniem diody wejściowej:

$$I_B = I_{BS} \left[\exp\left(\frac{U_{BE}}{\varphi_T}\right) - 1 \right]$$

Stąd napięcie baza-emiter jest w przybliżeniu równe:

$$U_{BE} = \varphi_T \ln\left(\frac{I_B}{I_{BS}}\right) \quad (2.12)$$

Równania (2.9) i (2.12) tworzą układ równań, z którego można wyeliminować U_{BE} :

$$E_B = I_B [R_B + (\beta + 1)R_E] + \varphi_T \ln\left(\frac{I_B}{I_{BS}}\right)$$

Jest to równanie nieliniowe i nie ma rozwiązania analitycznego. Rozwiązania numerycznego można szukać metodą iteracyjną. W i -tej iteracji mamy:

$$I_B^{(i)} = \frac{E_B - U_{BE}^{(i)}(I_B)}{R_B + (\beta + 1)R_E},$$

oraz

$$U_{BE}^{(i)} = \varphi_T \ln\left(\frac{I_B^{(i-1)}}{I_{BS}}\right).$$

Wartości elementów układu dwubaterijnego, równoważnego analizowanemu wzmacniaczowi, zostały obliczone w przykładzie 2.1 i wynoszą: $R_B = 70,6 \text{ k}\Omega$, $R_C = 6,8 \text{ k}\Omega$, $R_E = 1 \text{ k}\Omega$, $E_B = 2,078 \text{ V}$, $E_C = 15 \text{ V}$. W punkcie startowym procesu iteracyjnego przyjmujemy wartość początkową napięcia baza-emiter np. $U_{BE}^{(0)} = 0,7 \text{ V}$. Wtedy prąd bazy wynosi

$$I_B^{(0)} = \frac{E_B - U_{BE}^{(0)}}{R_B + (\beta + 1)R_E} = \frac{2,078 - 0,7}{(70,6 + 301 \cdot 1) \cdot 10^3} = 3,7083 \mu\text{A}.$$

Tej wartości prądu odpowiada napięcie $U_{BE}^{(1)}$

$$U_{BE}^{(1)} = \varphi_T \ln\left(\frac{I_B^{(0)}}{I_{BS}}\right) = 26 \cdot 10^{-3} \ln\left(\frac{3,7083 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 10^{-17}}\right) = 674,6 \text{ mV} \text{ i dalej:}$$

$$I_B^{(1)} = \frac{E_B - U_{BE}^{(1)}}{R_B + (\beta + 1)R_E} = \frac{2,078 - 0,6746}{(70,6 + 301 \cdot 1) \cdot 10^3} = 3,7767 \mu\text{A}.$$

Względna zmiana prądu bazy wynosi

$$\delta = \left| \frac{I_B^{(1)} - I_B^{(0)}}{I_B^{(1)}} \right| \cdot 100\% = \frac{3,7767 - 3,7083}{3,7767} \cdot 100\% = 1,8\%.$$

Kontynuując obliczenia w drugim kroku mamy:

$$U_{BE}^{(2)} = 26 \cdot 10^{-3} \ln\left(\frac{3,7767 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 10^{-17}}\right) = 675,07 \text{ mV} \text{ i dalej:}$$

$$I_B^{(2)} = \frac{2,078 - 0,67507}{(70,6 + 301 \cdot 1) \cdot 10^3} = 3,7754 \mu\text{A}.$$

Względna zmiana prądu bazy wynosi

$$\delta = \frac{3,7754 - 3,7767}{3,7754} \cdot 100\% = 0,034\%.$$

Widać, że obliczenia można zakończyć po jednej iteracji. Jako przybliżone rozwiązanie przyjmujemy:

$$U_{BE} = U_{BE}^{(2)} \approx 675 \text{ mV}, \text{ oraz}$$

$$I_B = I_B^{(2)} \approx 3,775 \mu\text{A}.$$

Prąd kolektora obliczamy jako

$$I_C = \beta \cdot I_B = 300 \cdot 3,775 \cdot 10^{-6} = 1,13 \text{ mA},$$

zaś napięcie kolektor-emiter wyznaczamy z równania (2.11)

$$U_{CE} = E_C - I_C \left(R_C + \frac{\beta + 1}{\beta} R_E \right) = 15 - 1,13 \cdot 10^{-3} \left(6,8 + \frac{301}{300} \cdot 1 \right) \cdot 10^3 = 6,18 \text{ V}.$$

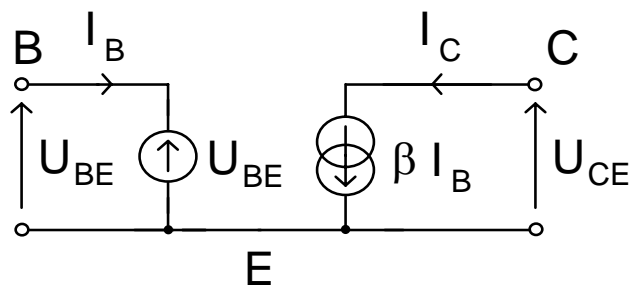
PRZYKŁAD 2.3.

We wzmacniaczu z przykładu 2.1 wyznaczyć punkt pracy tranzystora posługując się liniowym modelem tranzystora o parametrach: $U_{BE} = 675 \text{ mV}$, $\beta = 300$. Obliczyć maksymalną amplitudę napięcia wyjściowego, które nie jest jeszcze obcinane. Przyjąć minimalne napięcie kolektor-emiter $U_{CE\min} = 1 \text{ V}$ i rezystancję obciążenia wzmacniacza $R_L = 10 \text{ k}\Omega$.

Uwaga: dla sygnałów zmiennych kondensatory C_1 , C_2 i C_3 oraz baterię zasilającą można uważać za zwarcie.

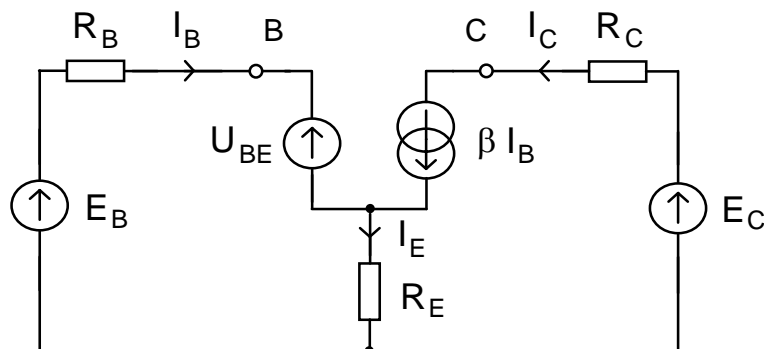
Rozwiązanie.

Liniowy model tranzystora, pokazany na rysunku 2.8, powstał po zastąpieniu diody baza-emiter w uproszczonym modelu Ebersa i Molla (rys. 2.6) źródłem o sile elektromotorycznej równej napięciu baza-emiter w przewidywanym punkcie pracy.



Rys. 2.8. Liniowy model tranzystora

Schemat zastępczy do analizy stałoprądowej tworzymy przez połączenie dwubaterijnego układu zasilania (rys. 2.2) i liniowego modelu tranzystora (rys. 2.8).



Rys. 2.9. Schemat zastępczy wzmacniacza

Równania opisujące sieć elektryczną z rys. 2.9 mają rozwiązanie analityczne. Analogicznie jak w przykładzie 2.2 prądy końcówek tranzystora w punkcie pracy wyrażają zależności:

$$I_C = \frac{(E_B - U_{BE})\beta}{R_B + (\beta + 1)R_E} \quad (2.13)$$

$$I_B = \frac{E_B - U_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E} = \frac{I_C}{\beta} \quad (2.14)$$

a napięcie U_{CE} jest dane wzorem (2.11), zaś wartość $U_{BE} = 675$ mV podano w temacie przykładu.

Wartości elementów układu dwubaterijnego, równoważnego analizowanemu wzmacniaczowi, obliczono w przykładzie 2.1. Wynoszą one: $R_B = 70,6$ k Ω , $R_C = 6,8$ k Ω , $R_E = 1$ k Ω , $E_B = 2,078$ V, $E_C = 15$ V. Wobec tego punkt pracy ma parametry:

$$I_C = \frac{(E_B - U_{BE})\beta}{R_B + (\beta + 1)R_E} = \frac{(2,078 - 0,675)300}{(70,6 + 301 \cdot 1)10^3} = 1,13 \text{ mA},$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{1,13 \cdot 10^{-3}}{300} = 3,77 \text{ }\mu\text{A},$$

$$U_{CE} = E_C - I_C \left(R_C + \frac{\beta + 1}{\beta} R_E \right) = 15 - 1,13 \cdot 10^{-3} \left(6,8 + \frac{301}{300} 1 \right) \cdot 10^3 = 6,18 \text{ V},$$

$$U_{BE} = 675 \text{ mV}.$$

Jak widać punkt pracy tranzystora, obliczony na podstawie modelu liniowego, jest praktycznie taki sam, jak obliczony przy użyciu modelu nieliniowego.

Z punktem pracy łączy się pojęcie prostej pracy dla prądu stałego, zwanej również prostą obciążenia, statyczną prostą pracy lub stałoprądową charakterystyką roboczą. Jest to miejsce geometryczne punktów (I_C, U_{CE}) spełniających równanie oczka wyjściowego dwubaterijnego układu zasilania tranzystora. Podobnie można mówić o statycznej prostej pracy obwodu wejściowego tranzystora: jest to miejsce geometryczne punktów (I_B, U_{BE}) spełniających równanie oczka wejściowego.

W dwubaterijnym układzie zasilania z rys. 2.2 można napisać równanie oczka wyjściowego:

$$E_C = I_C R_C + U_{CE} + I_E R_E \approx U_{CE} + I_C (R_C + R_E).$$

W równaniu tym R_C , R_E i E_C to stałe, zaś I_C i U_{CE} – zmienne, odpowiadające zmiennym na charakterystykach wyjściowych tranzystora. Przyjmując I_C jako zmienną zależną i U_{CE} jako zmienną niezależną możemy napisać

$$I_C = \frac{-1}{R_C + R_E} U_{CE} + \frac{E_C}{R_C + R_E} \quad (2.15)$$

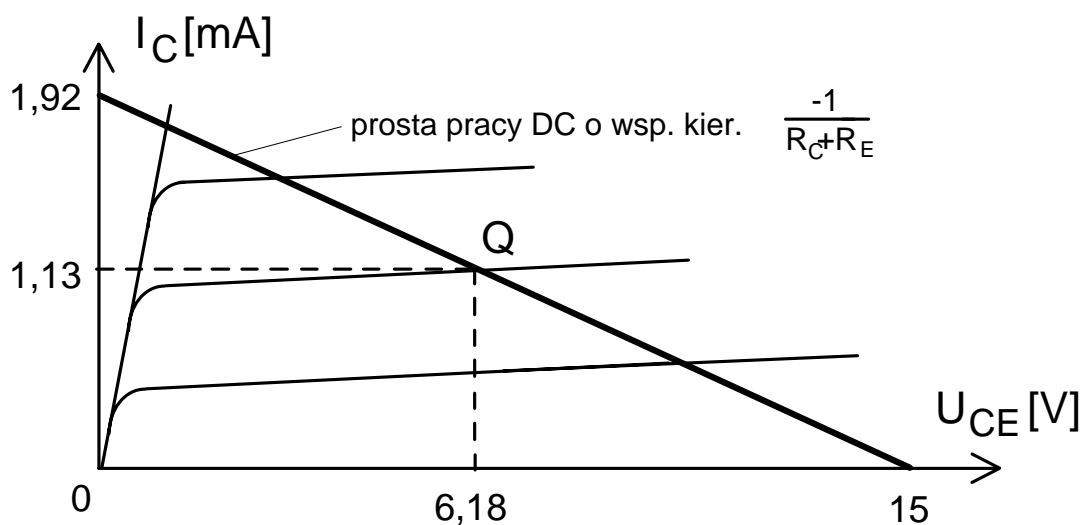
Jest to równanie prostej $y = ax + b$, gdzie współczynnik kierunkowy $a = \frac{-1}{R_C + R_E}$ zaś wyraz wolny $b = \frac{E_C}{R_C + R_E}$.

Odcinek prostej (2.15) można wykreślić na charakterystykach wyjściowych tranzystora jako prostą przez dwa punkty.

Gdy $I_C = 0 \Rightarrow \frac{-1}{R_C + R_E} U_{CE} + \frac{E_C}{R_C + R_E} = 0$, stąd przy $I_C = 0$,

$$U_{CE} = E_C = 15\text{V}, \text{ a gdy } U_{CE} = 0 \Rightarrow I_C = \frac{E_C}{R_C + R_E} = \frac{15}{(6,8 + 1)10^{-3}} = 1,92\text{ mA}.$$

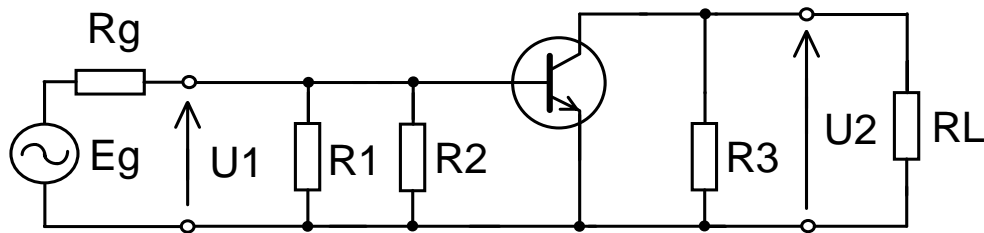
Prostą pracy dla prądu stałego i punkt pracy pokazano na charakterystykach wyjściowych tranzystora na rys. 2.10.



Rys. 2.10. Prosta pracy dla prądu stałego na charakterystykach wyjściowych

Maksymalną amplitudę napięcia wyjściowego, które nie jest jeszcze obcinane, wyznaczamy przy użyciu analizy graficznej na podstawie schematów wzmacniacza: uproszczonego i zastępczego dla prądu zmiennego. Schemat uproszczony wzmacniacza powstaje po uwzględnieniu założeń o zwarciu

kondensatorów i baterii przy sygnałach zmiennych. Schemat ten pokazano na rys. 2.11.



Rys. 2.11. Schemat uproszczony wzmacniacza dla prądu zmiennego

Aby uzyskać schemat zastępczy należy zastąpić tranzystor jego modelem małosygnałowym (czwórnikiem liniowym). Z sześciu możliwych opisów czwórnika ($[y]$, $[z]$, $[h]$, ...) najlepszy, z punktu widzenia liczby równań opisujących układy elektroniczne, jest opis za pomocą macierzy admitancyjnej.

Małosygnałowy, niskoczęstotliwościowy model tranzystora wyprowadzimy z modelu Ebersa i Molla przez jego linearyzację w punkcie pracy. W przykładzie 2.2 podano opis uproszczonego modelu (słusznego tylko w obszarze aktywnym) równaniami:

$$I_B = (1 - \alpha_N) I_F = (1 - \alpha_N) I_{ES} \left[\exp\left(\frac{U_{BE}}{\varphi_T}\right) - 1 \right] \quad (2.16)$$

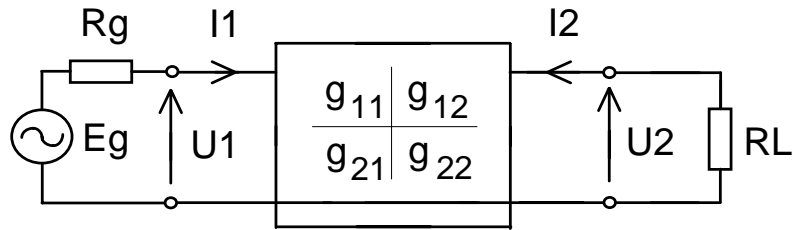
$$I_C = \alpha_N I_F = \alpha_N I_{ES} \left[\exp\left(\frac{U_{BE}}{\varphi_T}\right) - 1 \right] \quad (2.17)$$

Jeżeli zastąpimy napięcia i prądy stałe w tych równaniach ich nieskończenie małymi przyrostami, a następnie przybliżymy te przyrosty przyrostami skończonymi (małymi w stosunku do wartości odpowiednich napięć i prądów), które potraktujemy jako amplitudy sygnałów zmiennych, to uzyskamy opis właściwości zmiennoprądowych:

$$dI_B \rightarrow \Delta I_B \rightarrow I_1, \quad dI_C \rightarrow \Delta I_C \rightarrow I_2$$

$$dU_{BE} \rightarrow \Delta U_{BE} \rightarrow U_1, \quad dU_{CE} \rightarrow \Delta U_{CE} \rightarrow U_2$$

Sygnały I_1 , I_2 , U_1 , U_2 opisują czwórnik liniowy:



Elementy macierzy [g] tranzystora wyznaczmy metodą różniczki zupełnej z równań (2.16) i (2.17).

$$dI_B = \frac{\delta I_B}{\delta U_{BE}} dU_{BE} + \frac{\delta I_B}{\delta U_{CE}} dU_{CE}$$

$$dI_C = \frac{\delta I_C}{\delta U_{BE}} dU_{BE} + \frac{\delta I_C}{\delta U_{CE}} dU_{CE}$$

Opis ten odpowiada opisowi czwórnikowemu

$$I_1 = g_{11}U_1 + g_{12}U_2$$

$$I_2 = g_{21}U_1 + g_{22}U_2$$

gdzie: $g_{11} = \frac{\delta I_B}{\delta U_{BE}}$, $g_{12} = \frac{\delta I_B}{\delta U_{CE}}$, $g_{21} = \frac{\delta I_C}{\delta U_{BE}}$, $g_{22} = \frac{\delta I_C}{\delta U_{CE}}$.

Elementy macierzy [g] (pochodne wyznaczone z zależności (2.16) i (2.17)) są równe:

$$g_{11} = \frac{\delta I_B}{\delta U_{BE}} = (1 - \alpha_N) I_{ES} \exp\left(\frac{U_{BE}}{\varphi_T}\right) \cdot \left(\frac{1}{\varphi_T}\right) \approx \frac{I_B}{\varphi_T},$$

$$g_{12} = \frac{\delta I_B}{\delta U_{CE}} = 0,$$

$$g_{21} = \frac{\delta I_C}{\delta U_{BE}} = \alpha_N I_{ES} \exp\left(\frac{U_{BE}}{\varphi_T}\right) \cdot \left(\frac{1}{\varphi_T}\right) \approx \frac{I_C}{\varphi_T},$$

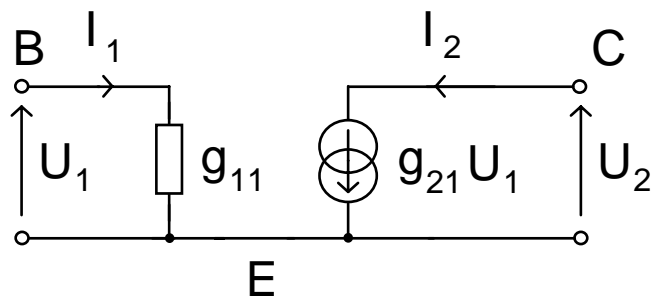
$$g_{22} = \frac{\delta I_C}{\delta U_{CE}} = 0.$$

Uzyskany z modelu Ebersa i Molla model małosygnałowy jest więc opisany równaniami:

$$I_1 = g_{11}U_1, \quad \text{gdzie } g_{11} = \frac{I_B}{\varphi_T}$$

$$I_2 = g_{21}U_1, \quad \text{gdzie } g_{21} = \frac{I_C}{\varphi_T}$$

Równania te mają reprezentację w postaci sieci elektrycznej, stanowiącej model tranzystora, pokazanej na rys. 2.12.



Rys. 2.12. Małosygnałowy model tranzystora

Parametry tego modelu łatwo jest zidentyfikować, gdy jest znany punkt pracy tranzystora i współczynnik wzmocnienia prądowego β :

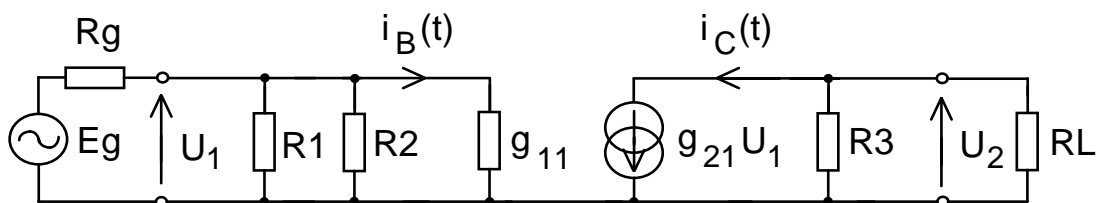
$$g_{21} = \frac{I_C}{\varphi_T} = 38,5 I_C \quad (\text{przyjęto } \varphi_T = 26 \text{ mV}) \quad (2.18)$$

$$g_{11} = \frac{I_B}{\varphi_T} = \frac{I_C}{\beta \varphi_T} = \frac{g_{21}}{\beta} \quad (2.19)$$

W analizowanym przykładzie wartości liczbowe parametrów modelu z rys. 2.12 są następujące:

$$g_{21} = \frac{I_C}{\varphi_T} = \frac{1,13 \cdot 10^{-3}}{26 \cdot 10^{-3}} = 43,5 \text{ mS}, \quad g_{11} = \frac{g_{21}}{\beta} = \frac{43,5 \cdot 10^{-3}}{300} = 145 \mu\text{S}.$$

Schemat zastępczy wzmacniacza do analizy zmiennoprądowej uzyskujemy z połączenia schematu uproszczonego (rys. 2.11) i modelu tranzystora (rys. 2.12).

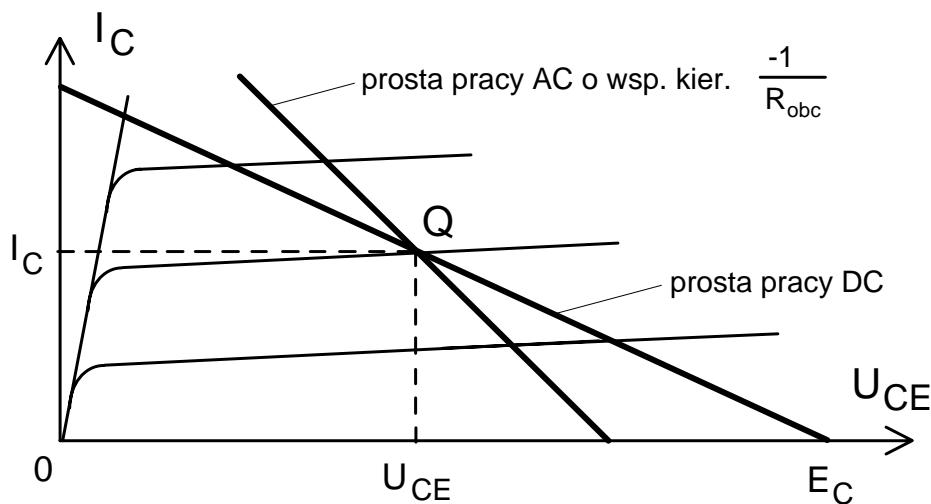


Rys. 2.13. Schemat zastępczy wzmacniacza dla prądu zmiennego

Z tego schematu wynika, że składowa zmienna prądu kolektora $i_C(t)$ wywołuje na rezystancji obciążenia $R_{obc} = \frac{R_3 \cdot R_L}{R_3 + R_L}$ napięcie $U_2(t)$, które stanowi składową zmienną napięcia kolektor-emiter tranzystora. Prąd $i_C(t)$ wynosi więc:

$$i_C(t) = \frac{-1}{R_{obc}} U_2(t) \quad (2.20)$$

Zależność (2.20) jest także równaniem prostej we współrzędnych I_C , U_{CE} o współczynniku kierunkowym $\frac{-1}{R_{obc}}$. Nosi ona nazwę prostej pracy dla prądu zmiennego (dynamicznej prostej pracy lub zmiennoprądowej charakterystyki roboczej). Gdy wysterowanie (amplituda składowej zmiennej) zdąży do zera, to odcinek prostej (2.20) zdąży do punktu pracy tranzystora przy prądzie stałym (do spoczynkowego punktu pracy). Prosta pracy dla prądu zmiennego musi więc przechodzić przez spoczynkowy punkt pracy i ma nachylenie $\frac{-1}{R_{obc}}$. Jej położenie w polu charakterystyk wyjściowych tranzystora pokazano na rys. 2.14.



Rys. 2.14. Proste pracy dla prądu stałego i zmiennego na charakterystykach wyjściowych

Chwilowy punkt pracy, o współrzędnych $U_2(t) = U_{CE}(t)$, $i_C(t)$, porusza się w funkcji czasu wzdłuż odcinka prostej pracy dla prądu zmiennego, symetrycznego względem spoczynkowego punktu pracy, którego długość jest proporcjonalna do amplitudy sygnału wyjściowego (do amplitudy pobudzenia).

Sygnal na wyjściu tranzystora ($U_2(t) = U_{CE}(t)$, $i_C(t)$) nie jest obcinany dopóty, dopóki chwilowy punkt pracy nie przekroczy granic obszaru aktywnego: nie wchodzi w obszar odcięcia, w którym oba złącza tranzystora baza-emiter i baza-kolektor są spolaryzowane zaporowo, ani w obszar nasycenia (oba złącza spolaryzowane w kierunku przewodzenia). Praca w obszarze aktywnym wymaga aby były spełnione nierówności:

$$I_C(t) \geq 0, \quad U_{CE}(t) \geq U_{CE \min} \quad (2.21)$$

dla dowolnego czasu t . Granicę obszaru nasycenia przyjęto tu wyżej ($U_{CE \min} > U_{CEsat}$) i obszar ten obejmuje część pola charakterystyk wyjściowych, w której współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystora maleje znacznie.

Maksymalną amplitudę napięcia wyjściowego, które nie jest jeszcze obcinane w wyniku przekroczenia granicy obszaru odcięcia, oznaczymy jako U^+ , zaś maksymalną amplitudę napięcia wyjściowego, które nie jest jeszcze obcinane w wyniku przekroczenia granicy obszaru odcięcia, oznaczymy jako U^- .

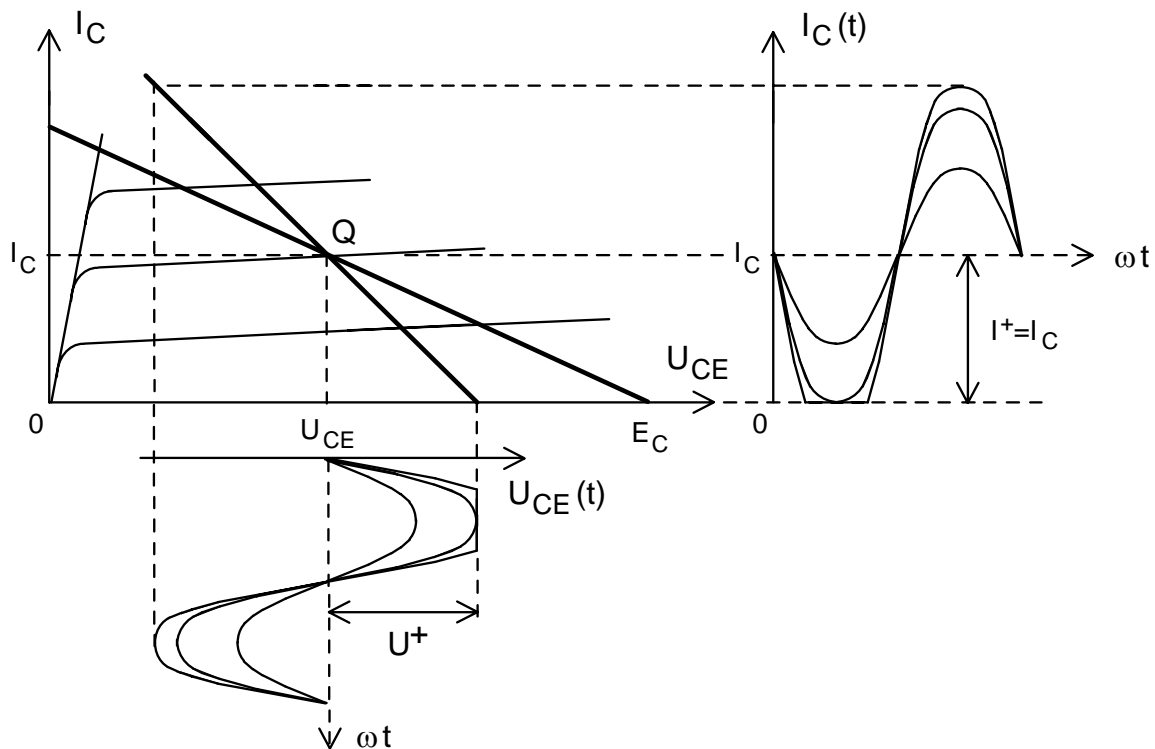
Napięcie U^+ wyznaczmy na podstawie analizy graficznej, przedstawionej na rys. 2.15. Widać, że amplituda prądu wyjściowego \bar{I}_{2m} nie może przekroczyć

$$\bar{I}_{2m} \leq \bar{I}_{2 \max} = I^+ = I_C$$

zaś amplituda napięcia wyjściowego \bar{U}_{2m} nie może przekroczyć

$$\bar{U}_{2m} \leq \bar{U}_{2 \max} = U^+ = R_{obc} I^+ = R_{obc} I_C,$$

gdzie: $R_{obc} = \frac{R_3 \cdot R_L}{R_3 + R_L}$.

Rys. 2.15. Analiza graficzna wzmacniacza - napięcie U^+

Podobnie napięcie U^- wyznaczymy na podstawie analizy graficznej, przedstawionej na rys. 2.16. Przy takim położeniu spoczynkowego punktu pracy obcinanie napięcia wyjściowego zachodzi na granicy obszaru nasycenia i amplituda napięcia wyjściowego \bar{U}_{2m} nie może przekroczyć

$$\bar{U}_{2m} \leq \bar{U}_{2\max} = U^- = U_{CE} - U_{CE\min}$$

zaś amplituda prądu wyjściowego

$$\bar{I}_{2m} \leq \bar{I}_{2\max} = I^- = \frac{U^-}{R_{obc}} = \frac{U_{CE} - U_{CE\min}}{R_{obc}}$$

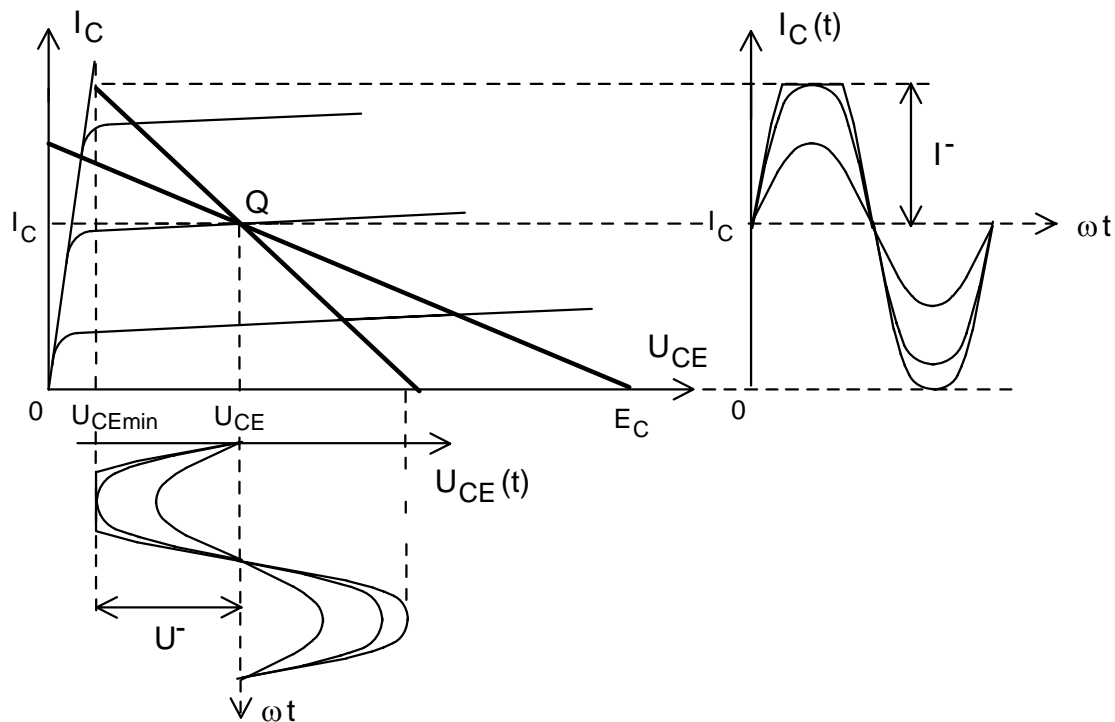
Maksymalna amplituda napięcia wyjściowego wzmacniacza, które nie jest obcinane, jest mniejszym z napięć U^+ i U^- :

$$\bar{U}_{2\max} = \min(U^+, U^-) \quad (2.22)$$

gdzie:

$$U^+ = R_{obc} I_C \quad (2.23)$$

$$U^- = U_{CE} - U_{CE\min} \quad (2.24)$$

Rys. 2.16. Analiza graficzna wzmacniacza - napięcie U^-

W naszym przykładzie

$$U^+ = R_{obc} I_C = \frac{R_3 \cdot R_L}{R_3 + R_L} I_C = \frac{6,8 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3}{6,8 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3} 1,13 \cdot 10^{-3} = 4,57 \text{ V},$$

$$U^- = U_{CE} - U_{CE \min} = 6,18 - 1 = 5,18 \text{ V},$$

$$\text{zaś } \bar{U}_{2 \max} = \min(U^+, U^-) = \min(4,57 ; 5,18) = 4,57 \text{ V}.$$

Maksymalne amplitudy prądu wyjściowego obliczamy podobnie:

$$I^+ = I_C = 1,13 \text{ mA},$$

$$I^- = \frac{U^-}{R_{obc}} = \frac{5,18}{4,05 \cdot 10^3} = 1,28 \text{ mA},$$

$$\bar{I}_{2m} \leq \bar{I}_{2 \max} = \min(I^+, I^-) = \min(1,13 \cdot 10^{-3}; 1,28 \cdot 10^{-3}) = 1,13 \text{ mA}.$$

2.3. Wpływ temperatury i rozrzutu współczynnika wzmocnienia prądowego na punkt pracy tranzystora i maksymalną amplitudę napięcia wyjściowego

PRZYKŁAD 2.4.

Wyznaczyć punkt pracy tranzystora i maksymalną amplitudę napięcia wyjściowego we wzmacniaczu z przykładu 2.1:

a) w temperaturze $T_1 = 15 \text{ }^\circ\text{C}$,

b) w temperaturze $T_2 = 50 \text{ }^\circ\text{C}$,

Zastosować liniowy model tranzystora, którego parametry w temperaturze $T_0 = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ są równe: $U_{BE}(T_0) = 675 \text{ mV}$, $\beta(T_0) = 300$. Prąd zerowy złącza baza-kolektor wynosi $I_{C0}(150 \text{ }^\circ\text{C}) \leq 15 \text{ } \mu\text{A}$ ¹⁾. Przyjąć współczynnik temperaturowych zmian napięcia baza-emiter $c = 2 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}}$, współczynnik

temperaturowych zmian β : $\gamma = 5 \cdot 10^{-3} \frac{1}{^\circ\text{C}}$, współczynnik temperaturowych

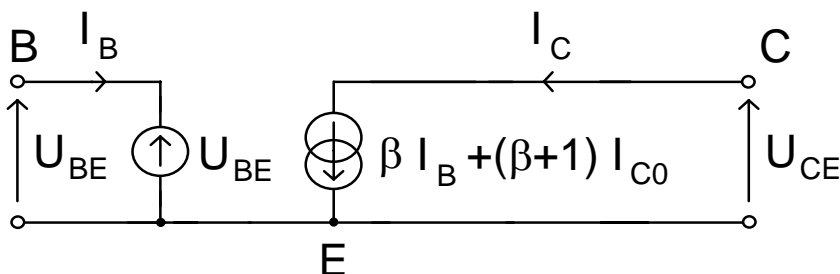
zmian prądu zerowego $b = 14 \text{ }^\circ\text{C}$. Minimalne napięcie kolektor-emiter przyjąć równe $U_{CE\text{min}} = 1 \text{ V}$ a rezystancję obciążenia wzmacniacza $R_L = 10 \text{ k}\Omega$.

Uwaga: dla sygnałów zmiennych kondensatory C_1 , C_2 i C_3 oraz baterię zasilającą można uważać za zwarcie.

1) prąd zerowy podlega bardzo dużemu rozrzutowi produkcyjnemu; w danych katalogowych jest podawana jego wartość maksymalna.

Rozwiązanie.

Jeżeli temperatura złącza tranzystora T_j jest wysoka (bliska maksymalnej temperaturze złącza, przyjmowanej zwykle dla krzemu jako $T_{j\text{max}} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$), to może być konieczne uwzględnienie w modelu tranzystora zerowego prądu kolektora. Jest to prąd płynący przez złącze baza-kolektor, spolaryzowane zaporowo, przy emiterze nie połączonym z żadną z pozostałych końcówek tranzystora. Po uwzględnieniu prądu zerowego w liniowym, stałoprądowym modelu tranzystora (rys. 2.8) prądy końcówek zaznaczono na rys. 2.17.



Rys. 2.17. Liniowy model DC tranzystora z prądem zerowym

Teraz $I_C = \beta I_B + (\beta + 1) I_{C0}$, stąd:

$$I_B = \frac{I_C - (\beta + 1)I_{C0}}{\beta} \quad (2.25)$$

Schemat zastępczy, na podstawie którego można wykonać analizę stałoprądową, powstaje z połączenia dwubateryjnego układu zasilania (rys. 2.2) i modelu z rys. 2.17. Schemat ten pokazano na rys. 2.18. Równanie oczka wejściowego

$$E_B = I_B R_B + U_{BE} + I_E R_E = U_{BE} + I_C R_E + I_B (R_B + R_E)$$

po podstawieniu zależności (2.25) przyjmuje postać

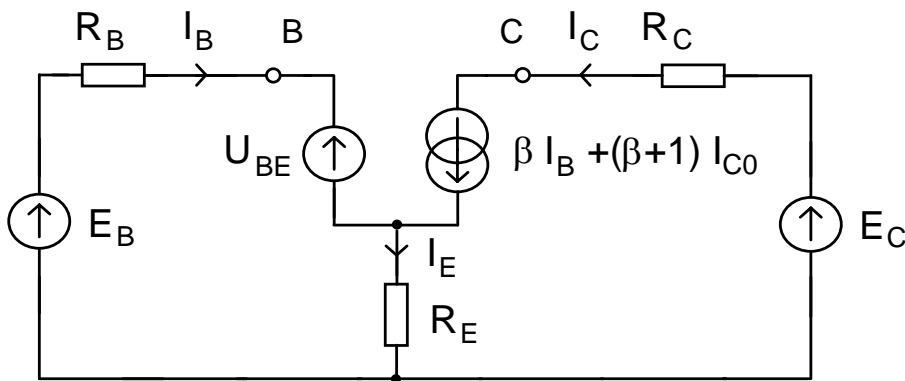
$$E_B = U_{BE} + I_C R_E + (R_B + R_E) \frac{I_C - (\beta + 1)I_{C0}}{\beta}$$

Teraz prąd I_C jest dany zależnością

$$I_C = \frac{(E_B - U_{BE})\beta + (R_B + R_E)\beta I_{C0}}{R_B + (\beta + 1)R_E} \quad (2.26)$$

Napięcie U_{CE} wyznaczamy z oczka wyjściowego

$$E_C = I_C R_C + U_{CE} + I_E R_E = U_{CE} + I_C (R_C + R_E) + I_B R_E$$



Rys. 2.18. Stałoprądowy schemat zastępczy wzmacniacza

Po podstawieniu zależności (2.25) równanie to przyjmuje postać

$$E_C = U_{CE} + I_C (R_C + R_E) + R_E \frac{I_C - (\beta + 1)I_{C0}}{\beta}$$

stąd napięcie U_{CE} jest dane zależnością

$$U_{CE} = E_C - I_C \left(R_C + \frac{\beta + 1}{\beta} R_E \right) + R_E \frac{\beta + 1}{\beta} I_{C0} \quad (2.27)$$

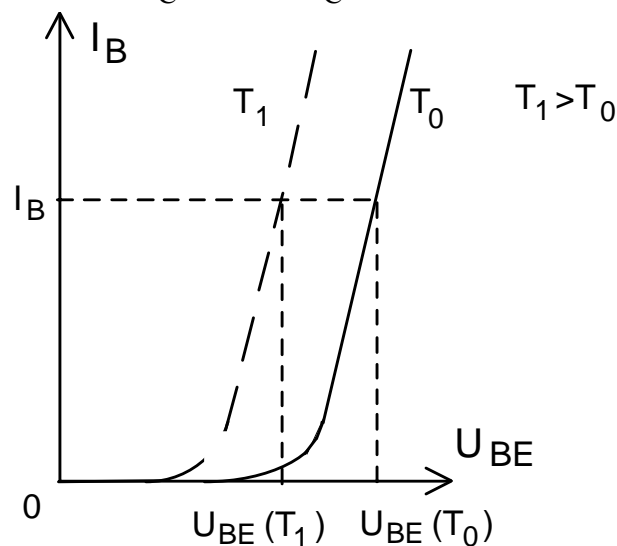
Wzory (2.26) i (2.27) różnią się od (2.13) (przykład 2.3) i (2.11) (przykład 2.2) obecnością składnika zależnego od prądu zerowego tranzystora. Gdy wpływ prądu zerowego jest pomijalny zależności te są identyczne.

Parametry U_{BE} , β i I_{C0} modelu tranzystora, występujące we wzorach (2.26) i (2.27), są zależne od temperatury. Zależności te ilustrują rysunki 2.19 – 2.21.

Napięcie baza-emiter zmniejsza się proporcjonalnie do wzrostu temperatury zgodnie z wzorem:

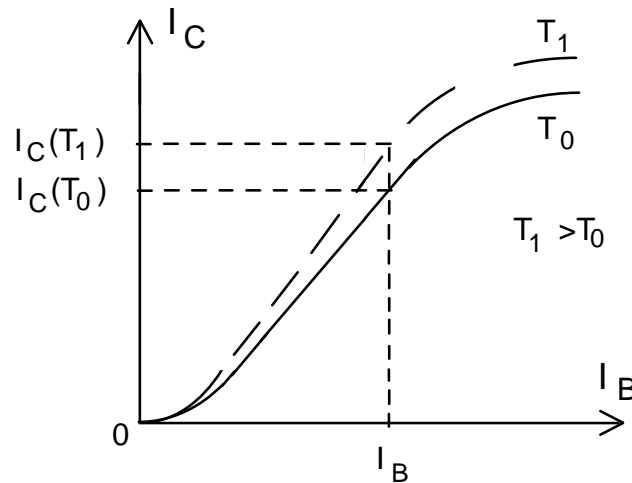
$$U_{BE}(T_1) = U_{BE}(T_0) - c(T_1 - T_0) \quad (2.28)$$

gdzie c jest współczynnikiem temperaturowych zmian U_{BE} . Współczynnik ten niemal nie zależy od prądu i jest stały w szerokim zakresie zmian temperatury. Jego wartość wynosi od $1,5 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}}$ do $2,5 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}}$.



Rys. 2.19. Wpływ temperatury na charakterystykę wejściową tranzystora

Zmiany temperaturowe charakterystyki przejściowej tranzystora ilustruje rys. 2.20.



Rys. 2.20. Wpływ temperatury na charakterystykę przejściową tranzystora

W miarę wzrostu temperatury prąd kolektora (przy stałym prądzie bazy) zwiększa się proporcjonalnie. Oznacza to proporcjonalne do zmian temperatury zwiększenie współczynnika wzmocnienia prądowego tranzystora zgodnie z zależnością:

$$\beta(T_1) = \beta(T_0)[1 + \gamma(T_1 - T_0)] \quad (2.29)$$

gdzie γ jest współczynnikiem temperaturowych zmian β . Współczynnik γ niemal nie zależy od temperatury. Jego wartość wynosi od $5 \cdot 10^{-3} \frac{1}{^\circ\text{C}}$ do $10 \cdot 10^{-3} \frac{1}{^\circ\text{C}}$ (od 0,5 %/°C do 1 %/°C).

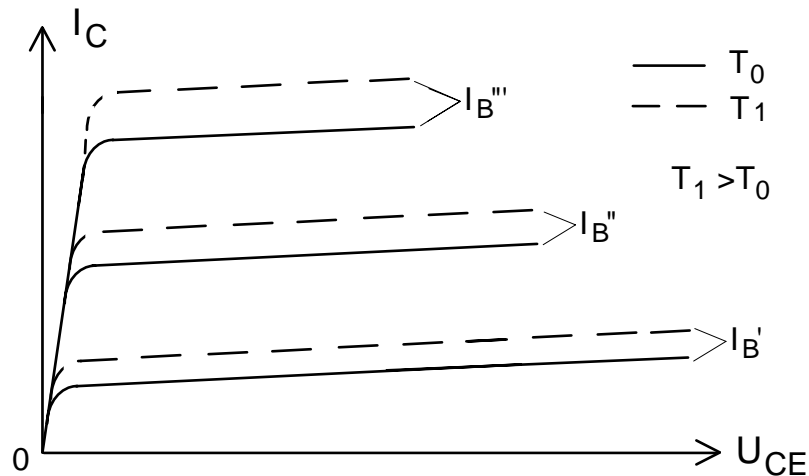
Ściśle biorąc z przesunięcia charakterystyki przejściowej wynika zmiana wielkosygnalowego współczynnika wzmocnienia prądowego β_0 , zdefiniowanego jako $\beta_0 = \left. \frac{I_C}{I_B} \right|_{U_{CE} = \text{const}}$. Zwarciovowy współczynnik wzmocnienia prądowego β

jest parametrem małosygnalowym i jest zdefiniowany jako $\beta = \frac{\delta I_C}{\delta I_B}$. Jednak

kształt charakterystyki przejściowej tranzystora uzasadnia powszechnie przyjmowane przybliżenie $\beta_0 = \beta$ (nachylenie stycznej do charakterystyki przejściowej w punkcie o prądzie I_C jest w przybliżeniu równe nachyleniu siecznej).

Wpływ zmian temperatury na charakterystyki wyjściowe tranzystora polega na rozsunięciu charakterystyk (co wynika z przedstawionej wyżej zmiany

współczynnika wzmocnienia prądowego) i przesunięciu w górę charakterystyk, odpowiadających tej samej wartości prądu bazy. Zmiany temperaturowe charakterystyk wyjściowych tranzystora ilustruje rys. 2.21.



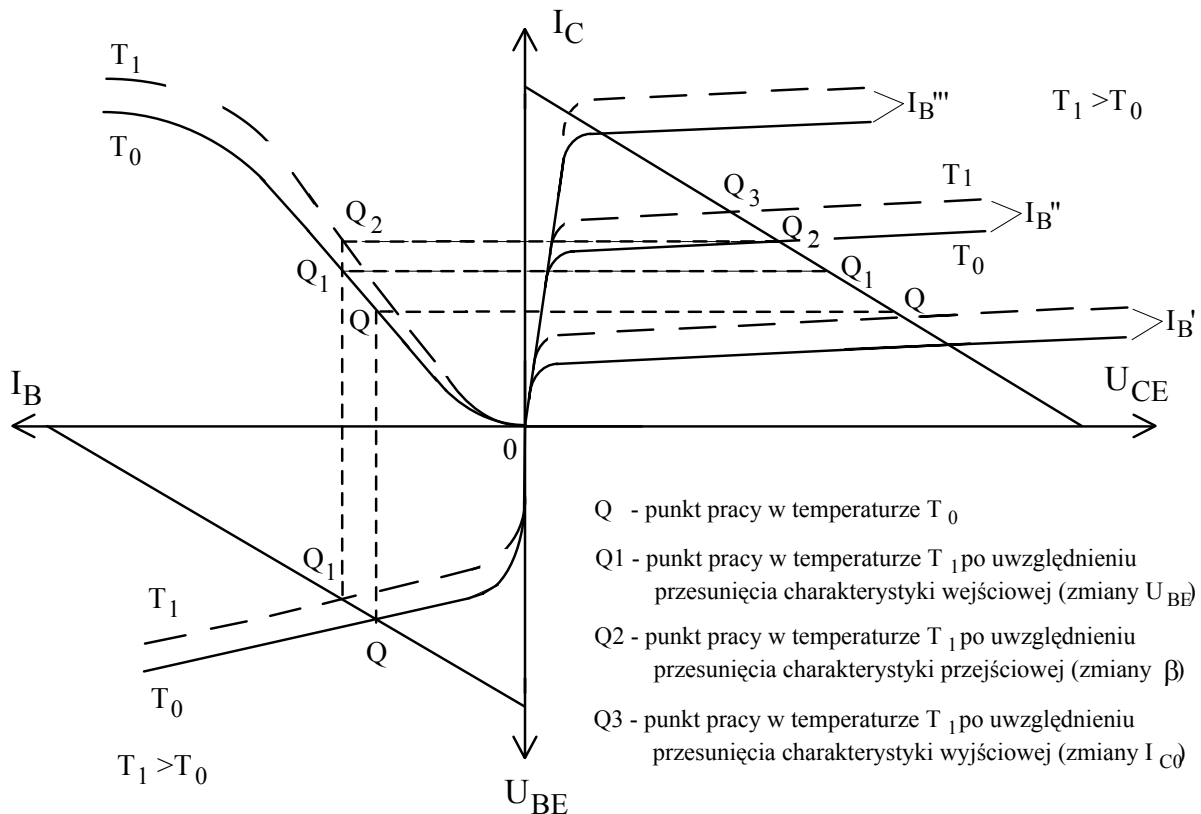
Rys. 2.21. Wpływ temperatury na charakterystyki wyjściowe tranzystora

Przesunięcie charakterystyk wyjściowych przy stałym prądzie bazy wynika z przepływu zerowego prądu kolektora, sterowanego temperaturą (porównaj model tranzystora z rys. 2.17). Zależność prądu I_{C0} od temperatury jest silnie nieliniowa. Prąd zerowy w przybliżeniu podwaja się co $10\text{ }^{\circ}\text{C}$. Do opisu jego zależności od temperatury jest stosowana często funkcja eksponencjalna:

$$I_{C0}(T_1) = I_{C0}(T_0) \exp\left(\frac{T_1 - T_0}{b}\right) \quad (2.30)$$

gdzie b jest współczynnikiem temperaturowych zmian prądu I_{C0} o wartości w przybliżeniu równej $b = 14\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Udział poszczególnych czynników (U_{BE} , β i I_{C0}) w zmianie punktu pracy tranzystora ilustruje rys. 2.22.



Rys. 2.22. Udział U_{BE} , β i I_{C0} w zmianach punktu pracy tranzystora

W punkcie a) analizowanego przykładu temperatura pracy wzmacniacza wynosi $T_1 = 15^\circ\text{C}$. Aby skorzystać z zależności (2.26) i (2.27) należy najpierw obliczyć wartości U_{BE} , β i I_{C0} w tej temperaturze:

$$U_{BE}(T_1) = U_{BE}(T_0) - c(T_1 - T_0) = 0,675 - 2 \cdot 10^{-3}(15 - 25) = 0,695 \text{ V},$$

$$\beta(T_1) = \beta(T_0)[1 + \gamma(T_1 - T_0)] = 300[1 + 5 \cdot 10^{-3}(15 - 25)] = 285,$$

$$I_{C0}(T_1) = I_{C0}(150^\circ\text{C}) \exp\left(\frac{T_1 - 150}{b}\right) \leq 15 \cdot 10^{-6} \exp\left(\frac{15 - 150}{14}\right) = 0,973 \cdot 10^{-9} = 0,973 \text{ nA}$$

(do dalszych obliczeń przyjmujemy maksymalną wartość prądu zerowego).

Na podstawie zależności (2.26) prąd kolektora wynosi:

$$I_C = \frac{[E_B - U_{BE}(T_1)]\beta(T_1) + (R_B + R_E)\beta(T_1)I_{C0}(T_1)}{R_B + [\beta(T_1) + 1]R_E} = \frac{(2,078 - 0,695)285 + (70,6 + 1) \cdot 10^3 \cdot 285 \cdot 0,97 \cdot 10^{-9}}{[70,6 + (285 + 1)] \cdot 10^3} = \frac{394,2 + 0,02}{356,6 \cdot 10^3} =$$

$$= 1,1 \text{ mA.}$$

Widać, że drugi składnik licznika pochodzący od prądu zerowego (0,02) jest znacznie mniejszy od pierwszego składnika (394,2): wpływ prądu zerowego na wartość prądu kolektora w temperaturze $T_1 = 15 \text{ }^\circ\text{C}$ jest pomijalny.

Wartość napięcia kolektor-emiter obliczamy z zależności (2.27):

$$\begin{aligned} U_{CE} &= E_C - I_C \left(R_C + \frac{\beta + 1}{\beta} R_E \right) + R_E \frac{\beta + 1}{\beta} I_{C0} = \\ &= 15 - 1,1 \cdot 10^{-3} \left(6,8 + \frac{285 + 1}{285} 1 \right) \cdot 10^3 + 1 \cdot 10^3 \frac{285 + 1}{285} 0,97 \cdot 10^{-9} = \\ &= 6,42 + 0,97 \cdot 10^{-6} = 6,42 \text{ V.} \end{aligned}$$

Tu również drugi składnik pochodzący od prądu zerowego ($0,97 \cdot 10^{-6}$) nie wpływa na napięcie kolektor-emiter w temperaturze $T_1 = 15 \text{ }^\circ\text{C}$.

Po zmianie temperatury do $T_2 = 50 \text{ }^\circ\text{C}$ (punkt b) przykładu 2.4) ulegną zmianie wartości U_{BE} , β i I_{C0} :

$$U_{BE}(T_2) = U_{BE}(T_0) - c(T_2 - T_0) = 0,675 - 2 \cdot 10^{-3}(50 - 25) = 0,625 \text{ V,}$$

$$\beta(T_2) = \beta(T_0)[1 + \gamma(T_2 - T_0)] = 300[1 + 5 \cdot 10^{-3}(50 - 25)] = 337,5 ,$$

$$I_{C0}(T_2) = I_{C0}(150 \text{ }^\circ\text{C}) \exp\left(\frac{T_2 - 150}{b}\right) \leq 15 \cdot 10^{-6} \exp\left(\frac{50 - 150}{14}\right) = 12 \cdot 10^{-9} =$$

$$12 \text{ nA .}$$

Prąd kolektora, na podstawie zależności (2.26), wynosi teraz:

$$\begin{aligned} I_C &= \frac{(2,078 - 0,625)337,5 + (70,6 + 1) \cdot 10^3 \cdot 337,5 \cdot 12 \cdot 10^{-9}}{[70,6 + (337,5 + 1)] \cdot 10^3} = \\ &= \frac{490,4 + 0,29}{409,1 \cdot 10^3} = 1,2 \text{ mA,} \end{aligned}$$

a napięcia kolektor-emiter, na podstawie zależności (2.27) jest równe:

$$\begin{aligned} U_{CE} &= 15 - 1,2 \cdot 10^{-3} \left(6,8 + \frac{337,5 + 1}{337,5} 1 \right) \cdot 10^3 + 1 \cdot 10^3 \frac{337,5 + 1}{337,5} 12 \cdot 10^{-9} = \\ &= 5,64 \text{ V.} \end{aligned}$$

W temperaturze $T_2 = 50 \text{ }^\circ\text{C}$ wpływ prądu zerowego na prąd kolektora i napięcie kolektor-emiter jest również pomijalnie mały.

Maksymalną amplitudę napięcia wyjściowego wyznaczamy w podobny sposób, jak w przykładzie 2.3. W temperaturze $T_1 = 15\text{ }^{\circ}\text{C}$ napięcia U^+ i U^- wynoszą:

$$U^+(T_1) = R_{obc} I_C(T_1) = 4,05 \cdot 10^3 \cdot 1,1 \cdot 10^{-3} = 4,46 \text{ V},$$

$$U^-(T_1) = U_{CE}(T_1) - U_{CE \min} = 6,42 - 1 = 5,42 \text{ V}.$$

Maksymalna amplituda napięcia wyjściowego jest mniejszą z tych wielkości

$$\bar{U}_{2 \max}(T_1) = \min(U^+, U^-) = \min(4,46, 5,42) = 4,46 \text{ V}.$$

Podobnie w temperaturze $T_2 = 50\text{ }^{\circ}\text{C}$ napięcia są równe:

$$U^+(T_2) = R_{obc} I_C(T_2) = 4,05 \cdot 10^3 \cdot 1,2 \cdot 10^{-3} = 4,86 \text{ V},$$

$$U^-(T_2) = U_{CE}(T_2) - U_{CE \min} = 5,64 - 1 = 4,64 \text{ V}.$$

$$\bar{U}_{2 \max}(T_2) = \min(4,86, 4,64) = 4,64 \text{ V}.$$

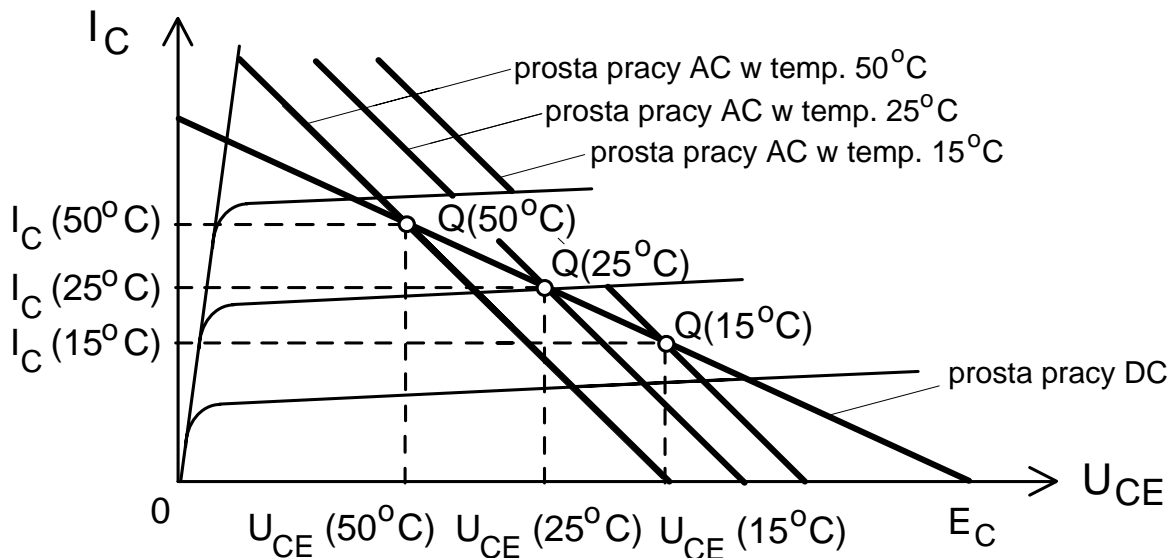
Wyniki uzyskane w przykładach 2.3 i 2.4 zestawiono w tabelicy 2.1 i zilustrowano na rys. 2.23.

Tabela 2.1. Zestawienie wyników przykładów 2.3 i 2.4

	I_C [mA]	U_{CE} [V]	U^+ [V]	U^- [V]	$U_{2 \max}$ [V]	obcinanie po stronie
$T_1 = 15\text{ }^{\circ}\text{C}$	1,1	6,42	4,46	5,42	4,46	odcięcia
$T_0 = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	1,13	6,18	4,57	5,18	4,57	odcięcia
$T_2 = 50\text{ }^{\circ}\text{C}$	1,2	5,64	4,86	4,64	4,64	nasycenia

Widać, że wzrost temperatury o $10\text{ }^{\circ}\text{C}$ powoduje zwiększenie prądu kolektora i zmniejszenie napięcia kolektor-emiter o około 10 %. Napięcie wyjściowe jest ograniczane przy niskiej temperaturze po stronie odcięcia tranzystora a przy

wyższej temperaturze – po stronie nasycenia. W rozpatrywanym przedziale temperatur maksymalna amplituda napięcia wyjściowego wynosi 4,64 V.



Rys. 2.23. Punkty pracy i proste pracy przy różnych temperaturach

PRZYKŁAD 2.5.

We wzmacniaczu z przykładu 2.1 tranzystor pracuje w spoczynkowym punkcie pracy z prądem kolektora $I_C = 1,13 \text{ mA}$ w temperaturze $T_0 = 25^\circ\text{C}$. Parametry liniowego modelu tranzystora w temperaturze T_0 wynoszą: $U_{BE}(T_0) = 0,675 \text{ V}$, $\beta(T_0) = 300$, a prąd zerowy złącza baza-kolektor wynosi $I_{C0}(150^\circ\text{C}) \leq 15 \mu\text{A}$.

Obliczyć zmiany prądu kolektora, odpowiadające zmianom temperatury:

a) od $T_0 = 25^\circ\text{C}$ do $T_1 = 15^\circ\text{C}$,

b) od $T_0 = 25^\circ\text{C}$ do $T_2 = 50^\circ\text{C}$,

stosując liniowe przybliżenie zależności prądu kolektora od temperatury. Na tej podstawie obliczyć wartości prądów $I_C(T_1)$ i $I_C(T_2)$. Przyjąć współczynnik temperaturowych zmian napięcia baza-emiter $c = 2 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}}$, współczynnik

temperaturowych zmian β : $\gamma = 5 \cdot 10^{-3} \frac{1}{^\circ\text{C}}$, współczynnik temperaturowych

zmian prądu zerowego $b = 14^\circ\text{C}$.

Rozwiązanie.

W zależności (2.26) R_B , R_E i E_B są współczynnikami liczbowymi (elementami dwubaterijnego obwodu zasilania), zaś U_{BE} , β i I_{C0} są parametrami modelu, zależnymi od temperatury. Prąd I_C jest więc złożoną funkcją temperatury

$$I_C = f[I_{C0}(T), U_{BE}(T), \beta(T)]$$

o postaci
$$I_C = \frac{[E_B - U_{BE}(T)]\beta(T) + (R_B + R_E)\beta(T)I_{C0}(T)}{R_B + [\beta(T) + 1]R_E} \quad (2.31)$$

Nieskończenie małe zmiany tego prądu, wywołane nieskończenie małymi zmianami temperatury, wygodnie jest wyznaczyć stosując metodę różniczki zupełnej:

$$dI_C = \frac{\delta I_C}{\delta I_{C0}} dI_{C0} + \frac{\delta I_C}{\delta U_{BE}} dU_{BE} + \frac{\delta I_C}{\delta \beta} d\beta$$

zastępując nieskończenie małe przyrosty małymi przyrostami skończonymi mamy

$$\Delta I_C \approx S_i \Delta I_{C0} - S_u \Delta U_{BE} + S_\beta I_C \frac{\Delta \beta}{\beta} \quad (2.32)$$

gdzie $S_i = \frac{\delta I_C}{\delta I_{C0}} \approx \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{C0}} \Big|_{U_{BE}, \beta = const}$, $\Delta I_{C0} = I_{C0}(T_1) - I_{C0}(T_0)$,

$$S_u = -\frac{\delta I_C}{\delta U_{BE}} \approx -\frac{\Delta I_C}{\Delta U_{BE}} \Big|_{I_{C0}, \beta = const}, \Delta U_{BE} = U_{BE}(T_1) - U_{BE}(T_0),$$

$$S_\beta = -\frac{\delta I_C}{\delta \beta} \cdot \frac{\beta}{I_C} \approx -\frac{\frac{\Delta I_C}{I_C}}{\frac{\Delta \beta}{\beta}} \Big|_{U_{BE}, I_{C0} = const}, \Delta \beta = \beta(T_1) - \beta(T_0).$$

Współczynniki S_i , S_u i S_β wyznaczamy z definicji przez różniczkowanie wyrażenia (2.31):

$$S_i = \frac{\delta I_C}{\delta I_{C0}} = \frac{R_B + R_E}{R_E + \frac{R_B + R_E}{\beta}} \approx \frac{R_B + R_E}{R_E + \frac{R_B}{\beta}} \quad (2.33)$$

$$S_u = \frac{\delta I_C}{\delta U_{BE}} = \frac{1}{R_E + \frac{R_B + R_E}{\beta}} \approx \frac{1}{R_E + \frac{R_B}{\beta}} \quad (2.34)$$

$$S_\beta = \frac{\delta I_C}{\delta \beta} \frac{\beta}{I_C} = \frac{S_i}{\beta} \quad (2.35)$$

(równości przybliżone obowiązują gdy $R_B \gg R_E$).

Zmiana prądu kolektora spowodowana skończoną zmianą temperatury jest dana zależnością (2.32) zaś zmiana napięcia kolektor-emiter wynosi:

$$\Delta U_{CE} = -\Delta I_C (R_C + R_E) \quad (2.36)$$

W punkcie a) analizowanego przykładu temperatura pracy wzmacniacza zmienia się od $T_0 = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ do $T_1 = 15 \text{ }^\circ\text{C}$. Aby skorzystać z zależności (2.32) i (2.36) należy najpierw obliczyć wartości $\Delta I_{C0}'$, $\Delta U_{BE}'$ i $\Delta \beta'$:

$$\begin{aligned} \Delta I_{C0}' &= I_{C0}(T_1) - I_{C0}(T_0) = I_{C0}(150 \text{ }^\circ\text{C}) \left[\exp\left(\frac{T_1 - 150}{b}\right) - \exp\left(\frac{T_0 - 150}{b}\right) \right] = \\ &= 15 \cdot 10^{-6} \left[\exp\left(\frac{15 - 150}{14}\right) - \exp\left(\frac{25 - 150}{14}\right) \right] = (0,97 - 1,99) \cdot 10^{-9} = -1,02 \text{ nA}, \end{aligned}$$

(do obliczeń przyjmujemy maksymalną wartość prądu zerowego).

$$\Delta U_{BE}' = U_{BE}(T_1) - U_{BE}(T_0) = -c(T_1 - T_0) = -2 \cdot 10^{-3}(15 - 25) = 20 \text{ mV},$$

$$\Delta \beta' = \beta(T_1) - \beta(T_0) = \beta(T_0)\gamma(T_1 - T_0) = 300 \cdot 5 \cdot 10^{-3}(15 - 25) = -15,$$

Współczynniki S_i i S_u wyznaczamy z wzorów (1.33) i (1.34) jako:

$$S_i = \frac{\delta I_C}{\delta I_{C0}} = \frac{R_B + R_E}{R_E + \frac{R_B + R_E}{\beta}} = \frac{(70,6 + 1) \cdot 10^3}{\left(1 + \frac{70,6 + 1}{300}\right) 10^3} = 58,$$

$$S_u = \frac{\delta I_C}{\delta U_{BE}} = \frac{1}{R_E + \frac{R_B + R_E}{\beta}} = \frac{1}{\left(1 + \frac{70,6 + 1}{300}\right) \cdot 10^3} = 0,81 \cdot 10^{-3}$$

Teraz przyrost prądu kolektora wynosi:

$$\begin{aligned} \Delta I_C' &= S_i \Delta I_{C0}' - S_u \Delta U_{BE}' + S_\beta I_C \frac{\Delta \beta'}{\beta} = \\ &= 58(-1,02 \cdot 10^{-9}) - 0,81 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 10^{-3} + \frac{58}{300} 1,13 \cdot 10^{-3} \frac{-15}{300} = \\ &= (-0,059 - 16,2 - 10,9) \cdot 10^{-6} = -27,2 \text{ } \mu\text{A}. \end{aligned}$$

Widać, że składnik sumy zależny od prądu zerowego ($-0,059 \cdot 10^{-6}$) jest pomijalnie mały w stosunku do pozostałych składników. Wpływ zmian napięcia baza-emiter jest półtorakrotnie większy od wpływu zmian współczynnika β .

Wartość prądu kolektora w temperaturze $T_1 = 15 \text{ }^\circ\text{C}$ wynosi

$$I_C(T_1) = I_C(T_0) + \Delta I_C' = 1,13 \cdot 10^{-3} - 27,2 \cdot 10^{-6} = 1,1 \text{ mA}.$$

Zmiana napięcia kolektor-emiter jest równa

$$\Delta U_{CE}' = -\Delta I_C'(R_C + R_E) = -(-27,2 \cdot 10^{-6})(6,8 + 1) \cdot 10^3 = 0,212 \text{ V},$$

a napięcie kolektor-emiter w temperaturze $T_1 = 15 \text{ }^\circ\text{C}$ ma wartość

$$U_{CE}(T_1) = U_{CE}(T_0) - \Delta U_{CE}' = 6,18 + 0,212 = 6,4 \text{ V}.$$

Po zmianie temperatury pracy wzmacniacza od $T_0 = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ do $T_2 = 50 \text{ }^\circ\text{C}$ (punkt b) analizowanego przykładu) przyrosty I_{C0} , U_{BE} i β obliczymy jako:

$$\begin{aligned} \Delta I_{C0}'' &= I_{C0}(T_2) - I_{C0}(T_0) = I_{C0}(150 \text{ }^\circ\text{C}) \left[\exp\left(\frac{T_2 - 150}{b}\right) - \exp\left(\frac{T_0 - 150}{b}\right) \right] = \\ &= 15 \cdot 10^{-6} \left[\exp\left(\frac{50 - 150}{14}\right) - \exp\left(\frac{25 - 150}{14}\right) \right] = (11,86 - 1,99) \cdot 10^{-9} = 9,87 \text{ nA}, \end{aligned}$$

$$\Delta U_{BE}'' = U_{BE}(T_2) - U_{BE}(T_0) = -c(T_2 - T_0) = -2 \cdot 10^{-3}(50 - 25) = -50 \text{ mV},$$

$$\Delta \beta'' = \beta(T_2) - \beta(T_0) = \beta(T_0)\gamma(T_2 - T_0) = 300 \cdot 5 \cdot 10^{-3}(50 - 25) = 30.$$

Przyrost prądu kolektora wynosi:

$$\begin{aligned} \Delta I_C'' &= S_i \Delta I_{C0}'' - S_u \Delta U_{BE}'' + S_\beta I_C \frac{\Delta \beta''}{\beta} = \\ &= 58(9,87 \cdot 10^{-9}) - 0,81 \cdot 10^{-3} \cdot (-50 \cdot 10^{-3}) + \frac{58}{300} 1,13 \cdot 10^{-3} \frac{30}{300} = \\ &= (0,57 + 40,5 + 21,85) \cdot 10^{-6} = 62,9 \text{ } \mu\text{A}. \end{aligned}$$

Tu również składnik sumy zależny od prądu zerowego ($0,57 \cdot 10^{-6}$) jest pomijalnie mały w stosunku do pozostałych składników. Wpływ zmian napięcia baza-emiter jest dwukrotnie większy od wpływu zmian współczynnika β .

Wartość prądu kolektora w temperaturze T_2 wynosi

$$I_C(T_2) = I_C(T_0) + \Delta I_C'' = 1,13 \cdot 10^{-3} + 62,9 \cdot 10^{-6} = 1,2 \text{ mA}.$$

Zmiana napięcia kolektor-emiter jest równa

$$\Delta U_{CE}'' = -\Delta I_C''(R_C + R_E) = -(62,9 \cdot 10^{-6})(6,8 + 1) \cdot 10^3 = 0,491 \text{ V},$$

a napięcie kolektor-emiter w temperaturze $T_2 = 50 \text{ }^\circ\text{C}$ ma wartość

$$U_{CE}(T_2) = U_{CE}(T_0) - \Delta U_{CE}'' = 6,18 - 0,491 = 5,69 \text{ V}.$$

Porównując obliczone wartości prądów kolektora i napięć kolektor-emiter z odpowiednimi wartościami, wyznaczonymi w przykładzie 1.4 stwierdzamy

pełną zgodność uzyskanych wyników. Liniowe przybliżenie zależności prądów kolektora od temperatury jest zatem wystarczająco dokładne do celów praktycznych. Wpływ prądu zerowego na punkt pracy tranzystora do temperatury 50 °C okazał się pomijalny.

PRZYKŁAD 2.6.

Zbadać wpływ rozrzutu β na punkt pracy tranzystora i maksymalną amplitudę napięcia wyjściowego we wzmacniaczu z przykładu 2.1. Przyjąć granice rozrzutu β od $\beta_{\min} = 100$ do $\beta_{\max} = 900$. Napięcie baza-emiter tranzystora w temperaturze 25 °C wynosi $U_{BE} = 0,675$ V. Wpływ prądu zerowego złącza baza-kolektor pominąć.

Rozwiązanie.

Wobec pominięcia prądu zerowego podstawę do obliczeń stanowi schemat zastępczy wzmacniacza pokazany na rys. 2.9 (przykład 2.3). Prąd kolektora i prąd bazy oraz napięcie baza-kolektor są dane zależnościami (2.13), (2.14) i (2.11) – odpowiednio. Wartości elementów układu dwubaterijnego, równoważnego analizowanemu wzmacniaczowi, obliczono w przykładzie 2.1 jako: $R_B = 70,6$ k Ω , $R_C = 6,8$ k Ω , $R_E = 1$ k Ω , $E_B = 2,078$ V, $E_C = 15$ V. Przy minimalnej wartości β punkt pracy tranzystora ma parametry:

$$I_C(\beta_{\min}) = \frac{(E_B - U_{BE})\beta_{\min}}{R_B + (\beta_{\min} + 1)R_E} = \frac{(2,078 - 0,675)100}{(70,6 + 101 \cdot 1)10^3} = 0,82 \text{ mA},$$

$$I_B(\beta_{\min}) = \frac{I_C(\beta_{\min})}{\beta_{\min}} = \frac{0,82 \cdot 10^{-3}}{100} = 8,2 \mu\text{A},$$

$$\begin{aligned} U_{CE}(\beta_{\min}) &= E_C - I_C(\beta_{\min}) \left(R_C + \frac{\beta_{\min} + 1}{\beta_{\min}} R_E \right) = \\ &= 15 - 0,82 \cdot 10^{-3} \left(6,8 + \frac{100 + 1}{100} \cdot 1 \right) \cdot 10^3 = 8,6 \text{ V}, \end{aligned}$$

$$U_{BE} = 675 \text{ mV}.$$

Amplituda napięcia wyjściowego, obliczona podobnie jak w przykładzie 2.3 – wzory (2.23), (2.24) i (2.22), wynosi

$$U^+(\beta_{\min}) = \frac{R_3 \cdot R_L}{R_3 + R_L} I_C(\beta_{\min}) = 4,05 \cdot 10^3 \cdot 0,82 \cdot 10^{-3} = 3,32 \text{ V},$$

$$U^-(\beta_{\min}) = U_{CE}(\beta_{\min}) - U_{CE \min} = 8,6 - 1 = 7,6 \text{ V},$$

$$\bar{U}_{2\max}(\beta_{\min}) = \min[U^+(\beta_{\min}), U^-(\beta_{\min})] = \min(3,32 ; 7,6) = 3,32 \text{ V.}$$

Przy maksymalnej wartości β punkt pracy tranzystora ma parametry:

$$I_C(\beta_{\max}) = \frac{(E_B - U_{BE})\beta_{\max}}{R_B + (\beta_{\max} + 1)R_E} = \frac{(2,078 - 0,675)900}{(70,6 + 901 \cdot 1)10^3} = 1,3 \text{ mA,}$$

$$I_B(\beta_{\max}) = \frac{I_C(\beta_{\max})}{\beta_{\max}} = \frac{1,3 \cdot 10^{-3}}{900} = 1,44 \mu\text{A,}$$

$$\begin{aligned} U_{CE}(\beta_{\max}) &= E_C - I_C(\beta_{\max}) \left(R_C + \frac{\beta_{\max} + 1}{\beta_{\max}} R_E \right) = \\ &= 15 - 1,3 \cdot 10^{-3} \left(6,8 + \frac{900 + 1}{900} 1 \right) \cdot 10^3 = 4,86 \text{ V,} \end{aligned}$$

$$U_{BE} = 675 \text{ mV,}$$

zaś amplituda napięcia wyjściowego wynosi

$$U^+(\beta_{\max}) = \frac{R_3 \cdot R_L}{R_3 + R_L} I_C(\beta_{\max}) = 4,05 \cdot 10^3 \cdot 1,3 \cdot 10^3 = 5,26 \text{ V,}$$

$$U^-(\beta_{\max}) = U_{CE}(\beta_{\max}) - U_{CE\min} = 4,86 - 1 = 3,86 \text{ V,}$$

$$\bar{U}_{2\max}(\beta_{\max}) = \min[U^+(\beta_{\max}), U^-(\beta_{\max})] = \min(5,26 ; 3,86) = 3,86 \text{ V.}$$

Zestawienie punktów pracy i amplitud napięcia wyjściowego dla trzech wartości β podano w tabelicy 2.2.

Tablica 2.2. Zestawienie wyników przykładów 2.6 i 2.3

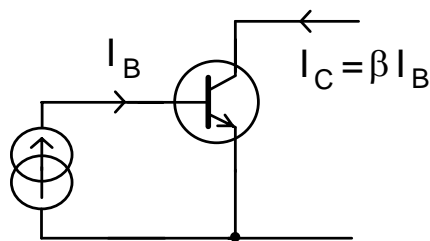
	I_C [mA]	U_{CE} [V]	U^+ [V]	U^- [V]	$U_{2\max}$ [V]	obcinanie po stronie
$\beta_{\min} = 100$	0,82	8,6	3,32	7,6	3,32	odcięcia
$\beta = 300$	1,13	6,18	4,57	5,18	4,57	odcięcia
$\beta_{\max} = 900$	1,3	4,86	5,26	3,86	3,86	nasycenia

Jak widać rozrzut współczynnika wzmocnienia o wielkości typowej dla tranzystora, dla którego nie wykonano selekcji wstępnej ze względu na β , powoduje znaczne zmiany punktu pracy: zmiany prądu kolektora od -30% do $+15\%$, a zmiany napięcia kolektor-emiter od -40% do $+20\%$. Podobnie

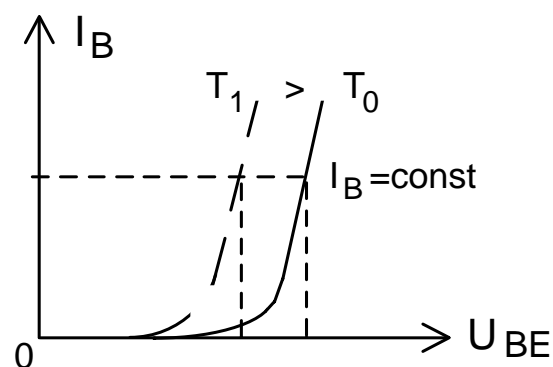
maksymalna amplituda napięcia wyjściowego zmniejsza się o 30 %. Wpływ rozrzutu β na punkt pracy i amplitudę napięcia wyjściowego jest większy, niż wpływ zmian temperatury, badany w przykładach 2.4 i 2.5.

Ocena jakościowa wyrażenia (2.13) wskazuje, że wpływ rozrzutu β na prąd kolektora rośnie, gdy zwiększa się rezystancja R_B . Aby dokładniej przeanalizować ten problem rozpatrzmy dwa skrajne przypadki: gdy wartość R_B dąży do nieskończoności (sterowanie prądowe bazy – wymuszony stały prąd bazy) i gdy wartość R_B dąży do zera (sterowanie napięciowe bazy – wymuszone stałe napięcie baza-emiter).

a) układ z wymuszonym prądem bazy.



Rys. 2.24. Układ z wymuszonym prądem bazy

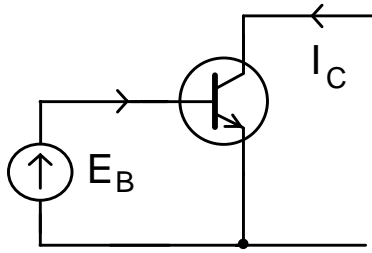


Rys. 2.25. Charakterystyka wejściowa

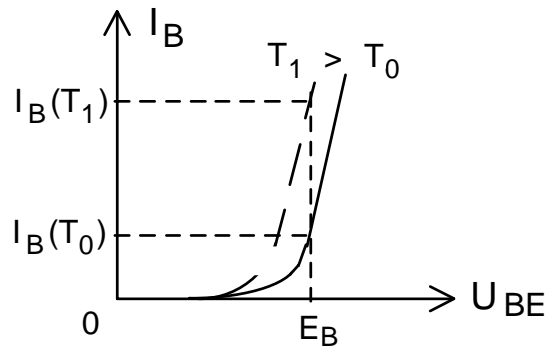
Z rys. 2.24 wynika, że zmiana współczynnika β przenosi się tu bezpośrednio na zmianę prądu I_C – układ jest bardzo wrażliwy na zmiany β . Układ nie jest natomiast wrażliwy na zmiany temperatury (powodujące zmiany napięcia U_{BE}). Ilustruje to rysunek 2.25. Mimo spowodowanego zwiększeniem temperatury przesunięcia charakterystyki diody baza-emiter wartość prądu bazy nie ulega zmianie.

b) układ z wymuszonym napięciem baza-emiter.

W układzie z wymuszonym napięciem baza-emiter, pokazanym na rys. 2.26, przesunięcie charakterystyki wejściowej spowodowane zmianą temperatury przenosi się bezpośrednio na zmianę prądu I_C – układ jest bardzo wrażliwy na zmiany temperatury (rys. 2.27). Układ nie jest natomiast bardzo wrażliwy na zmiany współczynnika wzmocnienia prądowego.



Rys. 2.26. Układ z wymuszonym napięciem baza-emiter



Rys. 2.27. Charakterystyka wejściowa

Właściwości zbliżone do właściwości układu z wymuszonym prądem bazy występują, gdy rezystancja R_B układu zasilania tranzystora jest duża. Gdy natomiast R_B jest małe, to układ ma właściwości zbliżone do właściwości układu z wymuszonym napięciem baza-emiter. Wynika stąd, że istnieje optymalna wartość rezystora R_B , przy której skutki rozrzutu β (zmiany prądu kolektora i napięcia kolektor-emiter) są porównywalne ze skutkami zmian temperatury.

PRZYKŁAD 2.7.

Zbadać łączny wpływ zmian temperatury od $T_{\min} = 15\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $T_{\max} = 50\text{ }^{\circ}\text{C}$ i rozrzutu β od $\beta_{\min} = 100$ do $\beta_{\max} = 900$ na punkt pracy tranzystora i maksymalną amplitudę napięcia wyjściowego we wzmacniaczu z przykładu 2.1 (wartości β podano w temperaturze $T_0 = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$). Napięcie baza-emiter tranzystora w tej temperaturze wynosi $U_{BE}(T_0) = 0,675\text{ V}$. Wpływ prądu zerowego złącza baza-kolektor pominąć. Przyjąć minimalne napięcie kolektor-emiter $U_{CE\min} = 1\text{ V}$, rezystancję obciążenia wzmacniacza $R_L = 10\text{ k}\Omega$, współczynnik temperaturowych zmian napięcia baza-emiter $c = 2\frac{\text{mV}}{^{\circ}\text{C}}$, współczynnik temperaturowych zmian β : $\gamma = 5 \cdot 10^{-3} \frac{1}{^{\circ}\text{C}}$.

Uwaga: dla sygnałów zmiennych kondensatory $C1$, $C2$ i $C3$ oraz baterię zasilającą można uważać za zwarcie.

Rozwiązanie.

Wobec pominięcia prądu zerowego podstawę do obliczeń stanowi schemat zastępczy wzmacniacza pokazany na rys. 2.9 (przykład 2.3). Prąd kolektora i napięcie kolektor-emiter są dane wzorami (2.13) i (2.11), a zależności napięcia baza-emiter i współczynnika β od temperatury – wzorami (2.28) i (2.29).

Maksymalną amplitudę napięcia wyjściowego określają zależności (2.23), (2.24) i (2.22). Wartości elementów układu dwubaterijnego, równoważnego analizowanemu wzmacniaczowi, obliczono w przykładzie 2.1 jako: $R_B = 70,6 \text{ k}\Omega$, $R_C = 6,8 \text{ k}\Omega$, $R_E = 1 \text{ k}\Omega$, $E_B = 2,078 \text{ V}$, $E_C = 15 \text{ V}$.

Rozpatrzmy cztery przypadki :

- minimalny współczynnik wzmocnienia β_{\min} i minimalna temperatura T_{\min} ,
- minimalny współczynnik wzmocnienia β_{\min} i maksymalna temperatura T_{\max} ,
- maksymalny współczynnik wzmocnienia β_{\max} i minimalna temperatura T_{\min} ,
- maksymalny współczynnik wzmocnienia β_{\max} i maksymalna temperatura T_{\max} .

Ad a)

Obliczamy wartości U_{BE} i β w temperaturze $T_{\min} = 15 \text{ }^\circ\text{C}$:

$$U_{BE}(T_{\min}) = U_{BE}(T_0) - c(T_{\min} - T_0) = 0,675 - 2 \cdot 10^{-3}(15 - 25) = 0,695 \text{ V},$$

$$\beta_{\min}(T_{\min}) = \beta_{\min}(T_0)[1 + \gamma(T_{\min} - T_0)] = 100[1 + 5 \cdot 10^{-3}(15 - 25)] = 95,$$

Prąd kolektora i napięcie kolektor-emiter wynosi:

$$I_C(T_{\min}, \beta_{\min}) = \frac{[E_B - U_{BE}(T_{\min})]\beta_{\min}(T_{\min})}{R_B + [\beta_{\min}(T_{\min}) + 1]R_E} = \frac{(2,078 - 0,695)95}{[70,6 + (95 + 1)1] \cdot 10^3} = 0,79 \text{ mA},$$

$$U_{CE}(T_{\min}, \beta_{\min}) = E_C - I_C(T_{\min}, \beta_{\min}) \left(R_C + \frac{\beta_{\min}(T_{\min}) + 1}{\beta_{\min}(T_{\min})} R_E \right) = 15 - 0,79 \cdot 10^{-3} \left(6,8 + \frac{95 + 1}{95} 1 \right) \cdot 10^3 = 8,83 \text{ V}.$$

Amplituda napięcia wyjściowego wynosi

$$U^+(T_{\min}, \beta_{\min}) = \frac{R_3 \cdot R_L}{R_3 + R_L} I_C(T_{\min}, \beta_{\min}) = 4,05 \cdot 10^3 \cdot 0,79 \cdot 10^{-3} = 3,2 \text{ V},$$

$$U^-(T_{\min}, \beta_{\min}) = U_{CE}(T_{\min}, \beta_{\min}) - U_{CE \min} = 8,83 - 1 = 7,83 \text{ V},$$

$$\bar{U}_{2 \max}(T_{\min}, \beta_{\min}) = \min[U^+(T_{\min}, \beta_{\min}); U^-(T_{\min}, \beta_{\min})] = \min(3,2; 7,83) = 3,2 \text{ V}.$$

Ad b)

Obliczamy wartości U_{BE} i β w temperaturze $T_{\max} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$:

$$U_{BE}(T_{\max}) = U_{BE}(T_0) - c(T_{\max} - T_0) = 0,675 - 2 \cdot 10^{-3}(50 - 25) = 0,625 \text{ V},$$

$$\beta_{\min}(T_{\max}) = \beta_{\min}(T_0)[1 + \gamma(T_{\max} - T_0)] = 100[1 + 5 \cdot 10^{-3}(50 - 25)] = 112,5,$$

Prąd kolektora i napięcie kolektor-emiter wynosi:

$$I_C(T_{\max}, \beta_{\min}) = \frac{[E_B - U_{BE}(T_{\max})]\beta_{\min}(T_{\max})}{R_B + [\beta_{\min}(T_{\max}) + 1]R_E} =$$

$$= \frac{(2,078 - 0,625) \cdot 112,5}{[70,6 + (112,5 + 1)] \cdot 10^3} = 0,89 \text{ mA},$$

$$U_{CE}(T_{\max}, \beta_{\min}) = E_C - I_C(T_{\max}, \beta_{\min}) \left(R_C + \frac{\beta_{\min}(T_{\max}) + 1}{\beta_{\min}(T_{\max})} R_E \right) =$$

$$= 15 - 0,89 \cdot 10^{-3} \left(6,8 + \frac{112,5 + 1}{112,5} 1 \right) \cdot 10^3 = 8,08 \text{ V},$$

Amplituda napięcia wyjściowego wynosi

$$U^+(T_{\max}, \beta_{\min}) = \frac{R_3 \cdot R_L}{R_3 + R_L} I_C(T_{\max}, \beta_{\min}) = 4,05 \cdot 10^3 \cdot 0,89 \cdot 10^3 = 3,6 \text{ V},$$

$$U^-(T_{\max}, \beta_{\min}) = U_{CE}(T_{\max}, \beta_{\min}) - U_{CE \min} = 8,08 - 1 = 7,08 \text{ V},$$

$$\bar{U}_{2 \max}(T_{\max}, \beta_{\min}) = \min[U^+(T_{\max}, \beta_{\min}); U^-(T_{\max}, \beta_{\min})] =$$

$$= \min(3,6; 7,08) = 3,6 \text{ V}.$$

Ad c)

Obliczamy wartość β_{\max} w temperaturze T_{\min}

$$\beta_{\max}(T_{\min}) = \beta_{\max}(T_0)[1 + \gamma(T_{\min} - T_0)] = 900[1 + 5 \cdot 10^{-3}(15 - 25)] = 855,$$

($U_{BE}(T_{\min}) = 0,695 \text{ V}$ obliczono w p. a)).

Prąd kolektora i napięcie kolektor-emiter wynosi:

$$I_C(T_{\min}, \beta_{\max}) = \frac{[E_B - U_{BE}(T_{\min})]\beta_{\max}(T_{\min})}{R_B + [\beta_{\max}(T_{\min}) + 1]R_E} =$$

$$= \frac{(2,078 - 0,695) \cdot 855}{[70,6 + (855 + 1)1] \cdot 10^3} = 1,28 \text{ mA},$$

$$U_{CE}(T_{\min}, \beta_{\max}) = E_C - I_C(T_{\min}, \beta_{\max}) \left(R_C + \frac{\beta_{\max}(T_{\min}) + 1}{\beta_{\max}(T_{\min})} R_E \right) =$$

$$= 15 - 1,28 \cdot 10^{-3} \left(6,8 + \frac{855 + 1}{855} 1 \right) \cdot 10^3 = 5,04 \text{ V}.$$

Amplituda napięcia wyjściowego wynosi

$$U^+(T_{\min}, \beta_{\max}) = \frac{R_3 \cdot R_L}{R_3 + R_L} I_C(T_{\min}, \beta_{\max}) = 4,05 \cdot 10^3 \cdot 1,28 \cdot 10^3 = 5,18 \text{ V},$$

$$U^-(T_{\min}, \beta_{\max}) = U_{CE}(T_{\min}, \beta_{\max}) - U_{CE \min} = 5,04 - 1 = 4,04 \text{ V},$$

$$\bar{U}_{2 \max}(T_{\min}, \beta_{\max}) = \min[U^+(T_{\min}, \beta_{\max}); U^-(T_{\min}, \beta_{\max})] =$$

$$= \min(5,18; 4,04) = 4,04 \text{ V}.$$

Ad d)

Obliczamy wartość β_{\max} w temperaturze T_{\max}

$$\beta_{\max}(T_{\max}) = \beta_{\max}(T_0)[1 + \gamma(T_{\max} - T_0)] = 900[1 + 5 \cdot 10^{-3}(50 - 25)] = 1012,5,$$

($U_{BE}(T_{\max}) = 0,625 \text{ V}$ obliczono w p. b).

Prąd kolektora i napięcie kolektor-emiter wynosi:

$$I_C(T_{\max}, \beta_{\max}) = \frac{[E_B - U_{BE}(T_{\max})]\beta_{\max}(T_{\max})}{R_B + [\beta_{\max}(T_{\max}) + 1]R_E} =$$

$$= \frac{(2,078 - 0,625) \cdot 1012,5}{[70,6 + (1012,5 + 1)1] \cdot 10^3} = 1,36 \text{ mA},$$

$$U_{CE}(T_{\max}, \beta_{\max}) = E_C - I_C(T_{\max}, \beta_{\max}) \left(R_C + \frac{\beta_{\max}(T_{\max}) + 1}{\beta_{\max}(T_{\max})} R_E \right) =$$

$$= 15 - 1,36 \cdot 10^{-3} \left(6,8 + \frac{1012,5 + 1}{1012,5} 1 \right) \cdot 10^3 = 4,39 \text{ V},$$

Amplituda napięcia wyjściowego wynosi

$$U^+(T_{\max}, \beta_{\max}) = \frac{R_3 \cdot R_L}{R_3 + R_L} I_C(T_{\max}, \beta_{\max}) = 4,05 \cdot 10^3 \cdot 1,36 \cdot 10^3 = 5,5 \text{ V},$$

$$U^-(T_{\max}, \beta_{\max}) = U_{CE}(T_{\max}, \beta_{\max}) - U_{CE \min} = 4,39 - 1 = 3,39 \text{ V},$$

$$\begin{aligned} \bar{U}_{2\max}(T_{\max}, \beta_{\max}) &= \min[U^+(T_{\max}, \beta_{\max}); U^-(T_{\max}, \beta_{\max})] = \\ &= \min(5,5; 3,39) = 3,39 \text{ V}. \end{aligned}$$

Zestawienie punktów pracy i amplitud napięcia wyjściowego dla rozpatrzonego zakresu zmian β i temperatury podano w tablicy 2.3. Jak widać łączny wpływ zmian temperatury i rozrzutu współczynnika wzmocnienia powoduje zmiany punktu pracy większe, niż wpływ rozrzutu β (w stałej temperaturze – przykład 2.6) i znacznie większe, niż wpływ zmian temperatury (przy stałej β – przykład 2.5). Największe zmiany prądu kolektora występują dla kombinacji minimalna β i minimalna temperatura (-30%) oraz maksymalna β i maksymalna temperatura ($+20\%$). Maksymalna amplituda napięcia wyjściowego w rozpatrywanym przedziale zmian temperatury i rozrzutu β wynosi $3,2 \text{ V}$. Jest to wartość mniejsza o 30% od wartości nominalnej, obliczonej w przykładzie 2.3. Wartości maksymalnej amplitudy napięcia wyjściowego przy minimalnej temperaturze i β oraz przy maksymalnej temperaturze i β są podobnej wielkości, choć w pierwszym przypadku obcinanie zachodzi na granicy obszaru odcięcia a w drugim – na granicy obszaru nasycenia. Symetria obcinania świadczy o prawidłowym zaprojektowaniu wzmacniacza.

Tablica 2.3. Zestawienie wyników przykładu 2.7

	I_C [mA]	U_{CE} [V]	U^+ [V]	U^- [V]	$U_{2\max}$ [V]	obcinanie po stronie
$\beta_{\min} = 100,$ $T_{\min} = 15 \text{ }^\circ\text{C}$	0,79	8,83	3,2	7,83	3,2	odcięcia
$\beta_{\min} = 100,$ $T_{\max} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$	0,89	8,08	3,6	7,08	3,6	odcięcia
$\beta_{\max} = 900,$ $T_{\min} = 15 \text{ }^\circ\text{C}$	1,28	5,04	5,18	4,04	4,04	nasycenia
$\beta_{\max} = 900,$ $T_{\max} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$	1,36	4,39	5,5	3,39	3,39	nasycenia

2.4. Wpływ rezystancji w obwodzie bazy na zmiany punktu pracy tranzystora

PRZYKŁAD 2.8.

Wyznaczyć punkty pracy tranzystora we wzmacniaczu z przykładu 2.1, w którym $R_1 = 150 \text{ k}\Omega$ i $R_2 = 22 \text{ k}\Omega$ przy:

- a) $\beta_{\min}(T_0) = 100$ i $T_0 = 25 \text{ }^\circ\text{C}$, b) $\beta_{\max}(T_0) = 900$ i $T_0 = 25 \text{ }^\circ\text{C}$,
 c) $\beta(T_0) = 300$ i $T_{\min} = 15 \text{ }^\circ\text{C}$, d) $\beta(T_0) = 300$ i $T_{\max} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$,
 e) $\beta_{\min}(T_0) = 100$ i $T_{\min} = 15 \text{ }^\circ\text{C}$, f) $\beta_{\max}(T_0) = 900$ i $T_{\max} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$.

Zastosować liniowy model tranzystora, w którym napięcie baza-emiter w temperaturze $T_0 = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ wynosi $U_{BE}(T_0) = 675 \text{ mV}$. Przyjąć współczynniki temperaturowych zmian napięcia baza-emiter $c = 2 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}}$ i współczynnika

wzmocnienia β : $\gamma = 5 \cdot 10^{-3} \frac{1}{^\circ\text{C}}$. Wpływ prądu zerowego kolektora pominąć.

Porównać wyniki z wynikami przykładów 2.6, 2.4 i 2.7.

Rozwiązanie.

Układ zasilania tranzystora różni się od rozpatrywanych poprzednio wartościami rezystorów dzielnika polaryzującego bazę tranzystora. Rezystor R_B dwubaterijnego układu zasilania ma teraz wartość

$$R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{150 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^3}{150 \cdot 10^3 + 22 \cdot 10^3} = 19,2 \text{ k}\Omega.$$

Jest to wartość znacznie mniejsza od poprzedniej ($70,6 \text{ k}\Omega$). Zgodnie z uwagami do przykładu 2.6 można się spodziewać mniejszych zmian prądu kolektora, spowodowanych przez rozrzut współczynnika wzmocnienia prądowego tranzystora. Niewielkiej zmianie ulega również siła elektromotoryczna baterii E_B :

$$E_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_{CC} = \frac{22 \cdot 10^3}{(150 + 22) \cdot 10^3} 15 = 1,918 \text{ V}.$$

Pozostałe wartości elementów dwubaterijnego układu zasilania są identyczne jak w przykładzie 2.1: $R_C = 6,8 \text{ k}\Omega$, $R_E = 1 \text{ k}\Omega$, $E_C = 15 \text{ V}$.

Obliczenia przeprowadzamy tak jak w przykładzie 2.7. Podstawę do obliczeń stanowi schemat zastępczy wzmacniacza pokazany na rys. 2.9 (przykład 2.3). Prąd kolektora i napięcie kolektor-emiter są dane wzorami (2.13) i (2.11), a zależności napięcia baza-emiter i współczynnika β od temperatury – wzorami (2.28) i (2.29).

Ad a)

Prąd kolektora i napięcie kolektor-emiter wynosi:

$$I_C(T_0, \beta_{\min}) = \frac{[E_B - U_{BE}(T_0)]\beta_{\min}(T_0)}{R_B + [\beta_{\min}(T_0) + 1]R_E} = \frac{(1,918 - 0,675)100}{[19,2 + (100 + 1)1] \cdot 10^3} = 1,03 \text{ mA},$$

$$\begin{aligned} U_{CE}(T_0, \beta_{\min}) &= E_C - I_C(T_0, \beta_{\min}) \left(R_C + \frac{\beta_{\min}(T_0) + 1}{\beta_{\min}(T_0)} R_E \right) = \\ &= 15 - 1,03 \cdot 10^{-3} \left(6,8 + \frac{100 + 1}{100} 1 \right) \cdot 10^3 = 6,92 \text{ V}. \end{aligned}$$

Ad b)

Prąd kolektora i napięcie kolektor-emiter wynosi:

$$I_C(T_0, \beta_{\max}) = \frac{(1,918 - 0,675)900}{[19,2 + (900 + 1)1] \cdot 10^3} = 1,22 \text{ mA},$$

$$U_{CE}(T_0, \beta_{\max}) = 15 - 1,22 \cdot 10^{-3} \left(6,8 + \frac{900 + 1}{900} 1 \right) \cdot 10^3 = 5,4 \text{ V}.$$

Ad c)

Obliczamy wartości U_{BE} i β w temperaturze $T_{\min} = 15 \text{ }^\circ\text{C}$:

$$U_{BE}(T_{\min}) = U_{BE}(T_0) - c(T_{\min} - T_0) = 0,675 - 2 \cdot 10^{-3}(15 - 25) = 0,695 \text{ V},$$

$$\beta(T_{\min}) = \beta(T_0)[1 + \gamma(T_{\min} - T_0)] = 300[1 + 5 \cdot 10^{-3}(15 - 25)] = 285.$$

Prąd kolektora i napięcie kolektor-emiter wynosi:

$$I_C(T_{\min}, \beta) = \frac{[E_B - U_{BE}(T_{\min})]\beta(T_{\min})}{R_B + [\beta(T_{\min}) + 1]R_E} = \frac{(1,918 - 0,695)285}{[19,2 + (285 + 1)1] \cdot 10^3} = 1,14 \text{ mA},$$

$$\begin{aligned} U_{CE}(T_{\min}, \beta) &= E_C - I_C(T_{\min}, \beta) \left(R_C + \frac{\beta(T_{\min}) + 1}{\beta(T_{\min})} R_E \right) = \\ &= 15 - 1,14 \cdot 10^{-3} \left(6,8 + \frac{285 + 1}{285} 1 \right) \cdot 10^3 = 6,08 \text{ V}. \end{aligned}$$

Ad d)

Wartości U_{BE} i β w temperaturze $T_{\max} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$ wynoszą:

$$U_{BE}(T_{\max}) = U_{BE}(T_0) - c(T_{\max} - T_0) = 0,675 - 2 \cdot 10^{-3}(50 - 25) = 0,625 \text{ V},$$

$$\beta(T_{\max}) = \beta(T_0)[1 + \gamma(T_{\max} - T_0)] = 300[1 + 5 \cdot 10^{-3}(50 - 25)] = 337,5.$$

Prąd kolektora i napięcie kolektor-emiter wynosi:

$$I_C(T_{\max}, \beta) = \frac{[E_B - U_{BE}(T_{\max})]\beta(T_{\max})}{R_B + [\beta(T_{\max}) + 1]R_E} = \frac{(1,918 - 0,625)337,5}{[19,2 + (337,5 + 1)] \cdot 10^3} = 1,22 \text{ mA},$$

$$U_{CE}(T_{\max}, \beta) = E_C - I_C(T_{\max}, \beta) \left(R_C + \frac{\beta(T_{\max}) + 1}{\beta(T_{\max})} R_E \right) = 15 - 1,22 \cdot 10^{-3} \left(6,8 + \frac{337,5 + 1}{337,5} 1 \right) \cdot 10^3 = 5,47 \text{ V}.$$

Ad e)

Obliczamy wartość β_{\min} w temperaturze $T_{\min} = 15 \text{ }^\circ\text{C}$:

$$\beta_{\min}(T_{\min}) = \beta_{\min}(T_0)[1 + \gamma(T_{\min} - T_0)] = 100[1 + 5 \cdot 10^{-3}(15 - 25)] = 95,$$

Napięcie $U_{BE}(T_{\min})$ obliczono w p. c) jako $U_{BE}(T_{\min}) = 0,695 \text{ V}$.

Prąd kolektora i napięcie kolektor-emiter wynosi:

$$I_C(T_{\min}, \beta_{\min}) = \frac{[E_B - U_{BE}(T_{\min})]\beta_{\min}(T_{\min})}{R_B + [\beta_{\min}(T_{\min}) + 1]R_E} = \frac{(1,918 - 0,695)95}{[19,2 + (95 + 1)] \cdot 10^3} = 1,01 \text{ mA},$$

$$U_{CE}(T_{\min}, \beta_{\min}) = E_C - I_C(T_{\min}, \beta_{\min}) \left(R_C + \frac{\beta_{\min}(T_{\min}) + 1}{\beta_{\min}(T_{\min})} R_E \right) = 15 - 1,01 \cdot 10^{-3} \left(6,8 + \frac{95 + 1}{95} 1 \right) \cdot 10^3 = 7,11 \text{ V}.$$

Ad f)

Obliczamy wartość β_{\max} w temperaturze $T_{\max} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$:

$$\beta_{\max}(T_{\max}) = \beta_{\max}(T_0)[1 + \gamma(T_{\max} - T_0)] = 900[1 + 5 \cdot 10^{-3}(50 - 25)] = 1012,5,$$

Napięcie $U_{BE}(T_{\max})$ obliczono w p. d) jako $U_{BE}(T_{\max}) = 0,625 \text{ V}$.

Prąd kolektora i napięcie kolektor-emiter wynosi:

$$I_C(T_{\max}, \beta_{\max}) = \frac{[E_B - U_{BE}(T_{\max})]\beta_{\max}(T_{\max})}{R_B + [\beta_{\max}(T_{\max}) + 1]R_E} =$$

$$= \frac{(1,918 - 0,625)1012,5}{[19,2 + (1012,5 + 1)1] \cdot 10^3} = 1,27 \text{ mA},$$

$$U_{CE}(T_{\max}, \beta_{\max}) = E_C - I_C(T_{\max}, \beta_{\max}) \left(R_C + \frac{\beta_{\max}(T_{\max}) + 1}{\beta_{\max}(T_{\max})} R_E \right) =$$

$$= 15 - 1,27 \cdot 10^{-3} \left(6,8 + \frac{1012,5 + 1}{1012,5} 1 \right) \cdot 10^3 = 5,11 \text{ V}.$$

Dla porównania wyznaczmy prąd kolektora i napięcie kolektor-emiter w temperaturze T_0 i przy nominalnej wartości β :

$$I_C(T_0, \beta) = \frac{[E_B - U_{BE}(T_0)]\beta(T_0)}{R_B + [\beta(T_0) + 1]R_E} = \frac{(1,918 - 0,675)300}{[19,2 + (300 + 1)1] \cdot 10^3} = 1,16 \text{ mA},$$

$$U_{CE}(T_0, \beta) = E_C - I_C(T_0, \beta) \left(R_C + \frac{\beta + 1}{\beta} R_E \right) = 15 - 1,16 \cdot 10^{-3} \left(6,8 + \frac{300 + 1}{300} 1 \right) =$$

$$= 5,91 \text{ V}.$$

Zestawienie uzyskanych wyników zawiera tablica 2.4. Wyniki p. a) i b) wskazują, że wpływ rozrzutu β na punkt pracy jest bardzo mały i w wyniku zmniejszenia rezystancji R_B zmalał kilkakrotnie w stosunku do wyników przykładu 2.6.

Tablica 2.4. Zestawienie wyników przykładu 2.8

	I_C [mA]	U_{CE} [V]
$\beta_{\min} = 100, T_0 = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	1,03	6,92
$\beta_{\max} = 900, T_0 = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	1,22	5,4
$\beta = 300, T_{\min} = 15 \text{ }^\circ\text{C}$	1,14	6,08
$\beta = 300, T_{\max} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$	1,22	5,47
$\beta_{\min} = 100, T_{\min} = 15 \text{ }^\circ\text{C}$	1,01	7,11
$\beta_{\max} = 900, T_{\max} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$	1,27	5,11
$\beta = 300, T_0 = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	1,16	5,91

Wpływ zmian temperatury (p. c) i d)) jest również niewielki (podobnego rzędu jak w przykładzie 2.4), a łączny wpływ zmian temperatury i rozrzutu β (p. e) i f)) jest ponad dwukrotnie mniejszy, niż podobny wpływ, obliczony w przykładzie 2.7. Widać, że zmniejszenie rezystancji dzielnika bazowego jest korzystne z punktu widzenia stałości punktu pracy. Jednak możliwości zmniejszania tej rezystancji są ograniczone ze względu na spadek impedancji wejściowej wzmacniacza. Jest pożądane, żeby był spełniony warunek $R_B \gg R_{we\ tranzystora}$. W analizowanym przykładzie warunek ten nie jest spełniony ($R_{we\ tranzystora}$ jest na poziomie $1/g_{11}$ – kilka kiloomów).

2.5. Projektowanie układów zasilania tranzystora

PRZYKŁAD 2.9.

We wzmacniaczu z potencjometrycznym zasilaniem tranzystora, o schemacie pokazanym na rys. 2.1, obliczyć wartości rezystorów R_1 , R_2 i R_4 oraz siłę elektromotoryczną baterii E_{CC} tak, aby w temperaturze $T_1 = 15\text{ }^\circ\text{C}$ tranzystor pracował w punkcie pracy $I_C = 1\text{ mA}$, $U_{CE} = 6\text{ V}$ i aby względne zmiany prądu kolektora i napięcia kolektor-emiter nie były większe od 8 %, t.zn. $\left| \frac{\Delta I_C}{I_C} \right| \leq 8\%$ i $\left| \frac{\Delta U_{CE}}{U_{CE}} \right| \leq 8\%$, przy zmianach temperatury od $T_1 = 15\text{ }^\circ\text{C}$ do $T_2 = 55\text{ }^\circ\text{C}$ i maksymalnej wartości współczynnika wzmocnienia prądowego $\beta_{\max} = 900$. Rezystor R_3 ma wartość $4,7\text{ k}\Omega$, wynikającą z wymaganego wzmocnienia napięciowego. Parametry modelu tranzystora są następujące: $\beta(T_1) = 300$, $U_{BE}(T_1) = 0,65\text{ V}$, $I_{C0}(T_1) = 1\text{ nA}$. Do obliczeń przyjąć współczynniki temperaturowych zmian: prądu zerowego kolektora $b = 14\text{ }^\circ\text{C}$, napięcia baza-emiter $c = 2 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}}$ i wzmocnienia prądowego $\gamma = 5 \cdot 10^{-3} \frac{1}{^\circ\text{C}}$.

Rozwiązanie.

Projektowanie rozpoczyna się od doboru rezystorów R_E i R_B dwubaterijnego układu zasilania. Z zależności (2.13) wynika, że zmiany prądu kolektora wywołane zmianami temperatury zmniejszają się gdy rośnie wartość rezystora R_E . Związek prądu kolektora i rezystancji R_E można wyprowadzić z wzoru (2.32). Wpływ współczynników S_i , S_u i S_β (wzory (2.33), (2.34) i (2.35)) rośnie gdy β przyjmuje wartość maksymalną:

$$S_i = \frac{R_B + R_E}{R_E + \frac{R_B + R_E}{\beta_{\max}}} \approx 1 + \frac{R_B}{R_E},$$

$$S_u = \frac{1}{R_E + \frac{R_B + R_E}{\beta_{\max}}} \approx \frac{1}{R_E},$$

$$S_\beta = \frac{S_i}{\beta_{\max}}$$

(równości przybliżone obowiązują gdy $\frac{R_B}{\beta_{\max}} \ll R_E \ll R_B$).

Teraz zmianę prądu kolektora można zapisać jako:

$$\Delta I_C = \left(1 + \frac{R_B}{R_E}\right) \Delta I_{C0} - \frac{\Delta U_{BE}}{R_E} + \left(1 + \frac{R_B}{R_E}\right) \frac{I_C}{\beta_{\max}} \frac{\Delta \beta}{\beta},$$

stąd

$$R_E = \frac{R_B \left(\Delta I_{C0} + \frac{I_C}{\beta_{\max}} \frac{\Delta \beta}{\beta} \right) - \Delta U_{BE}}{\Delta I_C - \Delta I_{C0} - \frac{I_C}{\beta_{\max}} \frac{\Delta \beta}{\beta}}$$

Widać, że R_E jest ograniczone od dołu. Przy ustalonej wartości R_B wymagania na zmianę prądu kolektora są spełnione gdy:

$$R_E \geq R_{E \min} = \frac{R_B \left(\Delta I_{C0} + \frac{I_C}{\beta_{\max}} \frac{\Delta \beta}{\beta} \right) - \Delta U_{BE}}{\Delta I_C - \Delta I_{C0} - \frac{I_C}{\beta_{\max}} \frac{\Delta \beta}{\beta}} \quad (2.37)$$

Z drugiej strony R_E jest ograniczone od góry przez: a) pogorszenie stabilizacji napięcia U_{CE} (gdy rośnie U_{CE} to rośnie także ΔU_{CE}), b) napięcie zasilające E_{CC} .

Ad a)

Z wzoru (2.36) wynika warunek:

$$R_E \leq R_{E \max} = -\frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C} - R_C \quad (2.38)$$

Ad b)

Jeśli jest zadana wartość siły elektromotorycznej baterii zasilającej to musi być spełniony warunek:

$$R_E \leq R_{E \max} = \frac{E_{CC} - U_{CE}}{I_C} - R_C \quad (2.39)$$

Rezystor R_E można wybrać dowolnie z przedziału ograniczonego przez nierówności (2.37) – (2.39). W przykładzie 2.9 mamy $R_{E\max}$:

$$R_{E\max} = -\frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C} - R_C = \left| \frac{8\% U_{CE}}{8\% I_C} \right| - R_C = \left| \frac{8 \cdot 10^{-2} \cdot 6}{8 \cdot 10^{-2} \cdot 1 \cdot 10^{-3}} \right| - 4,7 \cdot 1 \cdot 10^3 =$$

$$= 1,3 \text{ k}\Omega .$$

Aby wyznaczyć $R_{E\min}$ obliczamy

$$\Delta U_{BE} = U_{BE}(T_2) - U_{BE}(T_1) = -c(T_2 - T_1) = -2 \cdot 10^{-3}(55 - 15) = -80 \text{ mV},$$

$$\Delta \beta = \beta(T_2) - \beta(T_1) = \beta(T_1) \gamma (T_2 - T_1) = 300 \cdot 5 \cdot 10^{-3}(55 - 15) = 60 ,$$

$$\Delta I_{C0} = I_{C0}(T_2) - I_{C0}(T_1) = I_{C0}(T_1) \left[\exp\left(\frac{T_2 - T_1}{b}\right) - 1 \right] =$$

$$= 1 \cdot 10^{-9} \left[\exp\left(\frac{55 - 15}{14}\right) - 1 \right] = 16,4 \text{ nA}.$$

Teraz $R_{E\min}$ wynosi

$$R_{E\min} = \frac{R_B \left(\Delta I_{C0} + \frac{I_C}{\beta_{\max}} \frac{\Delta \beta}{\beta} \right) - \Delta U_{BE}}{\Delta I_C - \Delta I_{C0} - \frac{I_C}{\beta_{\max}} \frac{\Delta \beta}{\beta}} =$$

$$= \frac{R_B \left(16,4 \cdot 10^{-9} + \frac{1 \cdot 10^{-3}}{900} \frac{60}{300} \right)}{80 \cdot 10^{-6} - 16,4 \cdot 10^{-9} - \frac{1 \cdot 10^{-3}}{900} \frac{60}{300}} = 3,01 \cdot 10^{-3} R_B + 1003 .$$

Jeżeli przyjmiemy $R_B = 100 \text{ k}\Omega$ to $R_{E\min}$ wynosi 1304Ω . Jest to wartość większa od obliczonego $R_{E\max} = 1300 \Omega$ i jednocześnie spełnienie warunków na $R_{E\max}$ i $R_{E\min}$ nie jest możliwe (przedział na R_E jest pusty). Spełnienie obu warunków jest możliwe dla mniejszej wartości R_B .

Jeżeli przyjmiemy $R_B = 50 \text{ k}\Omega$ to $R_{E\min}$ wynosi 1154Ω i jest mniejsze od $R_{E\max} = 1300 \Omega$. Jako R_E przyjmujemy wartość z szeregu znormalizowanego $R_E = 1,3 \text{ k}\Omega$.

Siły elektromotoryczne E_C i E_B w układzie dwubaterijnym obliczamy z równań oczek wyjściowego i wejściowego (porównaj przykład 2.4).

$$E_C = U_{CE} + I_C(R_C + R_E) + R_E \frac{I_C - (\beta + 1)I_{C0}}{\beta} =$$

$$= 6 + 1 \cdot 10^{-3} (4,7 + 1,3) \cdot 10^3 + 1,3 \cdot 10^3 \frac{1 \cdot 10^{-3} - (300 + 1) \cdot 1 \cdot 10^{-9}}{300} = 12 \text{ V},$$

$$E_B = U_{BE} + I_C \left(R_E + \frac{R_B + R_E}{\beta} \right) - I_{C0} (R_B + R_E) \frac{\beta + 1}{\beta} =$$

$$= 0,65 + 1 \cdot 10^{-3} \left(1,3 + \frac{50 + 1,3}{300} \right) \cdot 10^3 - 1 \cdot 10^{-9} (50 + 1,3) \cdot 10^3 \frac{300 + 1}{300} = 2,121 \text{ V}.$$

Przejście z dwubaterijnego układu zasilania do projektowanego układu potencjometrycznego wymaga rozwiązania układu równań (2.6) i (2.7) – porównaj przykład 2.1. Stąd $R_1 = R_B \frac{E_{CC}}{E_B} = 50 \cdot 10^3 \frac{12}{2,121} = 283 \text{ k}\Omega$;

przyjmujemy z szeregu $R_1 = 270 \text{ k}\Omega$, $R_2 = \frac{E_B}{E_{CC} - E_B} R_1 =$
 $= \frac{2,121}{12 - 2,121} 270 \cdot 10^3 = 58 \text{ k}\Omega$; przyjmujemy z szeregu $R_2 = 62 \text{ k}\Omega$.

PRZYKŁAD 2.10.

We wzmacniaczu z potencjometrycznym zasilaniem tranzystora, o schemacie pokazanym na rys. 2.1, obliczyć wartości rezystorów R_1 , R_2 i R_4 oraz siłę elektromotoryczną baterii E_{CC} przyjmując założenia, że:

- spadek napięcia na oporniku R_4 stanowi od 10 % do 25 % napięcia E_{CC} :

$$U_{R4} = I_E R_4 \approx I_C R_4 = k \cdot E_{CC}, \quad \text{gdzie } k = 0,1 \div 0,25,$$

- natężenie prądu w dzielniku polaryzującym bazę tranzystora (w oporniku R_2) jest wielokrotnością prądu bazy:

$$I_{R2} = m \cdot I_B, \quad \text{gdzie } m = 5 \div 20 \quad (\text{zwykle } m = 10).$$

Tranzystor ma pracować w punkcie pracy: $I_C = 1 \text{ mA}$, $U_{CE} = 6 \text{ V}$. Opornik R_3 ma wartość $4,7 \text{ k}\Omega$, wynikającą z wymaganego wzmocnienia napięciowego. Parametry modelu tranzystora są następujące: $\beta = 300$, $U_{BE} = 0,65 \text{ V}$.

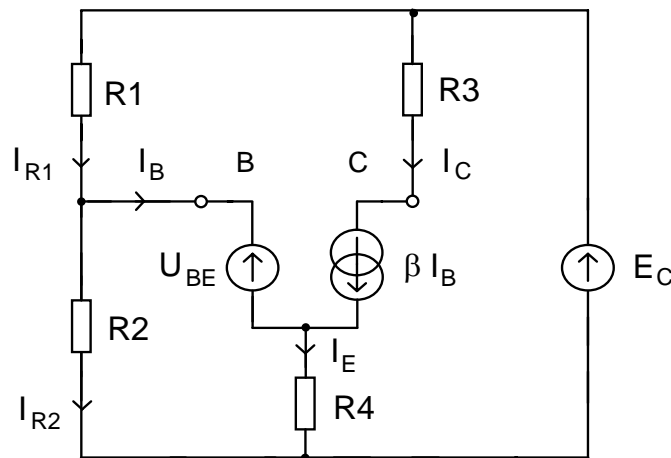
Rozwiązanie.

Schemat zastępczy dla prądu stałego uzyskujemy z połączenia schematu uproszczonego, pokazanego na rys. 2.3 i modelu tranzystora z rys. 2.8. Schemat ten przedstawia rys. 2.28. Równanie oczka wyjściowego ma postać

$$E_{CC} = I_C \cdot R_3 + U_{CE} + U_{R4} = I_C \cdot R_3 + U_{CE} + k \cdot E_{CC}.$$

Stąd

$$E_{CC} = \frac{U_{CE} + I_C \cdot R_3}{1 - k} \quad (2.40)$$



Rys. 2.28. Schemat zastępczy wzmacniacza

Po założeniu współczynnika $k \approx 0,11$ obliczamy siłę elektromotoryczną E_{CC}

$$E_{CC} = \frac{6 + 1 \cdot 10^3 \cdot 4,7 \cdot 10^3}{1 - 0,11} = 12 \text{ V.}$$

Teraz R_4 jest dany zależnością

$$R_4 = \frac{E_{CC} - U_{CE} - I_C \cdot R_3}{I_C} \approx \frac{E_{CC} - U_{CE}}{I_C} - R_3 \quad (2.41)$$

Wartość R_4 wynosi

$$R_4 = \frac{12 - 6}{1 \cdot 10^{-3}} - 4,7 \cdot 10^3 = 1,3 \text{ k}\Omega.$$

Prąd w oporniku R_2 dzielnika polaryzującego bazę wynosi:

$$I_{R2} = m \cdot I_B = m \cdot \frac{I_C}{\beta} = m \cdot \frac{1 \cdot 10^{-3}}{300} = m \cdot 3,3 \cdot 10^{-6},$$

przyjmujemy $I_{R2} = 30 \mu\text{A}$, ($m \approx 9$).

Teraz spadek napięcia na oporniku R_2 wynosi

$$U_{R2} = I_E R_4 + U_{BE} \approx I_C R_4 + U_{BE} = 1 \cdot 10^{-3} \cdot 1,3 \cdot 10^3 + 0,65 = 1,95 \text{ V.}$$

Na podstawie prawa Ohma rezystancję opornika R_2 wyznaczamy z wzoru:

$$R2 = \frac{U_{R2}}{I_{R2}} = \frac{I_C R4 + U_{BE}}{m \cdot \frac{I_C}{\beta}} \quad (2.42)$$

Opornik ten ma wartość

$$R2 = \frac{1,95}{30 \cdot 10^{-6}} = 65 \text{ k}\Omega, \text{ przyjmujemy z szeregu } R2 = 62 \text{ k}\Omega.$$

Opornik $R1$ obliczamy również z prawa Ohma:

$$R1 = \frac{U_{R1}}{I_{R1}} = \frac{E_{CC} - I_C R4 - U_{BE}}{I_{R2} + I_B} \quad (2.43)$$

$$\text{jako } R1 = \frac{12 - 1,95}{(31,5 + 3,3) \cdot 10^{-6}} = 289 \text{ k}\Omega,$$

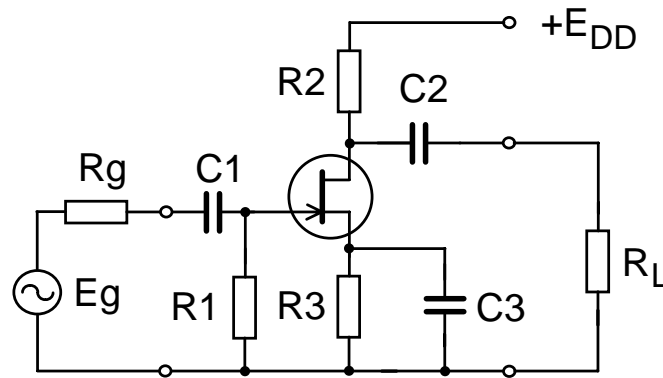
przyjmujemy z szeregu $R1 = 270 \text{ k}\Omega$.

W projekcie, wykonanym według uproszczonej procedury, uzyskano identyczne wartości elementów układu zasilania tranzystora jak w projekcie szczegółowym, przedstawionym w przykładzie 2.9. Procedura uproszczona gwarantuje uzyskanie wymaganego punktu pracy tranzystora, jednak nie daje informacji o zmianach prądu kolektora i napięcia kolektor-emiter, powodowanych przez zmiany temperatury i rozrzut współczynnika wzmocnienia prądowego tranzystora. Przyjęcie współczynników k i m zgodnie z zaleceniami procedury prowadzi do zadowalającej stałości punktu pracy w typowych przypadkach.

Informacje o zmianach prądu kolektora i napięcia kolektor-emiter, powodowanych przez zmiany temperatury i rozrzut współczynnika wzmocnienia prądowego tranzystora można łatwo uzyskać na drodze symulacji komputerowej układu np. przy użyciu programu *PSpice*.

PRZYKŁAD 2.11.

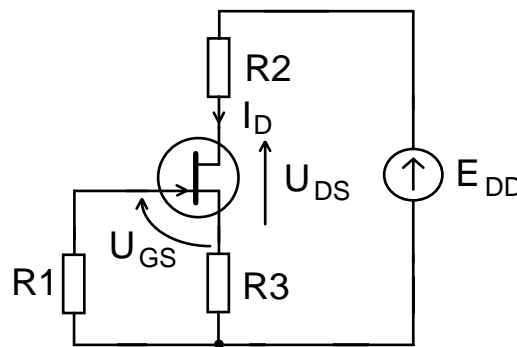
We wzmacniaczu z tranzystorem unipolarnym złączowym (JFET) z kanałem n , o schemacie pokazanym na rys. 2.29, obliczyć wartości rezystorów $R1$ i $R3$ oraz siłę elektromotoryczną baterii E_{DD} tak, aby zapewnić pracę tranzystora w punkcie pracy: $I_D = 1 \text{ mA}$, $U_{DS} = 6 \text{ V}$, $U_{GS} = -2 \text{ V}$. Rezystor $R2$ ma wartość $10 \text{ k}\Omega$, wynikającą z wymaganego wzmocnienia napięciowego.



Rys. 2.29. Schemat ideowy wzmacniacza

Rozwiązanie.

Schemat uproszczony dla prądu stałego, uzyskany po rozwarciu kondensatorów, pokazano na rys. 2.30.



Rys. 2.30. Schemat uproszczony dla prądu stałego

Ujemne napięcie do polaryzacji bramki tranzystora jest uzyskiwane ze spadku napięcia na rezystorze R_3 (polaryzacja automatyczna). Równanie oczka wejściowego (przy założeniu, że prąd bramki jest tak mały, że spadek napięcia na rezystorze R_1 jest pomijalny) ma postać $U_{GS} = -I_D R_3$, stąd

$$R_3 = \frac{-U_{GS}}{I_D} \quad (2.44)$$

W układzie wzmacniacza z rys. 2.29 rezystor ten ma wartość

$$R_3 = \frac{-U_{GS}}{I_D} = \frac{-(-2)}{1 \cdot 10^{-3}} = 2 \text{ k}\Omega.$$

Aby spełnić założenie dotyczące pomijalności spadku napięcia na rezystorze R_1 , jego wartość nie może być zbyt duża. Rezystancja R_1 ogranicza od góry impedancję wejściową wzmacniacza. Stąd rezystancja ta wynosi

$$100 \text{ k}\Omega \leq R_1 \leq 10 \text{ M}\Omega, \quad \text{zwykle } R_1 = 1 \text{ M}\Omega \quad (2.45)$$

Przyjmujemy $R1 = 1 \text{ M}\Omega$.

Z równania oczka wyjściowego wyznaczamy siłę elektromotoryczną baterii E_{DD} :

$$E_{DD} = U_{DS} + I_D(R2 + R3) \quad (2.46)$$

W projektowanym wzmacniaczu ma ona wartość

$$E_{DD} = U_{DS} + I_D(R2 + R3) = 6 + 1 \cdot 10^{-3}(10 + 2) \cdot 10^3 = 18 \text{ V.}$$

Przedstawiona procedura projektowania obwodu zasilania gwarantuje uzyskanie wymaganego punktu pracy tranzystora, jednak nie daje informacji o zmianach prądu drenu i napięcia dren-źródło, powodowanych przez zmiany temperatury i rozrzut parametrów tranzystora. Prowadzi ona do zadowalającej stałości punktu pracy w typowych przypadkach.

Informacje o zmianach prądu drenu i napięcia dren-źródło, powodowanych przez zmiany temperatury i rozrzut parametrów tranzystora można uzyskać na drodze symulacji komputerowej układu np. przy użyciu programu *PSpice*.

PRZYKŁAD 2.12.

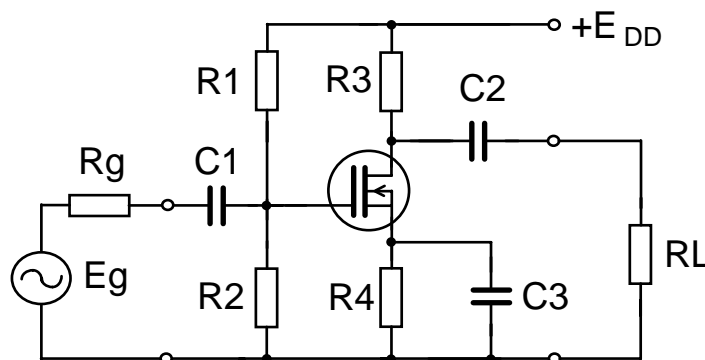
We wzmacniaczu z tranzystorem MOS (powierzchniowym), z kanałem n ze wzbogacaniem, o schemacie pokazanym na rys. 2.31, obliczyć wartości rezystorów $R1$, $R2$ i $R4$ oraz siłę elektromotoryczną baterii E_{DD} przyjmując założenia, że:

- spadek napięcia na rezystorze $R4$ stanowi od 10 % do 30 % napięcia E_{DD} :

$$U_{R4} = I_D R4 = k \cdot E_{DD}, \text{ gdzie } k = 0,1 \div 0,3,$$

- natężenie prądu w dzielniku polaryzującym bramkę tranzystora (w rezystorach $R1$ i $R2$) jest bardzo małe (I_{dz} - kilka mikroamperów).

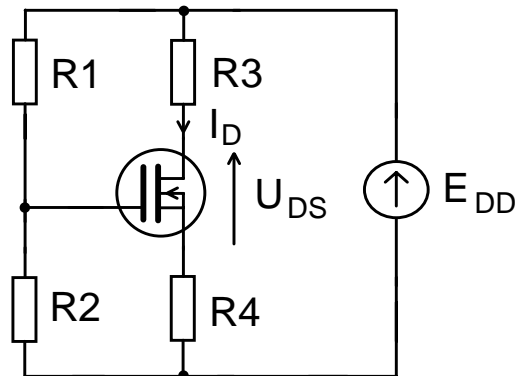
Tranzystor ma pracować w punkcie pracy: $I_D = 1 \text{ mA}$, $U_{DS} = 6 \text{ V}$, $U_{GS} = 2 \text{ V}$. Rezystor $R3$ ma wartość $6,8 \text{ k}\Omega$, wynikającą z wymaganego wzmocnienia napięciowego.



Rys. 2.31. Schemat ideowy wzmacniacza

Rozwiązanie.

Schemat uproszczony dla prądu stałego, uzyskany po rozwarciu kondensatorów, pokazano na rys. 2.32.



Rys. 2.32. Schemat uproszczony dla prądu stałego

Równanie oczka wyjściowego po uwzględnieniu pierwszego z założeń ma postać:

$$E_{DD} = I_D R_3 + U_{DS} + k E_{DD}$$

Stąd

$$E_{DD} = \frac{I_D R_3 + U_{DS}}{1 - k} \quad (2.47)$$

Przyjmując $k = 0,15$ wartość siły elektromotorycznej źródła zasilającego E_{DD} wynosi:

$$E_{DD} = \frac{I_D R_3 + U_{DS}}{1 - k} = \frac{1 \cdot 10^{-3} \cdot 6,8 \cdot 10^3 + 6}{1 - 0,15} \approx 15 \text{ V.}$$

Na podstawie pierwszego założenia rezystor R_4 jest dany wzorem

$$R_4 = k \frac{E_{DD}}{I_D} \quad (2.48)$$

Ma on wartość

$$R_4 = k \frac{E_{DD}}{I_D} = 0,15 \frac{15}{1 \cdot 10^{-3}} \approx 2,25 \text{ k}\Omega, \text{ przyjmujemy z szeregu } R_4 = 2,2 \text{ k}\Omega.$$

Rezystory R_1 i R_2 ustalają właściwy potencjał bramki tranzystora (prąd bramki jest pomijalny). Po przyjęciu wartości prądu dzielnika rezystory te wyznaczamy jako:

$$R_2 = \frac{U_{GS} + I_D R_4}{I_{dz}} \quad (2.49)$$

$$R1 = \frac{E_{DD}}{I_{dz}} - R2 \quad (2.50)$$

Gdy prąd dzielnika jest równy $I_{dz} = 4,2 \mu\text{A}$ to rezystory te mają wartości:

$$R2 = \frac{U_{GS} + I_D R4}{I_{dz}} = \frac{2 + 1 \cdot 10^{-3} \cdot 2,2 \cdot 10^3}{4,2 \cdot 10^{-6}} = 1 \text{ M}\Omega,$$

$$R1 = \frac{E_{DD}}{I_{dz}} - R2 = \frac{15}{4,2 \cdot 10^{-6}} - 1 \cdot 10^6 = 2,57 \text{ M}\Omega, \quad \text{przyjmujemy z szeregu}$$

$$R1 = 2,5 \text{ M}\Omega.$$

Przedstawiona uproszczona procedura projektowania obwodu zasilania gwarantuje uzyskanie wymaganego punktu pracy tranzystora, jednak nie daje informacji o zmianach prądu drenu i napięcia dren-źródło, powodowanych przez zmiany temperatury i rozrzut parametrów tranzystora. Przyjęcie zalecanej wartości współczynnika k i prądu dzielnika prowadzi do zadowalającej stałości punktu pracy w typowych przypadkach. Informacje o zmianach prądu drenu i napięcia dren-źródło, powodowanych przez zmiany temperatury i rozrzut parametrów tranzystora można uzyskać na drodze symulacji komputerowej układu np. przy użyciu programu *PSpice*.

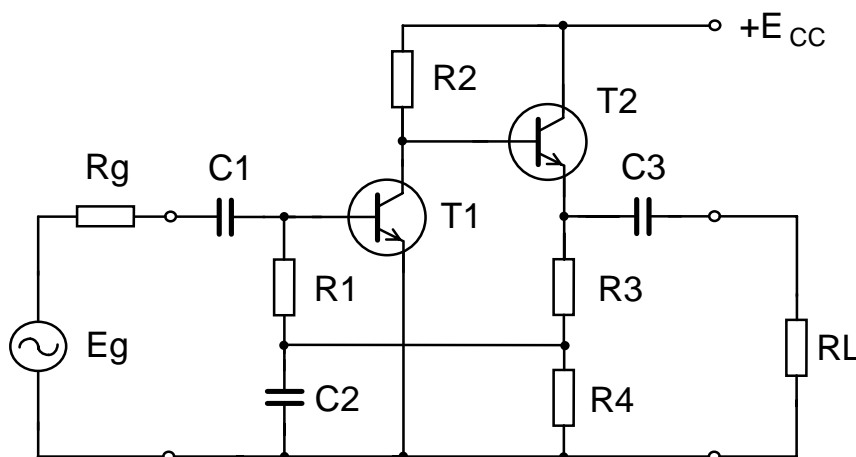
3. Projektowanie układów zasilania struktur wielotranzystorowych ze sprzężeniem galwanicznym

3.1. Wyznaczanie wartości elementów wzmacniacza dwutranzystorowego

PRZYKŁAD 3.1.

We wzmacniaczu, którego schemat pokazano na rys. 3.1, wyznaczyć wartości rezystorów i napięcie zasilające tak, aby prądy tranzystorów wynosiły $I_{C1} = 1 \text{ mA}$, $I_{C2} = 3 \text{ mA}$ i aby maksymalna amplituda napięcia wyjściowego $U_{2\text{max}} \geq 3 \text{ V}$ na obciążeniu o rezystancji $R_L = 3 \text{ k}\Omega$. Przyjąć minimalne napięcie kolektor-emiter tranzystora $T2$ $U_{CE\text{min}} = 1 \text{ V}$ i parametry modeli tranzystorów: $\beta_1 = 300$, $U_{BE1} = 0,66 \text{ V}$, $\beta_2 = 300$, $U_{BE2} = 0,69 \text{ V}$.

Uwaga: dla sygnałów zmiennych kondensatory $C1$, $C2$ i $C3$ oraz baterię zasilającą można uważać za zwarcie.



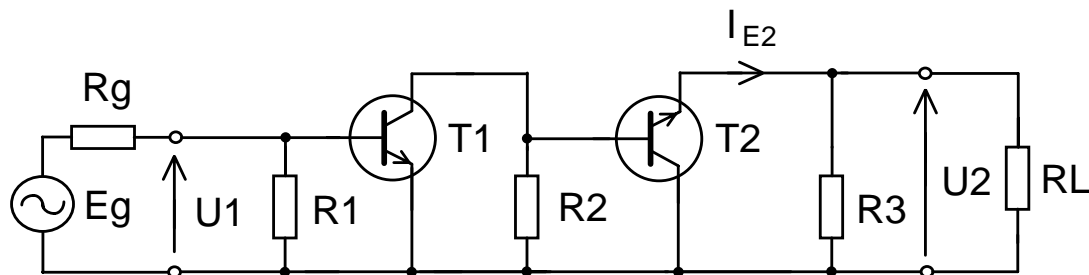
Rys. 3.1. Schemat ideowy wzmacniacza dwustopniowego

Rozwiązanie.

Projektowanie rozpoczyna się od dobrania rezystora $R3$ z warunku na wymaganą amplitudę napięcia wyjściowego. Schemat uproszczony dla prądu zmiennego, który jest podstawą analizy, uzyskujemy po uwzględnieniu założeń o zwarciu baterii i kondensatorów. Schemat ten przedstawia rys. 3.2. Podobnie jak w przykładzie 2.2 maksymalna amplituda napięcia wyjściowego jest mniejszą z wielkości U^+ i U^- (wzór (2.22)), danych zależnościami:

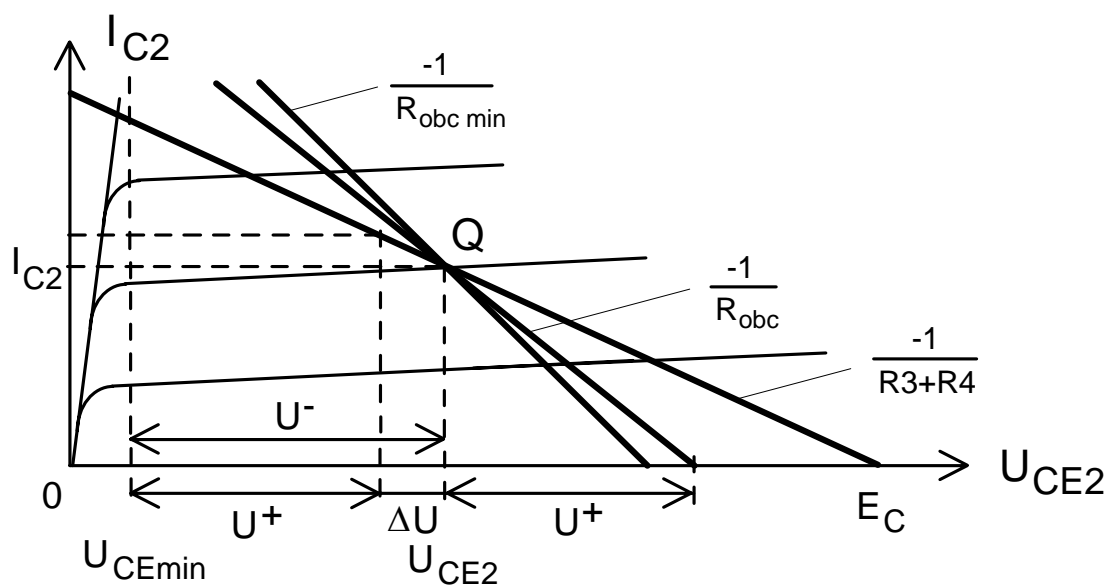
$$U^+ = R_{obc} \cdot I_{E2} \approx \frac{R3 \cdot R_L}{R3 + R_L} \cdot I_{C2} \quad (3.1)$$

$$U^- = U_{CE2} - U_{CE \min} \quad (3.2)$$



Rys. 3.2. Schemat uproszczony wzmacniacza dla prądu zmiennego

Ograniczanie napięcia wyjściowego ilustruje rys. 3.3.



Rys. 3.3. Analiza graficzna stopnia wyjściowego

Wstępnie zakładamy, że $U^+ < U^-$, więc $\frac{R3 \cdot R_L}{R3 + R_L} \cdot I_{C2} \geq U_{2 \max}$.

Na tej podstawie

$$R3 \geq \frac{1}{\frac{I_{C2}}{U_{2 \max}} - \frac{1}{R_L}} \quad (3.3)$$

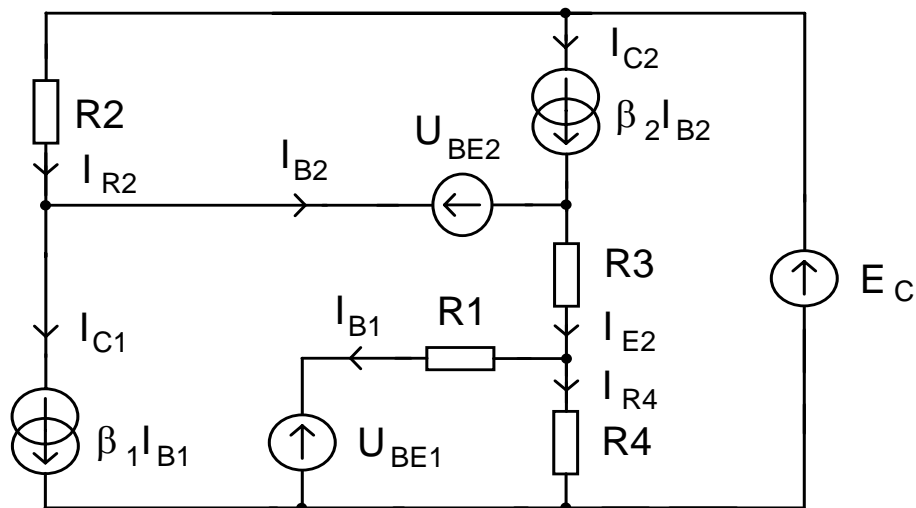
Wartość tego opornika wynosi $R3 \geq \frac{1}{\frac{I_{C2}}{U_{2\max}} - \frac{1}{R_L}} = \frac{1}{\frac{3 \cdot 10^{-3}}{3} - \frac{1}{3 \cdot 10^3}} = 1,5 \text{ k}\Omega$;

przyjmujemy $R3 = 1,8 \text{ k}\Omega$ (większe o 20 % od wartości minimalnej ze względu na tolerancję wykonania, niedokładność obliczeń itp.)

Pozostałe oporniki obliczamy na podstawie schematu zastępczego dla prądu stałego, pokazanego na rys. 3.4. Rezystor $R4$, służący do spolaryzowania bazy tranzystora $T1$, wyznaczamy na podstawie równań oczka i węzła z tym opornikiem:

$$I_{R4}R4 = I_{B1}R1 + U_{BE1}, \quad \text{gdzie } I_{R4} = I_{E2} - I_{B1}. \text{ Stąd}$$

$$R4 = \frac{U_{BE1} + \frac{I_{C1}}{\beta_1} R1}{\frac{\beta_2 + 1}{\beta_2} I_{C2} - \frac{I_{C1}}{\beta_1}} \quad (3.4)$$



Rys. 3.4. Schemat zastępczy wzmacniacza dla prądu stałego

Brak jest warunku określającego $R1$ dlatego wartość tego opornika można założyć. Z jednej strony wartość ta nie może być zbyt mała bo wpływa ona na impedancję wejściową wzmacniacza (patrz rys. 3.2). Rezystancja wejściowa tranzystora $T1$ ma wartość zbliżoną do $\frac{1}{g_{11}} = \frac{\beta_1 \varphi_T}{I_{C1}} = \frac{300 \cdot 26 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-3}} = 128 \mu\text{S}$

(około $8 \text{ k}\Omega$). Z drugiej strony $R1$ nie może być zbyt duże ze względu na prądowe sterowanie bazy (i jego skutki – porównaj przykład 2.6). Przyjmujemy kompromisową wartość $R1 = 100 \text{ k}\Omega$. Teraz $R4$ wynosi:

$$R4 = \frac{U_{BE1} + \frac{I_{C1}}{\beta_1} R1}{\frac{\beta_2 + 1}{\beta_2} I_{C2} - \frac{I_{C1}}{\beta_1}} = \frac{0,66 + \frac{1 \cdot 10^{-3}}{300}}{\frac{300 + 1}{300} 3 \cdot 10^{-3} - \frac{1 \cdot 10^{-3}}{300}} = 329 \Omega ,$$

przyjmujemy z szeregu $R4 = 330 \Omega$.

Siłę elektromotoryczną baterii zasilającej obliczamy z oczka wyjściowego

$$E_{CC} = U_{CE2} + I_{E2} R3 + (I_{E2} - I_{B1}) R4 \quad (3.5)$$

Na podstawie rys. 3.3 napięcie kolektor-emiter drugiego tranzystora jest dane wzorem

$$U_{CE2} = U_{CE \min} + \Delta U + U^+ = U_{CE \min} + \Delta U + \frac{R3 \cdot R_L}{R3 + R_L} I_{C2} \quad (3.6)$$

Po przyjęciu wartości napięcia $\Delta U = 1 \text{ V}$, napięcie U_{CE2} wynosi:

$$U_{CE2} = 1 + 1 + \frac{1,8 \cdot 3}{1,8 + 3} 10^3 \cdot 3 \cdot 10^3 = 5,375 \text{ V}.$$

Teraz z wzoru (3.5) mamy

$$\begin{aligned} E_{CC} &= U_{CE2} + I_{E2} R3 + (I_{E2} - I_{B1}) R4 = \\ &= U_{CE2} + \frac{\beta_2 + 1}{\beta_2} I_{C2} (R3 + R4) - \frac{I_{C1}}{\beta_1} R4 = \\ &= 5,375 + \frac{300 + 1}{300} 3 \cdot 10^{-3} (1800 + 330) - \frac{1 \cdot 10^{-3}}{300} 330 = 11,79 \text{ V}. \end{aligned}$$

Przyjmujemy wartość siły elektromotorycznej baterii równą $E_{CC} = 12 \text{ V}$.

Wartość rezystora $R2$ wyznaczamy na podstawie rys. 3.4 jako

$$R2 = \frac{E_{CC} - U_{BE2} - \frac{\beta_2 + 1}{\beta_2} I_{C2} R3 - \left(\frac{\beta_2 + 1}{\beta_2} I_{C2} - \frac{I_{C1}}{\beta_1} \right) R4}{I_{C1} + \frac{I_{C2}}{\beta_2}} \quad (3.7)$$

Ma on wartość

$$\begin{aligned} R2 &= \frac{12 - 0,69 - \frac{300 + 1}{300} 3 \cdot 10^{-3} \cdot 1800 - \left(\frac{300 + 1}{300} 3 \cdot 10^{-3} - \frac{1 \cdot 10^{-3}}{300} \right) 330}{1 \cdot 10^{-3} + \frac{3 \cdot 10^{-3}}{300}} = \\ &= 4,85 \text{ k}\Omega . \text{ Przyjmujemy z szeregu } R2 = 4,7 \text{ k}\Omega . \end{aligned}$$

3.2. Analiza stałoprądowa układu dwutranzystorowego ze sprzężeniem galwanicznym

PRZYKŁAD 3.2.

We wzmacniaczu zaprojektowanym w przykładzie 3.1, którego schemat pokazano na rys. 3.1, wyznaczyć punkty pracy tranzystorów i maksymalną amplitudę napięcia wyjściowego na obciążeniu o rezystancji $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ (ocenić skutki zaokrąglenia wartości i normalizacji elementów, wykonanych w toku projektowania). Przyjąć minimalne napięcie kolektor-emiter tranzystora T_2 $U_{CEmin} = 1 \text{ V}$ i parametry modeli tranzystorów: $\beta_1 = 300$, $U_{BE1} = 0,66 \text{ V}$, $\beta_2 = 300$, $U_{BE2} = 0,69 \text{ V}$.

Uwaga: dla sygnałów zmiennych kondensatory C_1 , C_2 i C_3 oraz baterię zasilającą można uważać za zwarcie.

Rozwiązanie.

Podstawę do analizy stanowi schemat zastępczy dla prądu stałego, pokazany na rys. 3.4. Do obliczenia prądów kolektorów wybieramy równania oczek:

$$E_{CC} = I_{R2}R_2 + U_{BE2} + I_{E2}R_3 + I_{R4}R_4 ,$$

$$I_{R4}R_4 = I_{B1}R_1 + U_{BE1} .$$

Popelnimy niewielki błąd gdy przyjmiemy

$$I_{R2} \approx I_{C1} , \quad (\text{błąd mniejszy od } 1 \%), \quad (3.8a)$$

$$I_{R3} \approx I_{C2} , \quad (\text{błąd mniejszy od } 0,3 \%), \quad (3.8b)$$

$$I_{R4} \approx I_{C2} , \quad (\text{błąd mniejszy od } 0,3 \%), \quad (3.8c)$$

Teraz równania oczek przyjmują postać

$$E_{CC} = I_{C1}R_2 + U_{BE2} + I_{C2}(R_3 + R_4) ,$$

$$I_{C2}R_4 = \frac{I_{C1}}{\beta_1}R_1 + U_{BE1} .$$

Z drugiego równania

$$I_{C2} = \frac{R_1}{\beta_1 R_4} I_{C1} + \frac{1}{R_4} U_{BE1}$$

Po podstawieniu do równania pierwszego

$$E_{CC} = I_{C1}R_2 + U_{BE2} + \frac{R_1}{\beta_1} I_{C1} \frac{R_3 + R_4}{R_4} + \frac{R_3 + R_4}{R_4} U_{BE1}$$

Stąd

$$I_{C1} = \frac{E_{CC} - U_{BE2} - U_{BE1} \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right)}{R_2 + \frac{R_1}{\beta_1} \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right)} \quad (3.9)$$

$$I_{C2} = \frac{U_{BE1}}{R_4} + \frac{R_1}{\beta_1 R_4} I_{C1} \quad (3.10)$$

W celu obliczenia napięć kolektor-emiter piszemy równania oczek

$$E_{CC} = U_{CE2} + I_{C2}(R_3 + R_4)$$

$$E_{CC} = U_{CE2} - U_{BE2} + U_{CE1}$$

Napięcia kolektor-emiter wyznaczamy z tych równań

$$U_{CE2} = E_{CC} - I_{C2}(R_3 + R_4) \quad (3.11)$$

$$U_{CE1} = E_{CC} - U_{CE2} + U_{BE2} \quad (3.12)$$

Wartości liczbowe prądów kolektorów i napięć kolektor-emiter obliczamy z równań (3.9) – (3.12):

$$I_{C1} = \frac{E_{CC} - U_{BE2} - U_{BE1} \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right)}{R_2 + \frac{R_1}{\beta_1} \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right)} = \frac{12 - 0,69 - 0,66 \left(1 + \frac{1800}{330}\right)}{\left[4,7 + \frac{100}{300} \left(1 + \frac{1800}{330}\right)\right] \cdot 10^3} = 1,03 \text{ mA},$$

$$I_{C2} = \frac{U_{BE1}}{R_4} + \frac{R_1}{\beta_1 R_4} I_{C1} = \frac{0,66}{330} + \frac{100 \cdot 10^3}{300 \cdot 330} 1,03 \cdot 10^{-3} = 3,03 \text{ mA},$$

$$U_{CE2} = E_{CC} - I_{C2}(R_3 + R_4) = 12 - 3,03 \cdot 10^{-3} (1800 + 330) = 5,55 \text{ V},$$

$$U_{CE1} = E_{CC} - U_{CE2} + U_{BE2} = 12 - 5,55 + 0,69 = 7,1 \text{ V}.$$

Widać, że zaokrąglenia wartości rezystorów i baterii zasilającej nie spowodowały znaczących niedokładności wymaganych punktów pracy tranzystorów.

Maksymalną amplitudę napięcia wyjściowego, które nie jest jeszcze obcinane, wyznaczamy na podstawie schematu uproszczonego, pokazanego na rys. 3.2, z wzorów (3.1), (3.2) i (2.22):

$$U^+ = R_{obc} \cdot I_{E2} \approx \frac{R_3 \cdot R_L}{R_3 + R_L} \cdot I_{C2} = \frac{1,8 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^3}{1,8 \cdot 10^3 + 3 \cdot 10^3} 3,03 \cdot 10^{-3} = 3,41 \text{ V},$$

$$U^- = U_{CE2} - U_{CE \min} = 5,55 - 1 = 4,55 \text{ V},$$

$$U_{2 \max} = \min(U^+ ; U^-) = \min(3,41 ; 4,55) = 3,41 \text{ V}.$$

Widać, że wymaganie dotyczące maksymalnej amplitudy napięcia wyjściowego jest spełnione w warunkach nominalnych z zapasem 13 %.

3.3. Wpływ temperatury i rozrzutu współczynników wzmocnienia prądowego na punkty pracy i amplitudę napięcia wyjściowego

PRZYKŁAD 3.3.

We wzmacniaczu zaprojektowanym w przykładzie 3.1 wyznaczyć punkty pracy tranzystorów i maksymalną amplitudę napięcia wyjściowego na obciążeniu o rezystancji $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ po wzroście temperatury o $\Delta T = 30 \text{ }^\circ\text{C}$. Przyjąć minimalne napięcie kolektor-emiter tranzystora T_2 $U_{CE \min} = 1 \text{ V}$, parametry modeli tranzystorów w temperaturze nominalnej: $\beta_1 = 300$, $U_{BE1} = 0,66 \text{ V}$, $\beta_2 = 300$, $U_{BE2} = 0,69 \text{ V}$ oraz współczynniki zmian temperaturowych napięć baza-emiter $c = 2 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}}$ i wzmocnień prądowych $\gamma = 5 \cdot 10^{-3} \frac{1}{^\circ\text{C}}$. Wpływ prądów zerowych pominąć. Powtórzyć obliczenia dla temperatury niższej od nominalnej o $\Delta T = 30 \text{ }^\circ\text{C}$.

Uwaga: dla sygnałów zmiennych kondensatory C_1 , C_2 i C_3 oraz baterię zasilającą można uważać za zwarcie.

Rozwiązanie.

Analizę wpływu zmian temperatury na punkty pracy tranzystorów wzmacniacza wykonujemy analogicznie jak w przykładzie 3.2 na podstawie zależności (3.9) – (3.12). Wcześniej obliczymy wartości napięć baza-emiter i współczynnika β_1 w podwyższonej temperaturze, korzystając z wzorów (2.28) i (2.29):

$$U_{BE1}(T + \Delta T) = U_{BE1} - c \cdot \Delta T = 0,66 - 2 \cdot 10^{-3} \cdot 30 = 0,6 \text{ V},$$

$$U_{BE2}(T + \Delta T) = U_{BE2} - c \cdot \Delta T = 0,69 - 2 \cdot 10^{-3} \cdot 30 = 0,63 \text{ V},$$

$$\beta_1(T + \Delta T) = \beta_1(1 + \gamma \cdot \Delta T) = 300(1 + 5 \cdot 10^{-3} \cdot 30) = 345.$$

Teraz prądy kolektorów i napięcia kolektor-emiter są następujące:

$$I_{C1}(T + \Delta T) = \frac{E_{CC} - U_{BE2}(T + \Delta T) - U_{BE1}(T + \Delta T) \left(1 + \frac{R3}{R4}\right)}{R2 + \frac{R1}{\beta_1(T + \Delta T)} \left(1 + \frac{R3}{R4}\right)} =$$

$$= \frac{12 - 0,63 - 0,6 \cdot \left(1 + \frac{1800}{330}\right)}{\left[4,7 + \frac{100}{345} \left(1 + \frac{1800}{330}\right)\right] \cdot 10^3} = 1,14 \text{ mA},$$

$$I_{C2}(T + \Delta T) = \frac{U_{BE1}(T + \Delta T)}{R4} + \frac{R1}{\beta_1(T + \Delta T)R4} I_{C1}(T + \Delta T) =$$

$$= \frac{0,6}{330} + \frac{100 \cdot 10^3}{345 \cdot 330} 1,14 \cdot 10^{-3} = 2,82 \text{ mA},$$

$$U_{CE2}(T + \Delta T) = E_{CC} - I_{C2}(T + \Delta T) \cdot (R3 + R4) =$$

$$= 12 - 2,82 \cdot 10^{-3} (1800 + 330) = 5,99 \text{ V},$$

$$U_{CE1}(T + \Delta T) = E_{CC} - U_{CE2}(T + \Delta T) + U_{BE2}(T + \Delta T) =$$

$$= 12 - 5,99 + 0,63 = 6,44 \text{ V}.$$

Maksymalną amplitudę napięcia wyjściowego, które nie jest jeszcze obcinane, wyznaczamy na podstawie schematu uproszczonego, pokazanego na rys. 3.2, z wzorów (3.1), (3.2) i (2.22):

$$U^+(T + \Delta T) = \frac{R3 \cdot R_L}{R3 + R_L} \cdot I_{C2}(T + \Delta T) = \frac{1,8 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^3}{1,8 \cdot 10^3 + 3 \cdot 10^3} 2,82 \cdot 10^{-3} = 3,17 \text{ V},$$

$$U^-(T + \Delta T) = U_{CE2}(T + \Delta T) - U_{CE \min} = 5,99 - 1 = 4,99 \text{ V},$$

$$U_{2 \max}(T + \Delta T) = \min[U^+(T + \Delta T); U^-(T + \Delta T)] = \min(3,17; 4,99) = 3,17 \text{ V}.$$

Widać, że po zwiększeniu temperatury zwiększył się prąd kolektora tranzystora T1 o około 10 % i zmniejszył się prąd kolektora T2 o około 7 %. Maksymalna amplituda napięcia wyjściowego zmalała, ale wymagania zadania projektowego są spełnione z zapasem 6 %.

Podobne obliczenia dla temperatury niższej od nominalnej:

$$U_{BE1}(T - \Delta T) = U_{BE1} - c \cdot (-\Delta T) = 0,66 + 2 \cdot 10^{-3} \cdot 30 = 0,72 \text{ V},$$

$$U_{BE2}(T - \Delta T) = U_{BE2} - c \cdot (-\Delta T) = 0,69 - 2 \cdot 10^{-3} \cdot (-30) = 0,75 \text{ V},$$

$$\beta_1(T - \Delta T) = \beta_1[1 + \gamma \cdot (-\Delta T)] = 300[1 + 5 \cdot 10^{-3} \cdot (-30)] = 255.$$

$$I_{C1}(T - \Delta T) = \frac{E_{CC} - U_{BE2}(T - \Delta T) - U_{BE1}(T - \Delta T) \left(1 + \frac{R3}{R4}\right)}{R2 + \frac{R1}{\beta_1(T - \Delta T)} \left(1 + \frac{R3}{R4}\right)} =$$

$$= \frac{12 - 0,75 - 0,72 \cdot \left(1 + \frac{1800}{330}\right)}{\left[4,7 + \frac{100}{255} \left(1 + \frac{1800}{330}\right)\right] \cdot 10^3} = 0,913 \text{ mA},$$

$$I_{C2}(T - \Delta T) = \frac{U_{BE1}(T - \Delta T)}{R4} + \frac{R1}{\beta_1(T - \Delta T)R4} I_{C1}(T - \Delta T) =$$

$$= \frac{0,72}{330} + \frac{100 \cdot 10^3}{255 \cdot 330} \cdot 0,913 \cdot 10^{-3} = 3,27 \text{ mA},$$

$$U_{CE2}(T - \Delta T) = E_{CC} - I_{C2}(T - \Delta T) \cdot (R3 + R4) =$$

$$= 12 - 3,27 \cdot 10^{-3} (1800 + 330) = 5,03 \text{ V},$$

$$U_{CE1}(T - \Delta T) = E_{CC} - U_{CE2}(T - \Delta T) + U_{BE2}(T - \Delta T) =$$

$$= 12 - 5,03 + 0,72 = 7,69 \text{ V}.$$

$$U^+(T - \Delta T) = \frac{R3 \cdot R_L}{R3 + R_L} \cdot I_{C2}(T - \Delta T) = \frac{1,8 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^3}{1,8 \cdot 10^3 + 3 \cdot 10^3} \cdot 3,27 \cdot 10^{-3} = 3,68 \text{ V},$$

$$U^-(T - \Delta T) = U_{CE2}(T - \Delta T) - U_{CE \min} = 5,03 - 1 = 4,03 \text{ V},$$

$$U_{2 \max}(T - \Delta T) = \min[U^+(T - \Delta T); U^-(T - \Delta T)] = \min(3,68; 4,03) = 3,68 \text{ V}.$$

Zmniejszenie temperatury o 30 °C prowadzi do zwiększenia prądu kolektora tranzystora T2 o 9 % i zmniejszenia prądu T1 o około 12 %. Maksymalna amplituda napięcia wyjściowego zwiększyła się o 8 %.

PRZYKŁAD 3.4.

Zbadać wpływ rozrzutu β na punkty pracy tranzystorów i maksymalną amplitudę napięcia wyjściowego we wzmacniaczu zaprojektowanym w przykładzie 3.1. Przyjąć granice rozrzutu β od $\beta_{1 \min} = \beta_{2 \min} = 100$ do $\beta_{1 \max} = \beta_{2 \max} = 900$. Napięcia baza-emiter tranzystorów wynoszą

$U_{BE1} = 0,66 \text{ V}$ i $U_{BE2} = 0,69 \text{ V}$. Minimalne napięcie kolektor-emiter drugiego tranzystora przyjąć równe $U_{CEmin} = 1 \text{ V}$.

Rozwiązanie.

Analizę wpływu rozrzutu współczynników wzmocnienia prądowego na punkty pracy tranzystorów i maksymalną amplitudę napięcia wyjściowego wzmacniacza wykonujemy analogicznie jak w przykładzie 3.2 na podstawie zależności (3.9) – (3.12). W tych wzorach występuje jedynie współczynnik β pierwszego tranzystora (wzmocnienie prądowe drugiego tranzystora nie wpływa w istotnym stopniu na punkty pracy). Przy minimalnej wartości β punkty pracy tranzystorów mają parametry:

$$I_{C1} = \frac{E_{CC} - U_{BE2} - U_{BE1} \left(1 + \frac{R3}{R4}\right)}{R2 + \frac{R1}{\beta_{1\min}} \left(1 + \frac{R3}{R4}\right)} = \frac{12 - 0,69 - 0,66 \left(1 + \frac{1800}{330}\right)}{\left[4,7 + \frac{100}{100} \left(1 + \frac{1800}{330}\right)\right] \cdot 10^3} = 0,63 \text{ mA} ,$$

$$I_{C2} = \frac{U_{BE1}}{R4} + \frac{R1}{\beta_{1\min} R4} I_{C1} = \frac{0,66}{330} + \frac{100 \cdot 10^3}{100 \cdot 330} 0,63 \cdot 10^{-3} = 3,91 \text{ mA} ,$$

$$U_{CE2} = E_{CC} - I_{C2}(R3 + R4) = 12 - 3,91 \cdot 10^{-3}(1800 + 330) = 3,67 \text{ V} ,$$

$$U_{CE1} = E_{CC} - U_{CE2} + U_{BE2} = 12 - 3,67 + 0,69 = 9,02 \text{ V} .$$

Maksymalną amplitudę napięcia wyjściowego, które nie jest jeszcze obcinane, wyznaczamy na podstawie schematu uproszczonego, pokazanego na rys. 3.2, z wzorów (3.1), (3.2) i (2.22):

$$U^+ = \frac{R3 \cdot R_L}{R3 + R_L} \cdot I_{C2} = \frac{1,8 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^3}{1,8 \cdot 10^3 + 3 \cdot 10^3} 3,91 \cdot 10^{-3} = 4,4 \text{ V} ,$$

$$U^- = U_{CE2} - U_{CEmin} = 3,67 - 1 = 2,67 \text{ V} ,$$

$$U_{2\max} = \min(U^+ ; U^-) = \min(4,4 ; 2,67) = 2,67 \text{ V} .$$

Przy maksymalnej wartości β uzyskujemy wyniki:

$$I_{C1} = \frac{E_{CC} - U_{BE2} - U_{BE1} \left(1 + \frac{R3}{R4}\right)}{R2 + \frac{R1}{\beta_{1\max}} \left(1 + \frac{R3}{R4}\right)} = \frac{12 - 0,69 - 0,66 \left(1 + \frac{1800}{330}\right)}{\left[4,7 + \frac{100}{900} \left(1 + \frac{1800}{330}\right)\right] \cdot 10^3} = 1,3 \text{ mA} ,$$

$$I_{C2} = \frac{U_{BE1}}{R4} + \frac{R1}{\beta_{1\max} R4} I_{C1} = \frac{0,66}{330} + \frac{100 \cdot 10^3}{900 \cdot 330} 1,3 \cdot 10^{-3} = 2,44 \text{ mA} ,$$

$$U_{CE2} = E_{CC} - I_{C2}(R3 + R4) = 12 - 2,44 \cdot 10^{-3}(1800 + 330) = 6,8 \text{ V},$$

$$U_{CE1} = E_{CC} - U_{CE2} + U_{BE2} = 12 - 6,8 + 0,69 = 5,89 \text{ V}.$$

$$U^+ = \frac{R3 \cdot R_L}{R3 + R_L} \cdot I_{C2} = \frac{1,8 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^3}{1,8 \cdot 10^3 + 3 \cdot 10^3} 2,44 \cdot 10^{-3} = 2,74 \text{ V},$$

$$U^- = U_{CE2} - U_{CE \min} = 6,8 - 1 = 5,8 \text{ V},$$

$$U_{2 \max} = \min(U^+ ; U^-) = \min(2,74 ; 5,8) = 2,74 \text{ V}.$$

Widać, że rozrzut β silnie wpływa na punkty pracy tranzystorów: zmiany I_{C2} o +30 % do -20 %, zmiany I_{C1} o +40 % do -30 %, oraz na maksymalną amplitudę napięcia wyjściowego o -22 %. Maksymalna amplituda napięcia wyjściowego tak przy maksymalnych wartościach β jak i przy minimalnych nie spełnia wymagań tematu przykładu 3.1.

Aby spełnić wymaganie dotyczące amplitudy napięcia wyjściowego w zaprojektowanym wzmacniaczu należy zastosować tranzystory (dokładniej – tranzystor $T1$) selekcionowane według współczynnika β : w miejsce tranzystora np. BC147 lub BC547 o rozrzucie β jak w rozpatrywanym przykładzie należy użyć tranzystor BC147B lub BC547B o rozrzucie od $\beta_{1 \min} = 200$ do $\beta_{1 \max} = 400$. Dla takich rozrzutów β uzyskuje się wyniki zestawione w tablicy 3.1.

Po zastosowaniu tranzystorów selekcionowanych, o rozrzucie β od 200 do 400, zmiany punktów pracy są mniejsze (rzędu 10 %) i wymagania dotyczące amplitudy napięcia wyjściowego są spełnione z kilkuprocentowym zapasem.

Tablica 3.1. Zestawienie wyników przykładów 3.4 i 3.2

	I_{C1} [mA]	I_{C2} [mA]	U_{CE1} [V]	U_{CE2} [V]	U^+ [V]	U^- [V]	$U_{2 \max}$ [V]	obcinanie po stronie
$\beta_{\min} = 100$	0,63	3,91	9,02	3,67	4,4	2,67	2,67	nasycenia
$\beta_{\max} = 900$	1,3	2,44	5,89	6,8	2,74	5,8	2,74	odcięcia
$\beta_{\min} = 200$	0,89	3,35	7,83	4,86	3,77	3,86	3,77	odcięcia
$\beta_{\max} = 400$	1,12	2,85	6,75	5,94	3,2	4,94	3,2	odcięcia
$\beta = 300$	1,03	3,03	7,1	5,55	3,41	4,55	3,41	odcięcia

PRZYKŁAD 3.5.

Zbadać łączny wpływ przyrostu temperatury o $\Delta T = +30\text{ }^{\circ}\text{C}$ i rozrzutu β tranzystorów w granicach od $\beta_{1\min} = \beta_{2\min} = 200$ do $\beta_{1\max} = \beta_{2\max} = 400$ na punkty pracy tranzystorów i maksymalną amplitudę napięcia wyjściowego we wzmacniaczu zaprojektowanym w przykładzie 3.1. Napięcia baza-emiter tranzystorów w temperaturze nominalnej wynoszą: $U_{BE1} = 0,66\text{ V}$ i $U_{BE2} = 0,69\text{ V}$. Minimalne napięcie kolektor-emiter drugiego tranzystora przyjąć równe $U_{CE\min} = 1\text{ V}$. Wpływ prądów zerowych pominąć. Przyjąć współczynniki temperaturowe napięć baza-emiter $c = 2 \frac{\text{mV}}{^{\circ}\text{C}}$ i współczynników wzmocnienia prądowego $\gamma = 5 \cdot 10^{-3} \frac{1}{^{\circ}\text{C}}$. Powtórzyć obliczenia dla temperatury niższej od nominalnej o $\Delta T = 30\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Rozwiązanie.

Przyrost temperatury powoduje zwiększenie prądu I_{C1} i zmniejszenie prądu I_{C2} . Ten sam kierunek zmian jest wywoływany przez zwiększenie współczynnika β_1 . Dlatego najgorszy przypadek wystąpi gdy wzrośnie jednocześnie temperatura i współczynnik wzmocnienia prądowego β_1 . Punkty pracy tranzystorów wyznaczamy analogicznie jak w przykładzie 3.2 na podstawie zależności (3.9) – (3.12). Wcześniej obliczymy wartości napięć baza-emiter i współczynnika $\beta_{1\max}$ w podwyższonej temperaturze, korzystając z wzorów (2.28) i (2.29):

$$U_{BE1}(T + \Delta T) = U_{BE1} - c \cdot \Delta T = 0,66 - 2 \cdot 10^{-3} \cdot 30 = 0,6\text{ V},$$

$$U_{BE2}(T + \Delta T) = U_{BE2} - c \cdot \Delta T = 0,69 - 2 \cdot 10^{-3} \cdot 30 = 0,63\text{ V},$$

$$\beta_{1\max}(T + \Delta T) = \beta_{1\max}(1 + \gamma \cdot \Delta T) = 400(1 + 5 \cdot 10^{-3} \cdot 30) = 460.$$

Teraz prądy kolektorów i napięcia kolektor-emiter są następujące:

$$I_{C1\max}(T + \Delta T) = \frac{E_{CC} - U_{BE2}(T + \Delta T) - U_{BE1}(T + \Delta T) \left(1 + \frac{R3}{R4}\right)}{R2 + \frac{R1}{\beta_{1\max}(T + \Delta T)} \left(1 + \frac{R3}{R4}\right)} =$$

$$= \frac{12 - 0,63 - 0,6 \cdot \left(1 + \frac{1800}{330}\right)}{\left[4,7 + \frac{100}{460} \left(1 + \frac{1800}{330}\right)\right] \cdot 10^3} = 1,23\text{ mA},$$

$$I_{C2\min}(T + \Delta T) = \frac{U_{BE1}(T + \Delta T)}{R4} + \frac{R1}{\beta_{1\max}(T + \Delta T) R4} I_{C1\min}(T + \Delta T) =$$

$$= \frac{0,6}{330} + \frac{100 \cdot 10^3}{460 \cdot 330} 1,23 \cdot 10^{-3} = 2,63 \text{ mA},$$

$$U_{CE2 \max}(T + \Delta T) = E_{CC} - I_{C2 \min}(T + \Delta T) \cdot (R3 + R4) =$$

$$= 12 - 2,63 \cdot 10^{-3} (1800 + 330) = 6,4 \text{ V},$$

$$U_{CE1 \min}(T + \Delta T) = E_{CC} - U_{CE2 \max}(T + \Delta T) + U_{BE2}(T + \Delta T) =$$

$$12 - 6,4 + 0,63 = 6,23 \text{ V}.$$

Maksymalną amplitudę napięcia wyjściowego, które nie jest jeszcze obcinane wyznaczamy, podobnie jak w przykładzie 3.2, z wzorów (3.1), (3.2) i (2.22):

$$U^+(T + \Delta T) = \frac{R3 \cdot R_L}{R3 + R_L} \cdot I_{C2 \min}(T + \Delta T) = \frac{1,8 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^3}{1,8 \cdot 10^3 + 3 \cdot 10^3} 2,63 \cdot 10^{-3} =$$

$$= 2,96 \text{ V},$$

$$U^- = U_{CE2} - U_{CE \min} = 6,4 - 1 = 5,4 \text{ V},$$

$$U_{2 \max}(T + \Delta T) = \min[U^+(T + \Delta T); U^-(T + \Delta T)] = \min(2,96; 5,4) = 2,96 \text{ V}.$$

Widać, że po zwiększeniu temperatury o 30 °C i przy maksymalnej wartości współczynnika wzmocnienia prądowego $\beta_{\max} = 400$ zwiększył się prąd kolektora tranzystora T1 o około 23 % i zmniejszył się prąd kolektora T2 o 12 %. Maksymalna amplituda napięcia wyjściowego zmalała i ma wartość minimalnie poniżej wymagań zadania projektowego. Dla temperatury niższej od nominalnej o $\Delta T = 30$ °C najgorszy przypadek wystąpi gdy jednocześnie zmniejszy się współczynnik wzmocnienia prądowego β_1 . Punkty pracy tranzystorów i amplituda napięcia wyjściowego oblicza się analogicznie. Wyniki są zestawione w tabelicy 3.2.

Tabela 3.2. Zestawienie wyników przykładów 3.5 i 3.2

	I_{C1} [mA]	I_{C2} [mA]	U_{CE1} [V]	U_{CE2} [V]	U^+ [V]	U^- [V]	$U_{2 \max}$ [V]	obcinanie po stronie
T_{\max} , $\beta_{\max}=400$	1,23	2,63	6,23	6,4	2,96	5,4	2,96	odcięcia
T_{\min} , $\beta_{\min}=200$	0,78	3,57	8,36	4,39	4,02	3,39	3,39	nasycenia
T_0 , $\beta = 300$	1,03	3,03	7,1	5,55	3,41	4,55	3,41	odcięcia

Po zmniejszeniu temperatury o 30 °C i przy minimalnej wartości współczynnika wzmocnienia prądowego $\beta_{\min} = 200$ zmniejszył się prąd kolektora tranzystora $T1$ o około 25 % i zwiększył się prąd kolektora $T2$ o około 20 % w stosunku do warunków nominalnych (wyniki przykładu 3.2). Maksymalna amplituda napięcia wyjściowego praktycznie nie zmieniła się mimo znacznych zmian prądu I_{C2} , choć obcinanie zachodzi teraz na granicy obszaru nasycenia, a nie odcięcia.

Na podstawie wyników przykładów 3.2 – 3.5 można stwierdzić, że zaprojektowany wzmacniacz spełnia wymagania projektowe, określone w temacie przykładu 3.1. Niewielką poprawę właściwości wzmacniacza można uzyskać przez zmniejszenie napięcia ΔU , a więc i U_{CE2} oraz E_{CC} tak, aby wyrównać napięcia $U_{2\max}$ w obu rozpatrywanych w tym przykładzie przypadkach (o około 0,2 V).

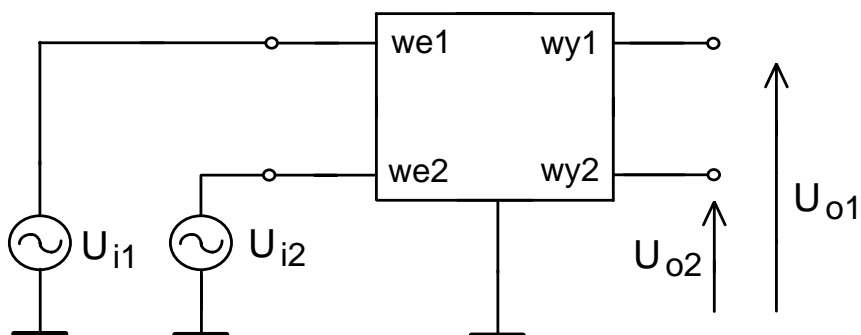
4. Projektowanie struktur stosowanych w półprzewodnikowych układach scalonych

Rozwiązania układowe stosowane w monolitycznych układach scalonych różnią się znacznie od układów zbudowanych z elementów dyskretnych. Jest to związane z ograniczeniami realizacyjnymi, dotyczącymi głównie rezystorów i kondensatorów. Rezystory scalone cechują się wysoką ceną (zajmują dużą powierzchnię struktury scalonej), ograniczonym zakresem możliwych do uzyskania rezystancji i złą jakością (wpływ potencjałów stałych, temperatury, nieliniowości). Podobnie kondensatory o stosunkowo dobrej jakości (MOS) mają pojemności nie większe od kilkudziesięciu pikofaradów.

Obwody zasilania tranzystorów w układach scalonych zawierają zamiast rezystorów tranzystorowe realizacje źródeł prądowych lub napięciowych, zaś stopnie wzmacniające mają struktury nie wymagające stosowania kondensatorów blokujących i są z sobą sprzęgane galwanicznie. Wynika stąd, że wzmacniacze scalone wzmacniają w takim samym stopniu sygnały zmienne (w ograniczonym od góry zakresie częstotliwości), co sygnały stałe - należą więc do klasy wzmacniaczy prądu stałego.

Rozwiązania układowe stosowane we wzmacniaczach prądu stałego zapewniają wzmocnienie sygnałów (zwykle napięć) stałych przy jednoczesnym tłumieniu sygnałów szkodliwych, wynikających ze zmian punktów pracy tranzystorów, wywołanych zmianami temperatury pracy, wahaniami napięć zasilających, czy rozrzutami parametrów tranzystorów.

Wzmocnienie sygnałów użytecznych i jednoczesne tłumienie sygnałów niepożądanych zapewnia wzmacniacz różnicowy [5] (rys. 4.1). Wzmacniacz różnicowy ma dwa wejścia (rzadziej jedno) i dwa wyjścia (rzadziej jedno).



Rys. 4.1. Schemat blokowy wzmacniacza różnicowego

Napięcia użyteczne stanowią różnice napięć:

$$U_{ir} = U_{i1} - U_{i2} \quad (4.1)$$

$$U_{or} = U_{o1} - U_{o2}$$

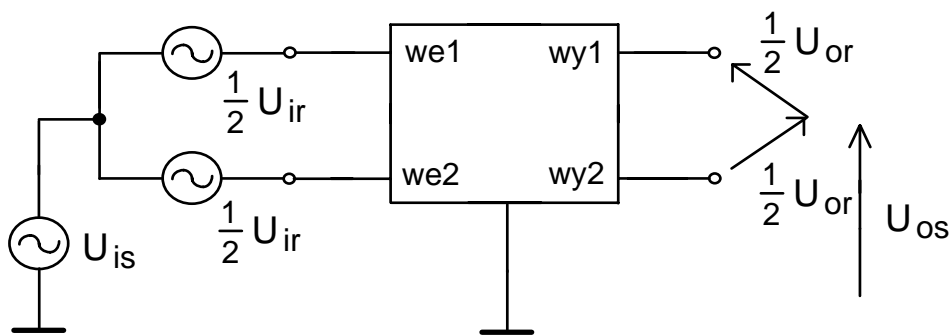
i noszą nazwę napięć różnicowych: wejściowego i wyjściowego.

Napięcia szkodliwe to napięcia sumacyjne (wspólne), określone wzorami (4.2).

$$U_{is} = \frac{U_{i1} + U_{i2}}{2} \quad (4.2)$$

$$U_{os} = \frac{U_{o1} + U_{o2}}{2}$$

Interpretację tych sygnałów pokazano na rys. 4.2.



Rys. 4.2. Sygnały różnicowe i sumacyjne we wzmacniaczu różnicowym

Dla tych sygnałów napięcia wyjściowe wyrażają się równaniami:

$$U_{or} = K_{urr}U_{ir} + K_{urs}U_{is} \quad (4.3)$$

$$U_{os} = K_{usr}U_{ir} + K_{uss}U_{is}$$

Poszczególne wzmocnienia są zdefiniowane jako:

$$K_{urr} = \left. \frac{U_{or}}{U_{ir}} \right|_{U_{is}=0} \quad \text{wzmocnienie różnicowo-różnicowe (często oznaczane jako } K_{ur} \text{ i nazywane wzmocnieniem różnicowym),}$$

$$K_{urs} = \left. \frac{U_{or}}{U_{is}} \right|_{U_{ir}=0} \quad \text{wzmocnienie różnicowo-sumacyjne,}$$

$$K_{usr} = \left. \frac{U_{os}}{U_{ir}} \right|_{U_{is}=0} \quad \text{wzmocnienie sumacyjno-różnicowe,}$$

$$K_{uss} = \left. \frac{U_{os}}{U_{is}} \right|_{U_{ir}=0} \quad \text{wzmocnienie sumacyjno-sumacyjne (często oznaczane jako } K_{us} \text{ i nazywane wzmocnieniem sumacyjnym).}$$

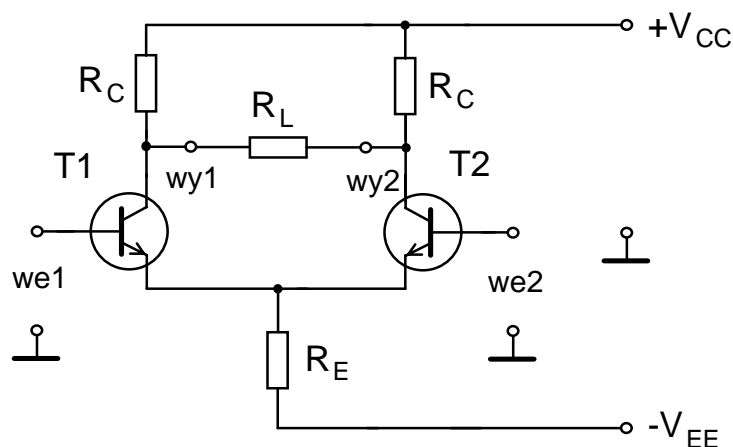
Najważniejszymi parametrami wzmacniacza różnicowego o dwu wejściach i wyjściach są wzmocnienia K_{urr} i K_{urs} oraz ich stosunek, określany jako współczynnik tłumienia sygnału sumacyjnego (*Common Mode Rejection Ratio*):

$$CMRR = \frac{K_{urr}}{K_{urs}} \quad (4.4)$$

Szerszą informację na temat wzmacniaczy o pojedynczym wyjściu i/lub wejściu można znaleźć np. w podręcznikach [1, 5, 6].

4.1. Jednostopniowy wzmacniacz różnicowy (para różnicowa)

Schemat ideowy najprostszego jednostopniowego wzmacniacza różnicowego, zwanego też parą różnicową, pokazano na rys. 4.3. Układ jest zasilany z dwóch baterii, a ich zacisk wspólny jest uziemiony. W ten sposób jest ustalany potencjał zacisków wejściowych wzmacniacza (baz obu tranzystorów) o wartości 0 V.

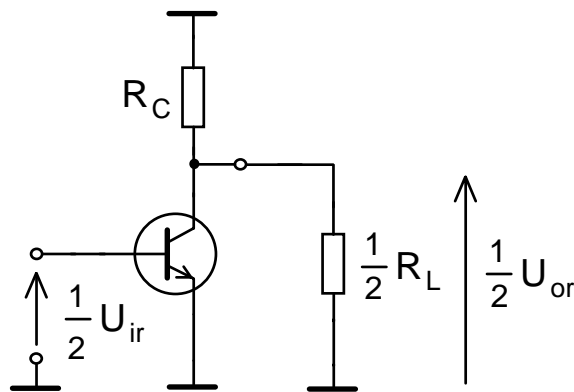


Rys. 4.3. Jednostopniowy wzmacniacz różnicowy

Przy sterowaniu różnicowym do zacisków wejściowych są podane napięcia o jednakowej amplitudzie i przeciwnych fazach $U_{i1} = -U_{i2} = \frac{1}{2}U_{ir}$. W układzie o idealnej symetrii napięcia te wywołują zmiany prądów kolektorów

o jednakowych amplitudach i przeciwnych fazach, a prąd w rezystorze R_E , równy w przybliżeniu sumie prądów obu kolektorów, zachowuje wartość stałą niezależną odysterowania. Potencjał emiterów tranzystorów jest stały, niezależny od sygnału sterującego.

W schemacie uproszczonym, obowiązującym tylko dla składowych zmiennych (lub zmian składowych stałych) i sterowania różnicowego, oraz przy pełnej symetrii wzmacniacza węzeł emiterów można połączyć z masą (rys. 4.4). Wobec symetrii wzmacniacza wystarczy wyznaczyć wzmocnienie połowki wzmacniacza, obciążonej połową rezystora R_L .



Rys. 4.4. Schemat uproszczony jednostopniowego wzmacniacza różnicowego przy sterowaniu różnicowym

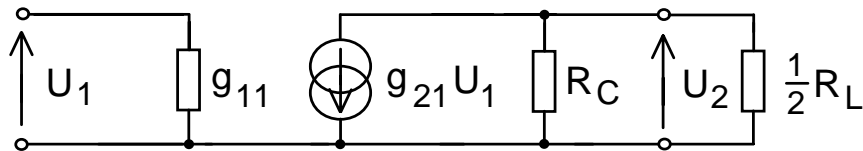
Wzmocnienie napięciowe tego układu można obliczyć na podstawie schematu zastępczego, w którym tranzystor jest zastąpiony modelem małosygnałowym, pokazanym na rys. 2.12. Schemat zastępczy wzmacniacza przedstawia rys. 4.5. Na podstawie równania węzła wyjściowego łatwo jest zapisać wzmocnienie różnicowe jako:

$$K_{ur} = \frac{U_2}{U_1} = -g_{21} \cdot R_{obc} \quad (4.5)$$

gdzie

$$R_{obc} = \frac{R_C \cdot \frac{1}{2} R_L}{R_C + \frac{1}{2} R_L} = \frac{R_C \cdot R_L}{2R_C + R_L} \quad (4.6)$$

Przy sterowaniu sumacyjnym do zacisków wejściowych są podane napięcia o jednakowych amplitudach i zgodnych fazach $U_{i1} = U_{i2} = U_{is}$ (bazy obu tranzystorów można zewrzeć bez zmiany rozptywu prądów - rys. 4.6). W układzie o idealnej symetrii napięcia te wywołują zmiany prądów kolektorów o jednakowych amplitudach i zgodnych fazach.



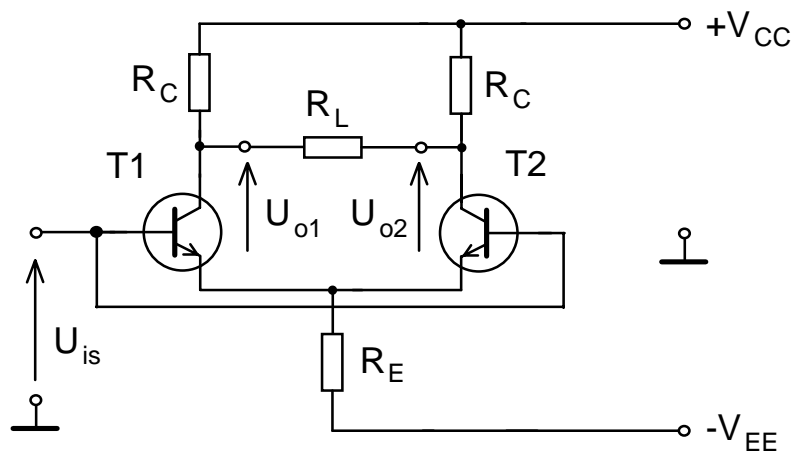
Rys. 4.5. Schemat zastępczy jednostopniowego wzmacniacza różnicowego

Napięcia wyjściowe są sobie równe, więc składowa sumacyjna napięcia wyjściowego wynosi:

$$U_{o1} = U_{o2} = U_{os} \quad , \quad (4.7)$$

a składowa różnicowa jest równa

$$U_{or} = U_{o1} - U_{o2} = 0 \quad (4.8)$$

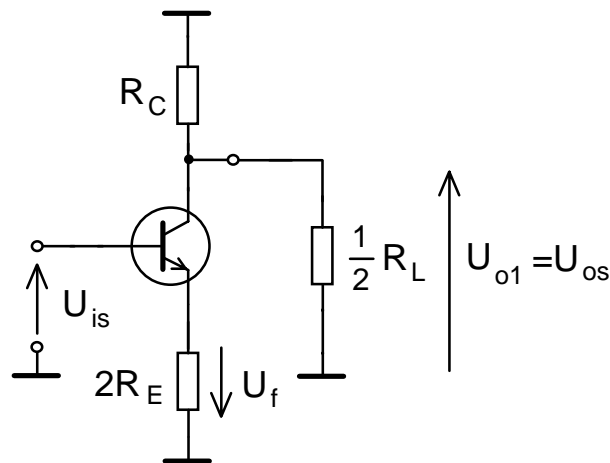


Rys. 4.6. Schemat jednostopniowego wzmacniacza różnicowego przy sterowaniu sumacyjnym

Wzmocnienie różnicowo-sumacyjne wzmacniacza różnicowego o pełnej symetrii jest równe zero, a współczynnik tłumienia sygnału sumacyjnego dąży do nieskończoności:

$$K_{urs} = 0 \quad , \quad CMRR \rightarrow \infty \quad (4.9)$$

Parametry wzmacniacza różnicowego sterowanego sygnałem sumacyjnym o wyjściu niesymetrycznym są znacznie gorsze. Aby je wyznaczyć zauważmy, że prąd w rezystorze R_E , równy w przybliżeniu sumie prądów obu kolektorów, powoduje spadek napięcia dwukrotnie większy od spadku, wynikającego z prądu pojedynczego tranzystora. Wobec symetrii wzmacniacza wzmocnienie sygnału sumacyjnego dla wyjścia niesymetrycznego wystarczy wyznaczyć dla połówki wzmacniacza, obciążonej połową rezystora R_L , z podwojoną rezystancją w obwodzie emitera (rys. 4.7).



Rys. 4.7. Schemat uproszczony jednostopniowego wzmacniacza różnicowego o wyjściu niesymetrycznym sterowanego sygnałem sumacyjnym

Sprężenie zwrotne dla składowej sumacyjnej sygnału sterującego, wprowadzane przez rezystor $2R_E$, jest bardzo silne. Dla takiego sprzężenia wzmocnienie jest równe odwrotności współczynnika sprzężenia $K_{urs} = -\frac{1}{\beta}$ [6],

zaś współczynnik sprzężenia jest równy: $\beta = \frac{U_f}{U_{os}} = \frac{2R_E}{R_{obc}}$ (R_{obc} jest dane

wzorem (4.6)). Wzmocnienie różnicowo-sumacyjne i współczynnik tłumienia sygnału sumacyjnego wzmacniacza różnicowego o wyjściu niesymetrycznym są dane przybliżonymi zależnościami:

$$K_{urs} \approx -\frac{R_{obc}}{2R_E} \quad (4.10a)$$

$$CMRR = \frac{K_{urr}}{K_{urs}} \approx \frac{-g_{21}R_{obc}}{-\frac{R_{obc}}{2R_E}} = 2g_{21}R_E$$

Zależności dokładne można wyznaczyć np metodą potencjałów węzłowych (redukcji macierzy admitancyjnej [3]):

$$K_{urs} = \frac{-g_{21}R_{obc}}{1 + 2g_{21}R_E} \quad (4.10b)$$

$$CMRR = \frac{-g_{21}R_{obc}}{-\frac{g_{21}R_{obc}}{1 + 2g_{21}R_E}} = 1 + 2g_{21}R_E$$

Asymetria wzmacniacza różnicowego (rozrzut rezystorów kolektorowych i różnice w parametrach tranzystorów) prowadzi do pogorszenia jego parametrów. Analizę wzmacniacza z asymetrycznymi rezystorami R_C przedstawiono np. w [1].

PRZYKŁAD 4.1.

We wzmacniaczu różnicowym, którego schemat pokazano na rys. 4.3 dobrać napięcia baterii V_{CC} i V_{EE} tak, aby zapewnić pracę tranzystorów w punktach pracy: $I_{C1} = I_{C2} \approx 1 \text{ mA}$, $U_{CE1} = U_{CE2} \approx 6 \text{ V}$ (napięcia baza-emiter przyjąć równe $U_{BE1} = U_{BE2} \approx 0,65 \text{ V}$). Wejścia wzmacniacza mają poziomy napięcia stałego 0 V . Wartości rezystorów wynoszą $R_C = R_E = 4,7 \text{ k}\Omega$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$. Obliczyć wzmocnienie napięciowe dla sterowania różnicowego, współczynnik tłumienia sygnału sumacyjnego i maksymalną wartość napięć wyjściowego i wejściowego.

Rozwiązanie.

Potencjał bazy wynosi 0 V więc napięcie zasilające V_{CC} możemy wyznaczyć jako

$$\begin{aligned} V_{CC} &= U_{CB} + I_C R_C = U_{CE} - U_{BE} + I_C R_C = 6 - 0,65 + 1 \cdot 10^{-3} \cdot 4,7 \cdot 10^3 = \\ &= 10,05 \text{ V (przyjmujemy } V_{CC} = 10 \text{ V)}. \end{aligned}$$

Podobnie napięcie V_{EE} obliczamy, jako

$$V_{EE} = U_{BE} + 2I_E R_E \approx U_{BE} + 2I_C R_E = 0,65 + 2 \cdot 1 \cdot 10^{-3} \cdot 4,7 \cdot 10^3 = 10,05 \text{ V}$$

(przyjmujemy $V_{EE} = 10 \text{ V}$).

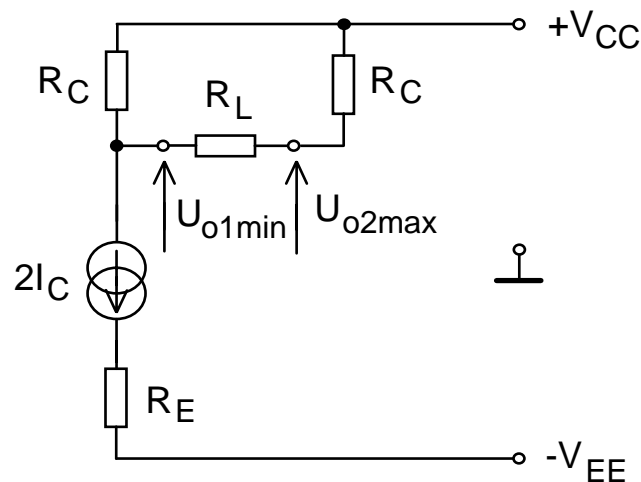
Różnicowe wzmocnienie napięciowe wyznaczamy z wzoru (4.5); wcześniej jednak obliczymy wartość parametru g_{21} z zależności (2.18) jako $g_{21} = 38,5 \cdot I_C = 38,5 \cdot 1 \cdot 10^{-3} = 38,5 \text{ mS}$, oraz R_{obc} z wzoru (4.6), jako

$$R_{obc} = \frac{R_C \cdot R_L}{2R_C + R_L} = \frac{4,7 \cdot 10}{2 \cdot 4,7 + 10} = 2,42 \text{ k}\Omega.$$

Teraz różnicowe wzmocnienie

napięciowe wynosi $K_{ur} = -g_{21} \cdot R_{obc} = -38,5 \cdot 10^{-3} \cdot 2,42 \cdot 10^3 = -93,3$. Wobec pełnej symetrii wzmacniacza wzmocnienie sygnału sumacyjnego jest zerowe, a współczynnik tłumienia sygnału sumacyjnego jest nieskończenie wielki (zależność (4.9)).

Wyjściowe napięcie różnicowe jest maksymalne gdy jeden z tranzystorów pracuje na granicy obszaru nasycenia lub/i drugi na granicy odcięcia (porównaj napięcia U^+ i U^- w przykładzie 2.3). Obwód zastępczy wzmacniacza różnicowego do wyznaczenia maksymalnego napięcia wyjściowego pokazano na rys. 4.8.



Rys. 4.8. Obwód zastępczy jednostopniowego wzmacniacza różnicowego

Jeśli tranzystor T2 pracuje na granicy odcięcia, to przez tranzystor T1 płynie prąd $2I_C$. Na wyjściu pierwszym występuje napięcie:

$$U_{o1\min} = V_{CC} - 2I_C \frac{R_C(R_C + R_L)}{R_C + R_C + R_L} = 10 - 2 \cdot 10^{-3} \frac{4,7(4,7 + 10)}{4,7 + 4,7 + 10} 10^3 = 2,61 \text{ V},$$

a na wyjściu drugim

$$U_{o2\max} = U_{o1\min} + (V_{CC} - U_{o1\min}) \frac{R_L}{R_C + R_L} = 2,61 + (10 - 2,61) \frac{10}{4,7 + 10} = 7,64 \text{ V}.$$

Maksymalne napięcie wyjściowe $U_{or\max}$ jest różnicą napięć $U_{o2\max}$ i $U_{o1\min}$:
 $U_{or\max} = U_{o2\max} - U_{o1\min} = 7,64 - 2,61 = 5,03 \text{ V}$. Maksymalna wartość

różnicowego napięcia wejściowego wynosi $U_{ir\max} = \frac{U_{or\max}}{|K_{ur}|} = \frac{5,03}{93,3} \approx$

$\approx 53,9 \text{ mV}$. Wartość ta odpowiada wyznaczonej teoretycznie granicy zakresu liniowej pracy wzmacniacza różnicowego z tranzystorami bipolarnymi, która wynosi $2\phi_T \approx 52 \text{ mV}$ [4, 6].

Punkty pracy tranzystorów w analizowanym wzmacniaczu nie są optymalne. Świadczy o tym wartość napięcia $U_{o1\min}$. Przy optymalnych, ze względu na wielkość napięcia wyjściowego, punktach pracy tranzystorów napięcie $U_{o1\min}$ powinno być bliskie zeru (granica obszaru nasycenia). Maksymalne różnicowe napięcie wyjściowe może pozostać bez zmian mimo zmniejszenia napięć U_{CE} i V_{CC} o około 2 V.

PRZYKŁAD 4.2.

Obliczyć wartości rezystorów R_C i R_E oraz napięcia zasilające $V_{CC} = |V_{EE}|$ we wzmacniaczu, którego schemat ideowy pokazano na rys. 4.3. Tranzystory mają pracować w punktach pracy $I_C \approx 1 \text{ mA}$, $U_{CE} \approx 6 \text{ V}$ (napięcia baza-emiter przyjąć równe $U_{BE} = 0,65 \text{ V}$), a wzmocnienie różnicowe $|K_{ur}| = 100$ przy obciążeniu rezystancją $R_L = 10 \text{ k}\Omega$. Wejścia wzmacniacza mają poziomy napięcia stałego 0 V .

Rozwiązanie.

Rezystancję obciążenia wyznaczamy z zależności (4.5), a potrzebną wartość parametru g_{21} obliczamy z wzoru (2.18) jako $g_{21} = 38,5 \cdot I_C = 38,5 \cdot 1 \cdot 10^{-3} = 38,5 \text{ mS}$: $R_{obc} = \frac{|K_{ur}|}{g_{21}} = \frac{100}{38,5 \cdot 10^{-3}} = 2,6 \text{ k}\Omega$. Na podstawie wzoru (4.6) obliczamy R_C jako $R_C = \frac{R_{obc} R_L}{R_L - 2R_{obc}} = \frac{2,6 \cdot 10}{10 - 2 \cdot 2,6} = 5,42 \text{ k}\Omega$ (przyjmujemy z szeregu E12 $R_C = 5,6 \text{ k}\Omega$).

Potencjał bazy wynosi 0 V więc napięcie zasilające V_{CC} możemy wyznaczyć jako

$V_{CC} = U_{CB} + I_C R_C = U_{CE} - U_{BE} + I_C R_C = 5 - 0,65 + 1 \cdot 10^{-3} \cdot 5,6 \cdot 10^3 = 9,95 \text{ V}$ (przyjmujemy $V_{CC} = 10 \text{ V}$). Napięcie V_{EE} , zgodnie z tematem przykładu, jest także równe $V_{EE} = 10 \text{ V}$. Z równania oczka $V_{EE} = U_{BE} + 2I_E R_E \approx \approx U_{BE} + 2I_C R_E$ obliczamy rezystor R_E jako $R_E = \frac{V_{EE} - U_{BE}}{2I_C} = \frac{10 - 0,65}{2 \cdot 1 \cdot 10^{-3}} = 4,68 \text{ k}\Omega$ (przyjmujemy $R_E = 4,7 \text{ k}\Omega$).

PRZYKŁAD 4.3.

Obliczyć wartości rezystorów we wzmacniaczu, którego schemat ideowy pokazano na rys. 4.9 tak, aby uzyskać różnicowe wzmocnienie napięciowe $|K_{ur}| = 20$ przy obciążeniu rezystancją $R_L = 20 \text{ k}\Omega$. Tranzystory mają pracować w punktach pracy $I_C \approx 1 \text{ mA}$, $U_{CE} \approx 6 \text{ V}$, przy zasilaniu napięciami $V_{CC} = |V_{EE}| = 12 \text{ V}$ (napięcia baza-emiter przyjąć równe $U_{BE} = 0,65 \text{ V}$). Wejścia wzmacniacza mają poziomy napięcia stałego 0 V . Obliczyć maksymalne wartości różnicowych napięć: wyjściowego i wejściowego.

Rozwiązanie.

Zapewnienie zadanych punktów pracy wymaga zastosowania rezystorów R_C spełniających równanie oczka $V_{CC} = U_{CB} + I_C R_C = U_{CE} - U_{BE} + I_C R_C$.

Stąd wyznaczamy R_C jako $R_C = \frac{V_{CC} - U_{CE} + U_{BE}}{I_C} = \frac{12 - 6 + 0,65}{1 \cdot 10^{-3}} = 6,65 \text{ k}\Omega$

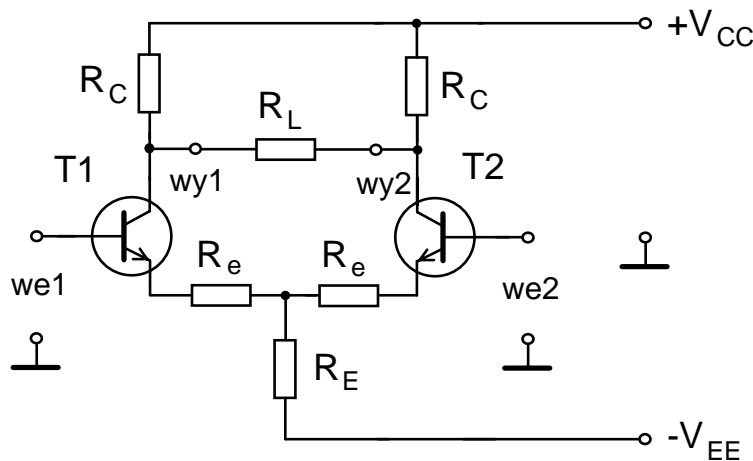
(przyjmujemy $R_C = 6,8 \text{ k}\Omega$).

Różnicowe wzmocnienie napięciowe wzmacniacza bez rezystorów lokalnego ujemnego sprzężenia zwrotnego R_e wynosi na podstawie wzoru (4.5):

$$K_{ur}' = -g_{21} \frac{R_C R_L}{2R_C + R_L} = -38,5 \cdot 10^{-3} \frac{6,8 \cdot 20}{2 \cdot 6,8 + 20} 10^3 = -155,8. \quad \text{Rezystor } R_e$$

wprowadza ujemne sprzężenie zwrotne dla sygnałów różnicowych zmniejszając je do wartości $K_{ur} = \frac{K_{ur}'}{1 - \beta K_{ur}'} = -20$. Wymagana wartość tego współczynnika

$$\text{wynosi więc } \beta = \frac{K_{ur} - K_{ur}'}{K_{ur} K_{ur}'} = \frac{-20 + 155,8}{20 \cdot 155,8} = 0,0436.$$



Rys. 4.9. Jednostopniowy wzmacniacz różnicowy z ujemnym sprzężeniem zwrotnym dla sygnałów różnicowych

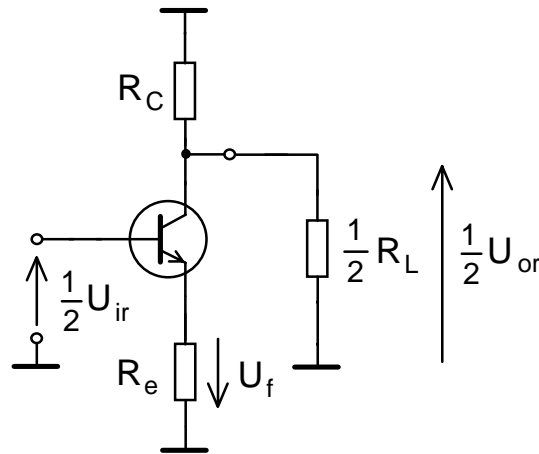
Współczynnik sprzężenia zwrotnego k_β można wyznaczyć na podstawie schematu uproszczonego wzmacniacza, pokazanego na rys. 4.10. Z definicji

$$k_\beta = \frac{U_f}{\frac{1}{2}U_{or}} = \frac{R_e}{R_{obc}} \quad (R_{obc} \text{ jest dane wzorem (4.6)}). \quad \text{Stąd } R_e \text{ wynosi}$$

$$R_e = \beta \frac{R_C \cdot R_L}{2R_C + R_L} = 0,0436 \frac{6,8 \cdot 20}{2 \cdot 6,8 + 20} = 176,4 \Omega \quad (\text{lepiej jest zaokrąglić}$$

rezystancję tego rezystora w dół do wartości $R_e = 160 \Omega$).

Wartość rezystora R_E obliczamy z równania oczka
 $V_{EE} \approx U_{BE} + I_C(R_e + 2R_E)$ jako $R_E = \frac{V_{EE} - U_{BE} - I_C R_e}{2I_C} =$
 $= \frac{12 - 0,65 - 1 \cdot 10^{-3} \cdot 160}{2 \cdot 1 \cdot 10^{-3}} = 5,595 \text{ k}\Omega$ (przyjmujemy $R_E = 5,6 \text{ k}\Omega$).



Rys. 4.10. Schemat uproszczony jednostopniowego wzmacniacza różnicowego z ujemnym sprzężeniem zwrotnym dla sygnałów różnicowych

Maksymalną wartość różnicowego napięcia wyjściowego obliczamy tak, jak w przykładzie 4.1. Na wyjściu różnicowym występuje maksymalne napięcie $U_{or \max} = U_{o2 \max} - U_{o1 \min} = 2I_C \frac{R_C R_L}{2R_C + R_L} = 2 \cdot 1 \cdot 10^{-3} \frac{6,8 \cdot 20}{2 \cdot 6,8 + 20} 10^3 = 8,1 \text{ V}$.

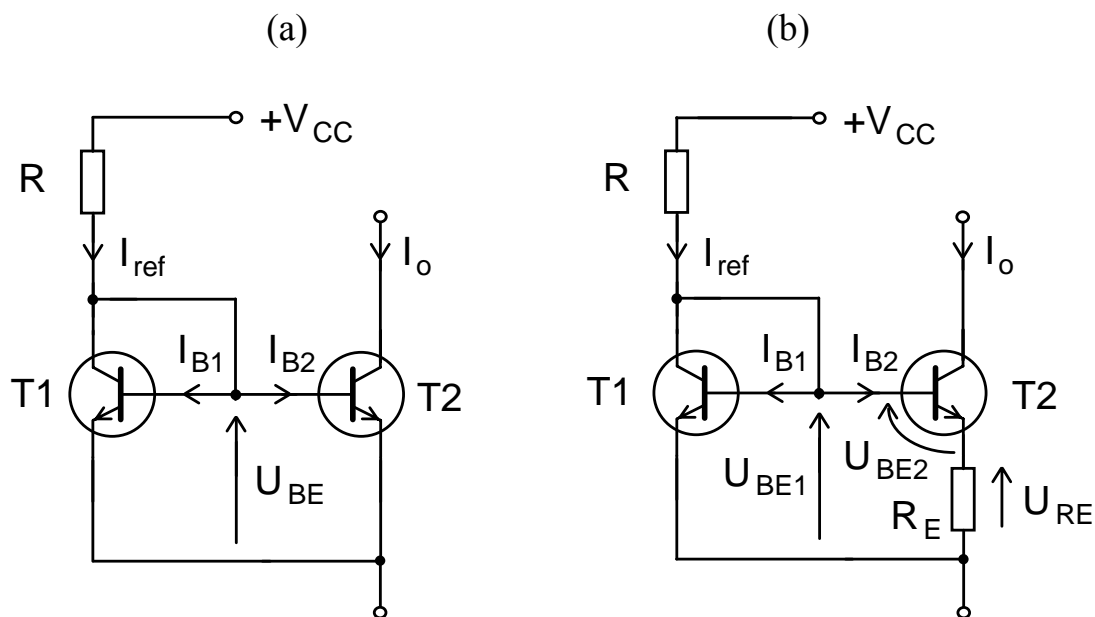
Maksymalną wartość wejściowego napięcia różnicowego łatwo jest obliczyć z definicji $U_{ir \max} = \frac{U_{or \max}}{|K_{ur}|} = \frac{8,1}{20} \approx 0,4 \text{ V}$. Dzięki wprowadzeniu ujemnego

sprzężenia zwrotnego dla sygnału różnicowego uzyskano znaczne zwiększenie maksymalnego napięcia wejściowego (zakresu napięć wejściowych odpowiadających liniowej pracy wzmacniacza) w stosunku do układu bez tego sprzężenia (porównaj wyniki przykładu 4.1).

4.2. Scalone źródła prądowe

Cechą charakterystyczną obwodów zasilania tranzystorów w układach scalonych jest zastępowanie rezystorów w obwodach zasilających przez tranzystorowe realizacje źródeł prądowych lub napięciowych.

Na rysunku 4.11 pokazano schematy najprostszych źródeł prądowych stosowanych w układach scalonych. Tranzystory $T1$ i $T2$ są wytworzone na wspólnym podłożu, w tym samym procesie technologicznym, ponadto pracują w jednakowej temperaturze, możemy więc założyć ich identyczność. W źródle z rys. 4.11a tranzystor $T1$ pracuje w połączeniu diodowym i polaryzuje złącze baza-emiter tranzystora $T2$ napięciem zależnym od prądu odniesienia I_{ref} , który jest ustalany przez rezystor R i źródło zasilające V_{CC} . Tranzystor $T2$ pobiera z układu prąd I_o praktycznie niezależny od napięcia kolektor-emiter, ma więc właściwości źródła prądowego.



Rys. 4.11. Scalone źródła prądowe: a) zwierciadło prądowe, b) źródło Widlara

Prąd I_o wyznaczmy po zastąpieniu tranzystorów ich modelami z rys. 2.12. Wtedy prądy kolektorów identycznych tranzystorów są sobie równe i wynoszą:

$$I_o = I_{C2} = I_{C1} = I_{ref} - (I_{B1} + I_{B2}) = I_{ref} - \frac{2I_o}{\beta_0}.$$

Stąd

$$I_o = I_{ref} \frac{\beta_0}{\beta_0 + 2} \approx I_{ref} \quad (4.11)$$

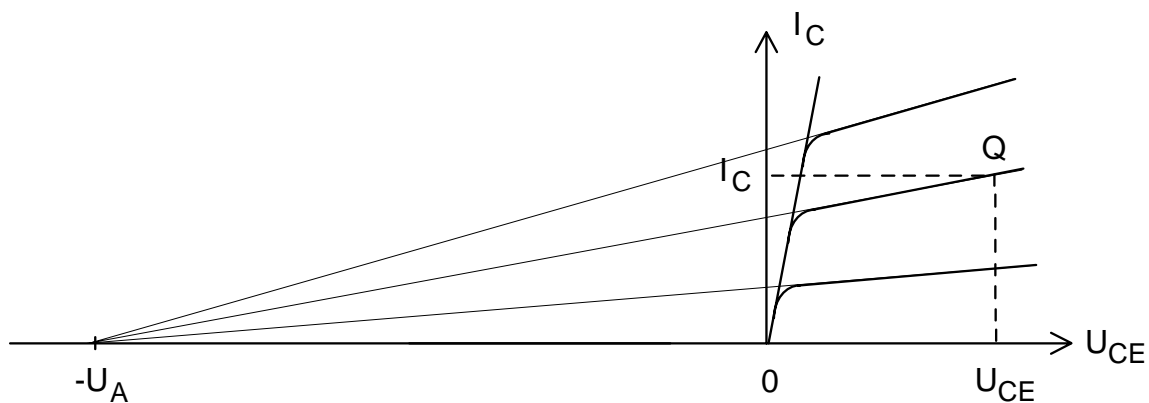
Widać, że prąd źródła I_o ma praktycznie wartość równą prądowi odniesienia I_{ref} , stąd nazwa tego układu: zwierciadło (lustro) prądowe.

Stałość prądu odniesienia decyduje o stałości prądu źródła I_o . W układzie z rys. 4.11a prąd I_{ref} wynosi

$$I_{ref} = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R} \approx \frac{V_{CC}}{R} \quad (4.12)$$

Widać, że zależy on silnie (niemal proporcjonalnie) od napięcia zasilającego. Aby uzyskać zadowalającą stałość prądu wyjściowego źródła konieczne jest zasilanie układu zwierciadła prądowego napięciem stabilizowanym.

Z zastosowanego modelu tranzystorów wynika, że rezystancja wyjściowa zrealizowanego źródła prądowego jest nieskończenie wielka. W rzeczywistości tak nie jest. Zachodzi więc konieczność uwzględnienia skończonej rezystancji wyjściowej tranzystorów. Jest ona związana z efektem Early'ego (modulacją szerokości bazy tranzystora), co ilustruje rysunek 4.12.



Rys. 4.12. Interpretacja zjawiska Early'ego na charakterystykach wyjściowych tranzystora

Konduktancja wyjściowa tranzystora (konduktancja g_{22} przy $g_{12} = 0$) jest równa: $g_{22} = \frac{I_C}{U_A + U_{CE}} \approx \frac{I_C}{U_A}$. Dla tranzystorów układu scalonego napięcie

Early'ego U_A wynosi zwykle od 50 V do 200 V (do obliczeń często przyjmuje się $U_A = 100$ V). Wtedy rezystancja wyjściowa źródła prądowego z rys. 4.11a wynosi

$$r_{wy} = \frac{U_A}{I_o} \quad (4.13)$$

i jest dużo większa od rezystancji statycznej $R_{st} = \frac{U_{CE}}{I_o}$ (bo $U_{CE} \ll U_A$).

Uwzględnienie rezystancji wyjściowej tranzystorów powoduje, że równość prądów: wyjściowego źródła I_o i prądu odniesienia I_{ref} (4.11) jest jeszcze bardziej przybliżona. Zwiększenie dokładności równości tych prądów uzyskuje się po uzupełnieniu układu o dodatkowy tranzystor, np. w układzie zwierciadła prądowego Wilsona [3]. Zwierciadło Wilsona cechuje się ponadto rezystancją dynamiczną większą $\beta/2$ razy od danej wzorem (4.13).

W układzie zwierciadła prądowego z rys. 4.11a prąd źródła I_o może się różnić od prądu odniesienia I_{ref} jeżeli powierzchnie złącz emiter-baza są różne. Inną możliwość regulacji prądu źródła uzyskuje się w zwierciadle prądowym Widlara, pokazanym na rys. 4.11b. Dla identycznych tranzystorów uzyskuje się tutaj spadek napięcia na rezystorze R_E : $I_o R_E = U_{BE1} - U_{BE2} = \varphi_T \ln \frac{I_{ref}}{I_s} - \varphi_T \ln \frac{I_o}{I_s}$. Na tej podstawie prąd źródła wynosi:

$$I_o = \frac{\varphi_T}{R_E} \ln \frac{I_{ref}}{I_o} \quad (4.14)$$

gdzie prąd odniesienia I_{ref} jest dany wzorem (4.12).

Informacje o schematach i właściwościach wielu innych źródeł prądowych stosowanych w układach scalonych (źródło o zwiększonej symetrii prądów - z trzema lub czterema tranzystorami, źródło o wielu prądach wyjściowych: dodatnich i (lub) ujemnych, źródła skompensowane termicznie, itd.) można znaleźć w literaturze, np. w [3, 4].

PRZYKŁAD 4.4.

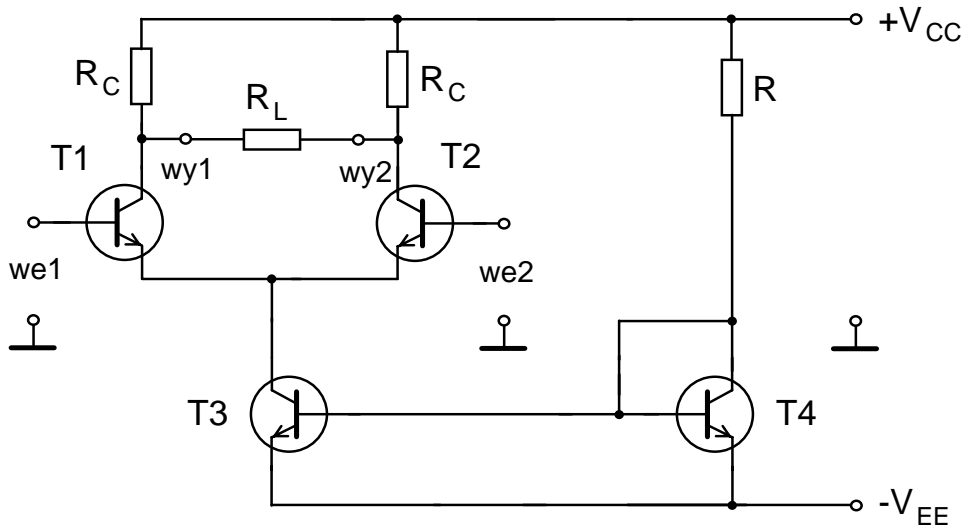
Zwierciadło prądowe z rys. 4.11a dołączyć do wzmacniacza z przykładu 4.2 (w miejsce rezystora R_E - patrz rys. 4.13). Obliczyć wartość rezystora R tak, aby nie zmieniać zasilania i warunków pracy tranzystorów wzmacniacza. Obliczyć wartości współczynników tłumienia sygnału sumacyjnego dla wyjścia niesymetrycznego wzmacniacza oryginalnego, z przykładu 4.2, i zmodyfikowanego, z rys. 4.13. Przyjąć napięcie Early'ego tranzystorów $U_A = 100$ V.

Rozwiązanie.

Tranzystor źródła T3 pracuje w punkcie pracy $U_{CE3} = V_{EE} - U_{BE} = 10 - 0,65 = 9,35$ V, $I_{C3} = 2I_E \approx 2I_C = 2$ mA. Zapewnienie zadanych punktów pracy wymaga zastosowania rezystora obwodu referencyjnego R o wartości wyznaczonej na podstawie wzoru (4.12)

$$R = \frac{V_{CC} + V_{EE} - U_{BE4}}{I_{ref}} = \frac{V_{CC} + V_{EE} - U_{BE}}{2I_C} = \frac{10 + 10 - 0,65}{2 \cdot 10^{-3}} = 9,68 \text{ k}\Omega$$

(przyjmujemy $R = 10 \text{ k}\Omega$).



Rys. 4.13. Jednostopniowy wzmacniacz różnicowy ze zwierciadłem prądowym

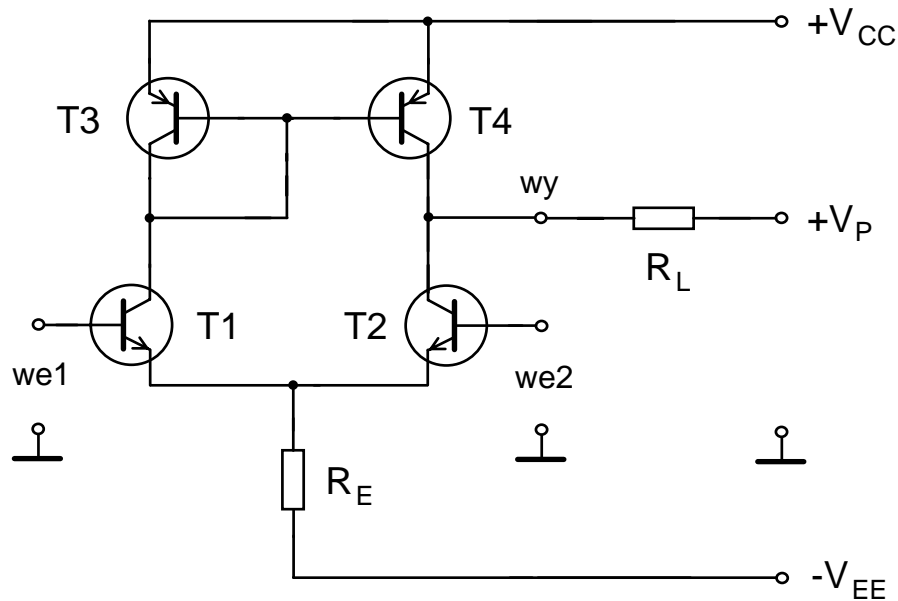
Współczynnik tłumienia sygnału sumacyjnego dla wyjścia niesymetrycznego oryginalnego wzmacniacza jest dany zależnością (4.10) i wynosi $CMRR = 2g_{21}R_E = 2 \cdot 38,5 \cdot 10^{-3} \cdot 4,7 \cdot 10^3 = 361,9$ (około 51 dB). Po zastąpieniu rezystora R_E tranzystorem $T3$, o rezystancji dynamicznej (4.13), wzór (4.10) przyjmuje postać:

$$CMRR = 2g_{21}r_{dyn} = 2 \frac{I_C}{\varphi_T} \frac{U_A}{2I_C} = \frac{U_A}{\varphi_T} \quad (4.15)$$

Wartość współczynnika tłumienia sygnału sumacyjnego wynosi teraz $CMRR = \frac{U_A}{\varphi_T} = \frac{100}{26 \cdot 10^{-3}} = 3846$ (około 71 dB) i jest dziesięciokrotnie (o 20 dB) większa, niż we wzmacniaczu z rezystorem R_E .

PRZYKŁAD 4.5.

Zwierciadło prądowe z rys. 4.11a (z tranzystorami $p-n-p$) dołączyć do wzmacniacza z przykładu 4.2 w miejsce rezystorów R_C - patrz rys. 4.14. Obliczyć wzmocnienie różnicowe i sumacyjne oraz współczynnik tłumienia sygnału sumacyjnego. Przyjąć współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystorów $T3$ i $T4$ $\beta_3 = \beta_4 = 100$ i napięcie Early'ego $U_A = 100 \text{ V}$.



Rys. 4.14. Jednostopniowy wzmacniacz różnicowy z obciążeniem dynamicznym

Rozwiązanie.

Prąd kolektora tranzystora $T4$ zwierciadła prądowego I_{C4} jest równy prądowi kolektora $T1$ I_{C1} zaś prąd wyjściowy $I_{RL} = I_{C4} - I_{C2} = I_{C1} - I_{C2}$. Aby ten prąd w warunkach spoczynkowych (bez sterowania) był zerowy druga końcówka rezystora R_L jest przyłączona do źródła napięcia $V_P = U_{CB2} = U_{CE2} - U_{BE2} = 5 - 0,65 = 4,35$ V.

Przy sterowaniu różnicowym składowe zmienne prądów kolektorów są równe co do modułów, ale przeciwnego znaku $i_{C1} = -i_{C2}$, stąd $i_{RL} = 2i_{C1}$. Widać, że napięcie wyjściowe $U_{or} = i_{RL} R_L$ jest dwukrotnie większe od napięcia wyjściowego U_{o2} wzmacniacza symetrycznego. Mimo asymetrycznego wyjścia napięcie wyjściowe wzmacniacza obciążonego zwierciadłem prądowym jest takie jak we wzmacniaczu o wyjściu symetrycznym. Wzmocnienie różnicowe wynosi

$$K_{ur} = -g_{21}R_{obc} = \frac{-g_{21}}{2g_{22} + \frac{1}{R_L}} = \frac{-g_{21}}{2\frac{U_A}{I_C} + \frac{1}{R_L}} \approx -g_{21}R_L \quad (4.16)$$

(równość przybliżona obowiązuje gdy $R_L \ll \frac{1}{g_{22}}$).

$$\text{W analizowanym wzmacniaczu } K_{ur} = \frac{-g_{21}}{2\frac{I_C}{U_A} + \frac{1}{R_L}} = \frac{-38,5 \cdot 10^{-3}}{2\frac{1 \cdot 10^{-3}}{100} + \frac{1}{10 \cdot 10^3}} = 320,8$$

Przy sterowaniu sumacyjnym składowe zmienne prądów kolektorów są zgodnego znaku i w przybliżeniu równe co do modułów. Na podstawie wzoru (4.11) $i_{C4} = i_{C1} \frac{\beta_3}{\beta_3 + 2}$, stąd $i_{RL} = i_{C4} - i_{C1} = i_{C1} \left(\frac{\beta_3}{\beta_3 + 2} - 1 \right) = i_{C1} \frac{2}{\beta_3 + 2}$.

Wzmocnienie sumacyjne podstawowego układu wzmacniacza różnicowego, dane wzorem (4.10a), jest we wzmacniaczu z obciążeniem dynamicznym zmniejszone w tym samym stosunku:

$$K_{urs} \approx -\frac{R_L}{2R_E} \frac{2}{2 + \beta_3} \quad (4.17)$$

W analizowanym wzmacniaczu $K_{urs} = -\frac{10 \cdot 10^3}{2 \cdot 4,7 \cdot 10^3} \frac{2}{2 + 100} = 21,9 \cdot 10^{-3}$, zaś

współczynnik tłumienia sygnału sumacyjnego $CMRR = \frac{320,8}{21,9 \cdot 10^{-3}} = 14,65 \cdot 10^3$.

Uzyskane wyniki obliczeń wzmocnienia sumacyjnego i współczynnika tłumienia sygnału sumacyjnego są słuszne jedynie przy założeniu idealnej symetrii tranzystorów zwierciadła prądowego. Układy rzeczywiste mają znacznie gorsze parametry.

4.3 Scalone źródła napięciowe

W źródłach napięciowych stosowanych w układach scalonych stosowane są diody spolaryzowane w kierunku przewodzenia lub w kierunku zaporowym (pracujące w warunkach przebicia Zenera). Zwykle są to tranzystory w połączeniu diodowym, ze zwartymi bazami i kolektorami.

Na przewodzącej prąd I diodzie baza-emiter występuje spadek napięcia U_{BE} (około 0,65 V), którego współczynnik temperaturowy ma wartość $c = -2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, a rezystancja dynamiczna diody jest równa $r_{wy} = \frac{dU_{BE}}{dI} = \frac{\varphi_T}{I}$ (około 26Ω przy $I = 1 \text{ mA}$). Na rysunku 4.15a pokazano schemat źródła napięciowego z n diodami przewodzącymi. Napięcie wyjściowe źródła wynosi

$$U_o = n \cdot U_{BE} = n \varphi_T \ln \left(\frac{I}{I_s} \right) \quad (4.18)$$

Współczynnik temperaturowy napięcia wyjściowego źródła jest równy

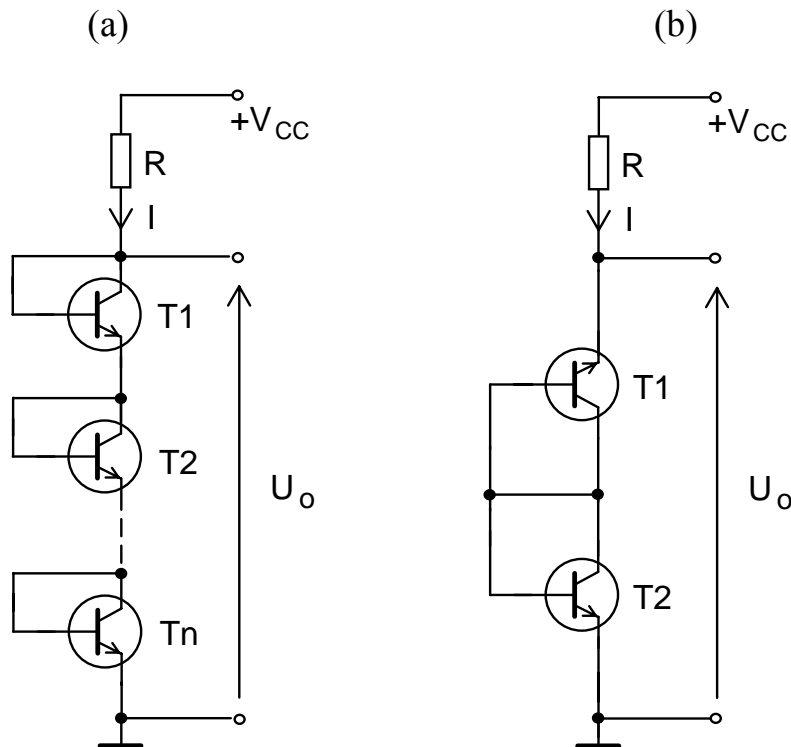
$$\frac{dU_o}{dT} = n \cdot c \approx -2n \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}} \quad (4.19)$$

Rezystancja wewnętrzna źródła ma wartość

$$r_{wy} = n \frac{dU_{BE}}{dI} = n \frac{\Phi_T}{I} \quad (4.20)$$

($n \cdot 26 \Omega$ przy $I = 1 \text{ mA}$).

Prąd diody może być uzyskany ze źródła zasilającego V_{CC} przez rezystor R lub lepiej ze źródła (zwierciadła) prądowego.



Rys. 4.15. Źródła napięciowe: (a) z diodami przewodzącymi, (b) z diodą Zenera

W źródle pokazanym na rys. 4.15b wykorzystuje się przebicie Zenera diody baza-emiter tranzystora $T1$. Przy domieszkowaniu typowym dla monolitycznych układów scalonych przebicie występuje dla napięcia od 6 V do 7,5 V. Dioda Zenera o takim napięciu cechuje się rezystancją dynamiczną r_Z o wartości kilkudziesięciu omów (od 40 do 80 Ω przy prądzie kilku miliamperów). Współczynnik temperaturowych zmian napięcia jest dodatni i ma wartość od 1 mV/ $^{\circ}\text{C}$ do 3 mV/ $^{\circ}\text{C}$. Aby skompensować termicznie źródło w szereg z tranzystorem $T1$ jest włączony tranzystor $T2$ w połączeniu diodowym. W układzie scalonym oba tranzystory wykonuje się jako pojedynczy tranzystor z dwoma emiterami. Źródło z rysunku 4.15b cechuje się więc napięciem 6,5 – 8 V, rezystancją wewnętrzną kilkudziesięciu omów i bliskim zeru współczynnikiem temperaturowym.

Do grupy źródeł napięciowych zalicza się t.zw. mnożnik U_{BE} pokazany na rys. 4.16a. Napięcie wyjściowe źródła jest większe od napięcia baza-emiter w stosunku podziału dzielnika rezystancyjnego $R1/R2$:

$$U_o = \left(1 + \frac{R1}{R2}\right) U_{BE} \quad (4.21)$$

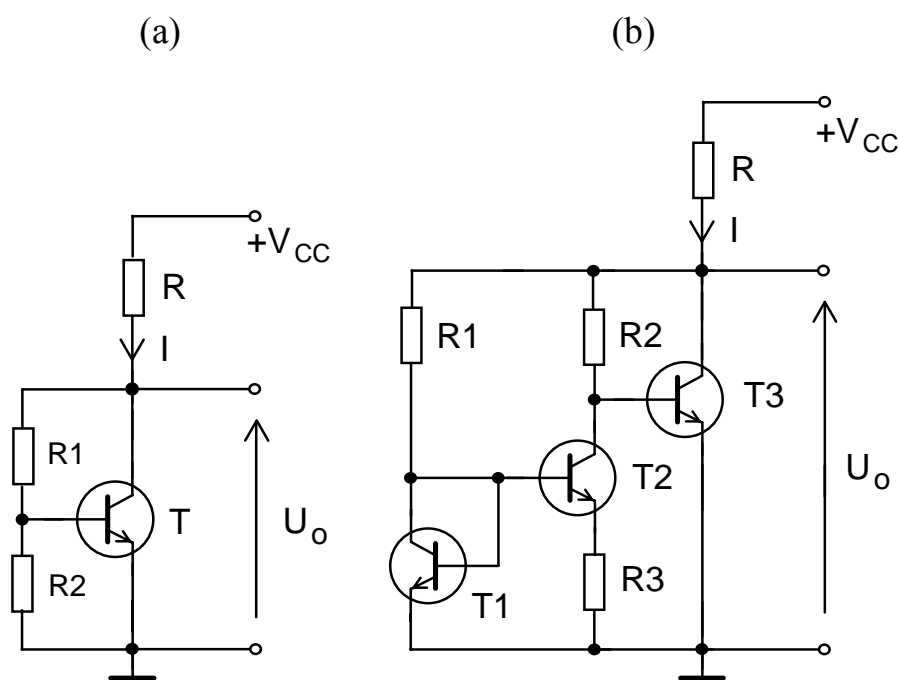
(prąd bazy jest pomijalny w stosunku do prądu opornika $R1$). Widać, że jest możliwe uzyskanie napięcia wyjściowego źródła o dowolnej (większej od U_{BE}) wartości.

Współczynnik temperaturowy napięcia wyjściowego źródła jest także proporcjonalny do podziału dzielnika rezystancyjnego i wynosi

$$\frac{dU_o}{dT} = c \left(1 + \frac{R1}{R2}\right) \approx -2 \left(1 + \frac{R1}{R2}\right) \frac{mV}{^{\circ}C} \quad (4.22)$$

a rezystancja wewnętrzna źródła jest dana zależnością (4.23) [3].

$$r_{wy} = \frac{R1}{\beta} + \frac{I}{\phi_T} \left(1 + \frac{R1}{R2}\right) \quad (4.23)$$



Rys. 4.16. Źródła napięciowe: (a) "mnożnik U_{BE} ",
(b) źródło "band-gap"

Źródło "mnożnik U_{BE} " ma podobne właściwości do źródła z diodami przewodzącymi, w szczególności duży współczynnik temperaturowy napięcia

wyjściowego. Ta cecha jest wykorzystywana w typowym zastosowaniu do stabilizacji prądu spoczynkowego stopnia wyjściowego wzmacniacza scalonego, pracującego w konfiguracji wtórnika komplementarnego w klasie AB (porównaj przykład 4.6).

Źródło napięcia odniesienia typu *band-gap* pokazane na rys. 4.16b zawiera źródło prądowe Widlara z tranzystorami $T1$ i $T2$ (porównaj rys. 4.11b), obciążone rezystorem $R2$. Na podstawie wzoru (4.14) napięcie na tym rezystorze wynosi

$$U_{R2} = R2 \frac{\varphi_T}{R3} \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \quad (4.24)$$

Napięcie wyjściowe źródła jest sumą tego napięcia i napięcia baza-emiter $T3$:

$$U_o = U_{BE3} + \varphi_T \frac{R2}{R3} \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \quad (4.25)$$

Współczynnik temperaturowy napięcia wyjściowego źródła jest dany wyrażeniem

$$\frac{dU_o}{dT} = \frac{dU_{BE3}}{dT} + \frac{k}{q} \frac{R2}{R3} \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \quad (4.26)$$

gdzie k - stała Boltzmanna, q - ładunek elektronu; stosunek prądów I_{C1}/I_{C2} jest niemal niezależny od temperatury. Z wyrażenia (4.26) wynika, że pierwszy składnik sumy (ujemny) można skompensować drugim (dodatnim). Uzyskuje się to przy stosunku prądów I_{C1}/I_{C2} około 10 i stosunku rezystorów $R2/R1$ również około 10. Napięcie wyjściowe źródła wynosi wtedy około 1,25 V, stąd nazwa źródła *Band-Gap reference circuit* (*band-gap* - bariera potencjału, dla krzemu około 1,2 V).

Źródło *band-gap* cechuje się stosunkowo dużą rezystancją wewnętrzną (przy prądzie 100 - 50 μ A wynosi ona 1 - 2 k Ω). Aby uzyskać zadowalającą stałość napięcia wyjściowego przy zmianach napięcia zasilającego konieczne jest zastąpienie rezystora R w układzie z rys. 4.16b tranzystorową realizacją źródła prądowego. Ze względu na zerowy współczynnik temperaturowy napięcia wyjściowego źródło typu *band-gap* jest szeroko stosowane w scalonych stabilizatorach napięcia.

PRZYKŁAD 4.5

Zaprojektować źródło napięciowe z diodami przewodzącymi o napięciu wyjściowym $U_o \approx 2 \text{ V}$ i rezystancji wewnętrznej $r_{wy} = 100 \Omega$. Źródło zasilać z baterii $V_{CC} = 3 \text{ V}$. Obliczyć zmiany napięcia wyjściowego wywołane zmianami prądu wyjściowego $\Delta U_o(\Delta I_o)$ o $\Delta I_o = 0,1 \text{ mA}$, zmianami napięcia zasilania $\Delta U_o(\Delta V_{CC})$ o $\Delta V_{CC} = 10\% V_{CC}$ i zmianami temperatury od $T_1 = 15^\circ \text{ C}$ do $T_2 = 35^\circ \text{ C}$. Współczynnik temperaturowy napięcia baza-emiter przyjąć równy $c = 2 \text{ mV}/^\circ \text{ C}$.

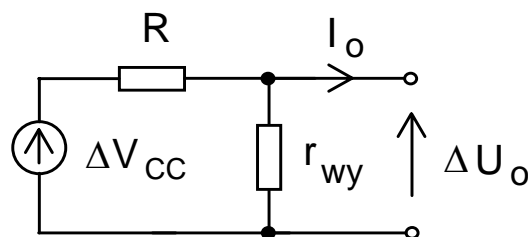
Rozwiązanie.

$$\text{Liczba diod wynosi } n = \frac{U_o}{U_{BE}} = \frac{2}{0,65} \approx 3 \text{ (napięcie } U_o = 3 \cdot 0,65 = 1,95 \text{ V)}.$$

Prąd diody powinien być równy $I = \frac{n\varphi_T}{r_{wy}} = \frac{3 \cdot 26 \cdot 10^{-3}}{100} = 0,78 \text{ mA}$, a rezystor R

$$\text{(rys. 4.15a) ma wartość } R = \frac{V_{CC} - U_o}{I} = \frac{3 - 1,95}{0,78 \cdot 10^{-3}} \approx 1,3 \text{ k}\Omega.$$

Zmiany napięcia wyjściowego łatwo jest wyznaczyć na podstawie schematu zastępczego, pokazanego na rys. 4.17.



Rys. 4.17. Schemat zastępczy źródła napięciowego z diodami przewodzącymi

Zmiany napięcia wyjściowego spowodowane zmianami prądu obciążenia wynoszą $\Delta U_o(\Delta I_o) = \frac{r_{wy} \cdot R}{r_{wy} + R} \Delta I_o = \frac{100 \cdot 1300}{100 + 1300} 0,1 \cdot 10^{-3} = 9,3 \text{ mV}$.

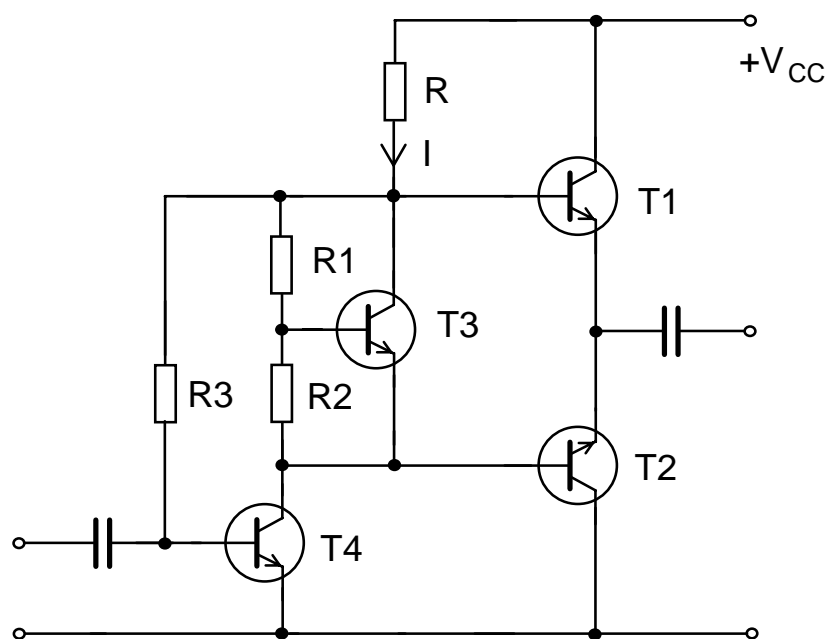
Zmiany napięcia wyjściowego wywołane zmianami napięcia zasilającego są równe $\Delta U_o(\Delta V_{CC}) = \frac{r_{wy}}{R + r_{wy}} \Delta V_{CC} = \frac{100}{1300 + 100} 0,1 \cdot 3 = 21,4 \text{ mV}$.

Zmiany napięcia wyjściowego wywołane zmianami temperatury obliczamy jako $\Delta U_o(\Delta T) = -n \cdot c (T_2 - T_1) = -3 \cdot 2 \cdot 10^{-3} (35 - 15) = -120 \text{ mV}$.

Widać, że wahania temperatury wywołują zmiany napięcia wyjściowego źródła o rząd większe od powodowanych przez zmiany prądu wyjściowego i zmiany napięcia zasilającego, nawet przy tak małych przyrostach temperatury, jak 20 °C. O ile wpływ zmian prądu wyjściowego można łatwo zmniejszyć przez zwiększenie prądu diod (maleje wtedy r_{wy} źródła), a wpływ zmian napięcia zasilającego łatwo jest zmniejszyć przez zwiększenie rezystora R (nawet zastąpienie go źródłem prądowym), to zmian wywołanych wahaniami temperatury nie można zmniejszyć. Jest to główna wada takiego źródła.

PRZYKŁAD 4.6

Obliczyć wartość rezystora $R1$ we wzmacniaczu, którego schemat pokazano na rys. 4.18. Spadek napięcia na tranzystorze $T3$ ma zapewnić prąd spoczynkowy tranzystorów $T1$ i $T2$ (wtórniaka komplementarnego) o wartości $I_{C1} = -I_{C2} = 1$ mA, oraz kompensację zmian temperaturowych tego prądu. Przyjąć jednakowe temperatury złącz i jednakowe współczynniki temperaturowe napięć baza-emiter tranzystorów $T1$, $T2$ i $T3$ $c = 2$ mV/°C, wartość rezystora $R2 = 2,2$ kΩ i napięcia baza-emiter tranzystorów w warunkach pracy: $U_{BE1} = 0,65$ V, $U_{BE2} = -0,59$ V, $U_{BE3} = 0,65$ V.



Rys. 4.18. Wzmacniacz z wtórniakiem komplementarnym i mnożnikiem U_{BE}

Rozwiązanie.

Tranzystor $T3$ wraz z rezystorami $R1$ i $R2$ stanowi źródło napięciowe "mnożnik U_{BE} ". Na podstawie wzoru (4.21) napięcie wyjściowe tego źródła jest

równe
$$U_o = U_{BE1} + |U_{BE2}| = \left(1 + \frac{R1}{R2}\right) U_{BE3} . \quad \text{Stąd}$$

$$R1 = R2 \frac{U_{BE1} + |U_{BE2}| - U_{BE3}}{U_{BE3}} = 2,2 \cdot 10^3 \frac{0,65 + 0,59 - 0,65}{0,65} = 2 \text{ k}\Omega. \quad \text{Aby były}$$

spełnione założenia przyjęte przy wyprowadzaniu wzoru (4.21) minimalny prąd kolektora tranzystora $T4$ musi z dostateczną nadwyżką przekraczać wartość

$$I_{C4 \min} > \frac{U_{BE1} + |U_{BE2}|}{R1 + R2} \approx 0,3 \text{ mA}.$$

Zmiany temperaturowe napięcia wyjściowego źródła na podstawie wzoru (4.22)

$$\text{wynoszą } \frac{dU_o}{dT} = c \left(1 + \frac{R1}{R2}\right) = -2 \left(1 + \frac{2 \cdot 10^3}{2,2 \cdot 10^3}\right) \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}} \approx -3,82 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}}. \quad \text{Kompensują}$$

one niemal dokładnie łączne zmiany temperaturowe napięcia złącz baza-emiter

tranzystorów $T1$ i $T2$ o wartości $\frac{d(U_{BE1} + U_{BE2})}{dT} = 2c = -4 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}}$. Warunkiem

kompensacji są jednakowe temperatury złącz tranzystorów $T1$, $T2$ i $T3$.

4.4 Przesuwniki poziomu napięcia stałego

Stopnie wzmacniające układu scalonego są sprzęgane galwanicznie. Unika się dzięki temu konieczności stosowania kondensatorów sprzęgających. Jednak zacisk wyjściowy stopnia poprzedzającego ma inny potencjał stały, niż zacisk wejściowy następnego stopnia. Wynika stąd potrzeba wstawienia pomiędzy oba stopnie t.zw. przesuwnika poziomu napięcia stałego. Układ ten powinien cechować się potencjałem stałym wejścia równym potencjałowi zacisku wyjściowego stopnia poprzedzającego oraz potencjałem stałym wyjścia równym potencjałowi zacisku wejściowego następnego stopnia. Przesuwnik nie powinien tłumić sygnału użytecznego (składowej zmiennej, zmian składowej stałej), ani obciążać stopni wzmacniających (dostatecznie duża impedancja wejściowa i dostatecznie mała impedancja wyjściowa).

Struktura przesuwnika napięcia stałego, w którym potencjał wejścia jest wyższy od potencjału wyjścia, pokazano na rys. 4.19 (aby uzyskać potencjał wyjścia niższy od potencjału wejścia wystarczy zastosować tranzystor $p-n-p$ i ujemne zasilanie). W układzie tym potencjał wejścia wynosi $U_i = U_{BE} + I(R1 + R2)$, zaś potencjał wyjścia jest równy $U_o = IR2$. Stąd wprowadzane przez układ przesunięcie napięcia stałego jest dane wzorem:

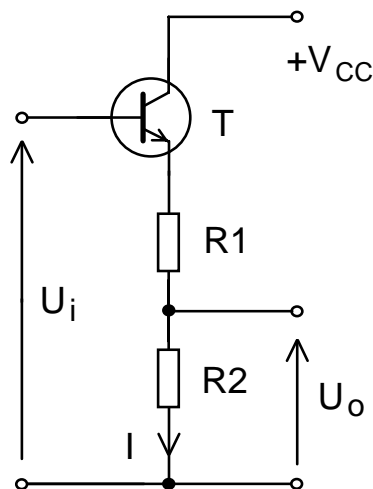
$$U_o - U_i = -U_{BE} - U_o \frac{R1}{R2} \quad (4.27)$$

a wzmocnienie napięciowe ma wartość

$$K_u = \frac{dU_o}{dU_i} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.28)$$

(zmiany U_{BE} pominięto).

Widać, że im większe jest przesunięcie napięcia stałego, tym mniejsze wzmocnienie napięciowe układu. Wzmocnienie napięciowe zwiększa się po zastosowaniu nieliniowych rezystorów: jako R_1 rezystora, którego rezystancja dynamiczna jest mniejsza od statycznej, lub jako R_2 rezystora, którego rezystancja dynamiczna jest większa od statycznej.



Rys. 4.19. Struktura przesuwника poziomu napięcia stałego

W układzie przesuwnika pokazanym na rys. 4.20a zastosowano jako nieliniowy rezystor R_1 źródło napięciowe typu mnożnik U_{BE} , zaś w układzie z rys. 4.20b źródło prądowe (tranzystor T1) zastępuje rezystor R_2 . W obu układach z rys. 4.20 wzmocnienie napięciowe jest z dużą dokładnością równe jedności, zaś przesunięcia napięcia stałego są dane wzorami (4.29) i (4.30), odpowiednio.

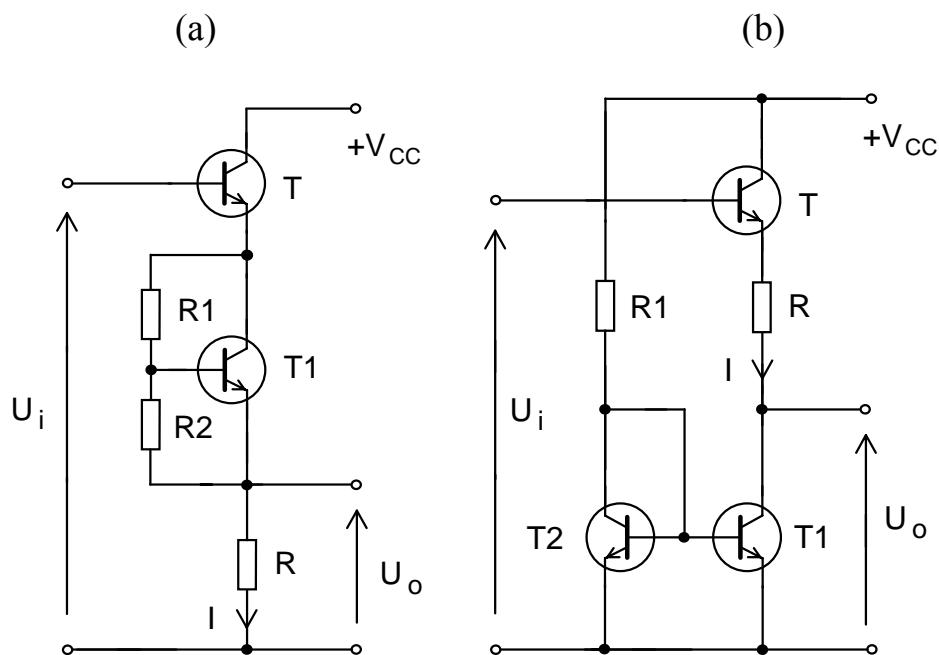
$$U_o - U_i = -U_{BE} \left(2 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (4.29)$$

$$U_o - U_i = -U_{BE} - I \cdot R \quad (4.30)$$

Wadą układu z rys. 4.20a jest silna zależność przesunięcia napięcia stałego od temperatury:

$$\frac{d(U_o - U_i)}{dT} = -c \left(2 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (4.31)$$

gdzie $c \approx 2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$.



Rys. 4.20. Przesuwnik poziomu napięcia stałego: (a) z mnożnikiem U_{BE} ,
(b) ze zwierciadłem prądowym

Układ przesuwника z rys. 4.20b ma dużą impedancję wyjściową i wymaga odpowiednio dużej impedancji wejściowej stopnia wzmacniającego. W przypadku niewystarczającej impedancji wejściowej zmniejsza się wzmocnienie napięciowe przesuwnika.

Korzystne właściwości ma przesuwnik o strukturze z rys. 4.19, w którym opornik $R1$ zastępuje dioda Zenera (realizacja jak na rys. 4.15b). Wzmocnienie napięciowe takiego przesuwnika jest niemal równe jedności, impedancja wyjściowa układu jest niewielka, a przesunięcie napięcia stałego praktycznie nie zależy od temperatury, jednak wielkość tego przesunięcia (zależna od napięcia diody Zenera) ma stałą wartość 6,5 - 8 V.

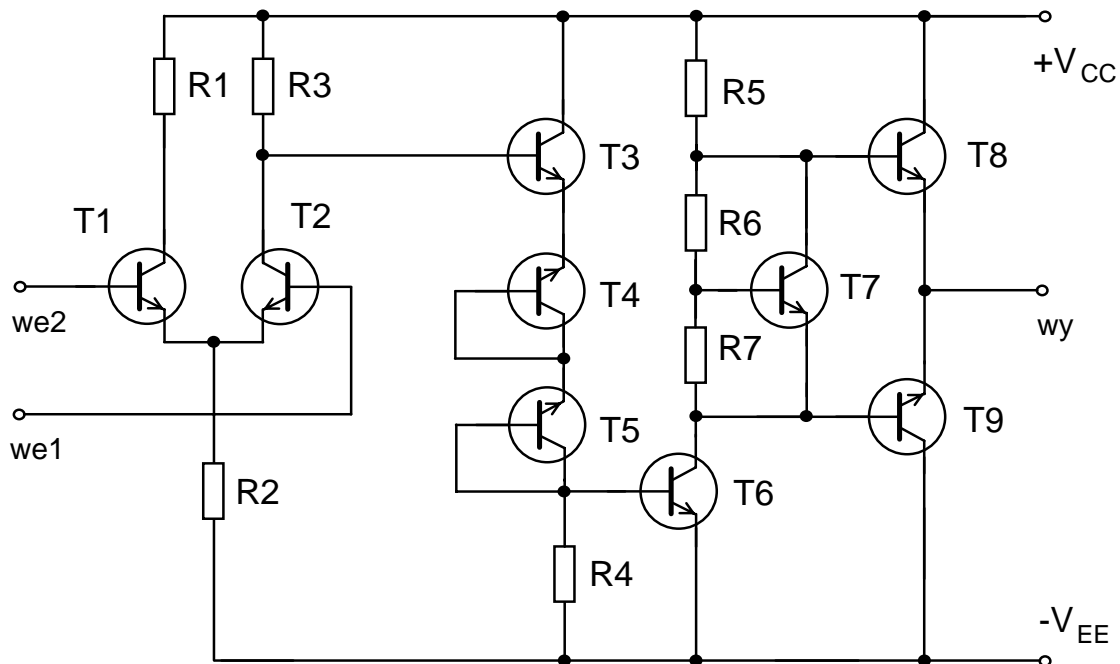
PRZYKŁAD 4.7

Zaprojektować przesuwnik napięcia stałego, umożliwiający współpracę stopnia różnicowego z przykładu 4.1 ze wzmacniaczem z przykładu 4.6. Przyjąć napięcia zasilające wzmacniacza takie, jak stopnia różnicowego i napięcia baza-emiter tranzystorów $U_{BE} = 0,65$ V.

Rozwiązanie.

Potencjał kolektora tranzystora $T2$ stopnia różnicowego z rys. 4.3 (wejścia przesuwnika U_i) wynosi $U_i = V_{CC} - I_C R_C = 5,3$ V, zaś potencjał bazy

tranzystora $T4$ wzmacniacza z rys. 4.18 (wyjścia przesuwника U_o) jest równy $U_o = V_{EE} + U_{BE4} = -10 + 0,65 = -9,35\text{V}$. Przesunięcie napięcia stałego wynosi zatem $U_o - U_i = -9,35 - 5,3 = -14,65\text{V}$. Takie przesunięcie może zapewnić przesuwnik z dwoma diodami Zenera. Schemat całego wzmacniacza z tym przesuwnikiem pokazano na rys. 4.21.



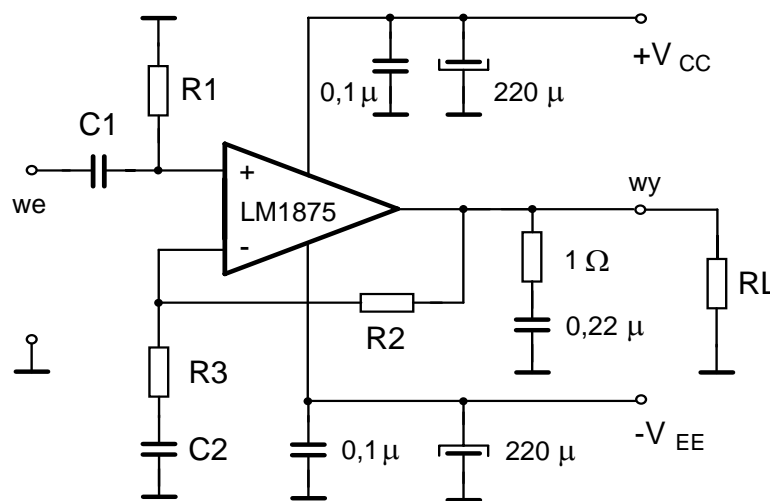
Rys. 4.21. Wzmacniacz z przesuwnikiem poziomym

Przesuwnik napięcia stałego stanowią tranzystory $T3$, $T4$ i $T5$ oraz opornik $R4$. Przebiecie Zenera diod baza-emiter tranzystorów $T4$ i $T5$ występuje przy napięciu U_Z równym około 7V . Wtedy przesunięcie napięcia stałego ma wymaganą wartość $U_o - U_i = -U_{BE} - 2U_Z = -0,65 - 2 \cdot 7 = -14,65\text{V}$. Prąd kolektora $T3$ powinien mieć podobną wartość do prądów tranzystorów $T2$ i $T6$ (wtedy warunki obciążenia tranzystora $T2$ przez wejście przesuwника i wyjścia przesuwника przez tranzystor $T6$ są porównywalne). Zatem prąd kolektora tranzystora $T3$ przyjmujemy równy $I_{C3} = 1\text{mA}$. Aby właściwie spolaryzować tranzystor $T6$ rezystor $R4$ musi mieć wartość $R4 \approx \frac{U_{BE}}{I_{C3}} = \frac{0,65}{1 \cdot 10^{-3}} = 650\Omega$. Przyjmujemy wartość $R4 = 680\Omega$ (prąd I_{C3} ulegnie niewielkiej zmianie).

5. Zasilanie wzmacniacza scalonego

PRZYKŁAD 5.1.

Scalony wzmacniacz mocy małej częstotliwości LM1875 pracuje w zalecany przez producenta układzie aplikacyjnym, pokazanym na rys. 5.1. Dobrać napięcia zasilające $V_{CC} = -V_{EE}$ tak aby maksymalna moc wyjściowa na rezystancji obciążenia $R_L = 8 \Omega$ (na progu obcinania – przy współczynniku zawartości harmonicznych napięcia wyjściowego $h = 1\%$) wynosiła $P_o = 25 \text{ W}$. Rezystory R_1 i R_2 dobrać w taki sposób żeby uzyskać możliwie dużą impedancję wejściową i żeby składowa stała prądu w obciążeniu (w głośniku) nie przekroczyła $I_{wyos} \leq 10 \text{ mA}$.



Rys. 5.1. Schemat ideowy wzmacniacza

Niektóre parametry układu scalonego LM1875 są następujące:

- maksymalna moc wyjściowa $P_{o\max} = 30 \text{ W}$ na obciążeniu o rezystancji $R_L = 8 \Omega$ przy współczynniku zawartości harmonicznych $h = 1\%$ i napięciach zasilających $V_{CC} = -V_{EE} = 27 \text{ V}$,
- wejściowy prąd polaryzacji: typowy $I_b = 0,2 \mu\text{A}$, maksymalny $I_{b\max} = 2 \mu\text{A}$,
- wejściowy prąd niezrównoważenia: typowy $I_{os} = 0,05 \mu\text{A}$, maksymalny $I_{os\max} = 0,5 \mu\text{A}$,
- wejściowe napięcie niezrównoważenia: typowe $V_{os} = 1 \text{ mV}$, maksymalne $V_{os\max} = 15 \text{ mV}$.

Rozwiązanie. W układzie aplikacyjnym zalecanym przez producenta układu scalonego niektóre elementy oznaczono symbolami, zaś pozostałe mają wartości liczbowe ustalone przez producenta. Elementy oznaczone symbolami dobiera użytkownik w zależności od wymagań stawianych wzmacniaczowi.

Kondensatory $0,1 \mu\text{F}$ i $220 \mu\text{F}$, włączone między końcówki zasilania i masę służą do szerokopasmowego blokowania źródeł zasilających. Kondensatory $0,1 \mu\text{F}$ zamykają prądy zmienne o najwyższych częstotliwościach (nawet do kilku megaherców) i powinny być dołączone jak najbliżej końcówek układu scalonego. Kondensatory $220 \mu\text{F}$ pełnią podobną funkcję w zakresie średnich częstotliwości. Prądy o najniższych częstotliwościach (kilka do kilkudziesięciu herców) zamykają się przez kondensatory filtru tętnień zasilacza sieciowego o pojemnościach od kilku do kilkudziesięciu milifaradów. Wobec tak małych częstotliwości nawet znaczna odległość płytki wzmacniacza od zasilacza (kilkanaście, a nawet kilkadziesiąt centymetrów) nie jest istotna, o ile przewody nie tworzą pętli. Zaleca się prowadzenie równoległe lub skręcenie przewodów przewodzących duże prądy: przewodów zasilających i łączących obciążenie.

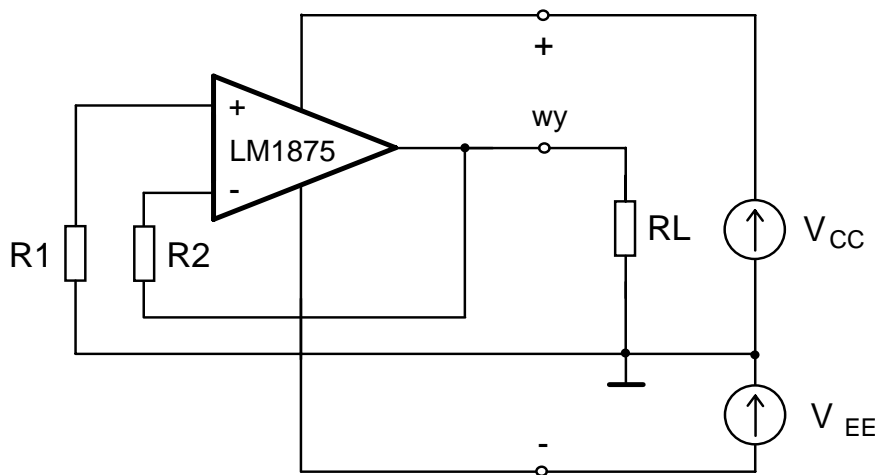
Dwójnik 1Ω i $0,22 \mu\text{F}$ przeciwdziała niestabilnej pracy wzmacniacza przy wielkich częstotliwościach gdy obciążenie jest zespolone (przeciwdziała generacji drgań w.cz.).

Kondensator $C1$ jest kondensatorem sprzęgającym wejście układu scalonego ze źródłem sygnału (eliminuje ewentualną składową stałą w napięciu wejściowym), a kondensator $C2$ zwiera końcówkę opornika $R3$ do masy przy prądzie zmiennym (blokuje), a izoluje przy prądzie stałym. Oba kondensatory kształtują charakterystyki częstotliwościowe (amplitudową i fazową) wzmacniacza w zakresie małych częstotliwości i ich wartości wyznacza się na podstawie założonej dolnej częstotliwości granicznej wzmacniacza.

W układzie wzmacniacza nie występuje kondensator sprzęgający wyjście wzmacniacza z obciążeniem. Wynika stąd, że na zacisku wyjścia nie może wystąpić (znacząca) składowa stała napięcia.

Opornik $R3$ jest elementem czwórnika sprzężenia zwrotnego i od jego wartości, w stosunku do $R2$, zależy wzmocnienie napięciowe wzmacniacza.

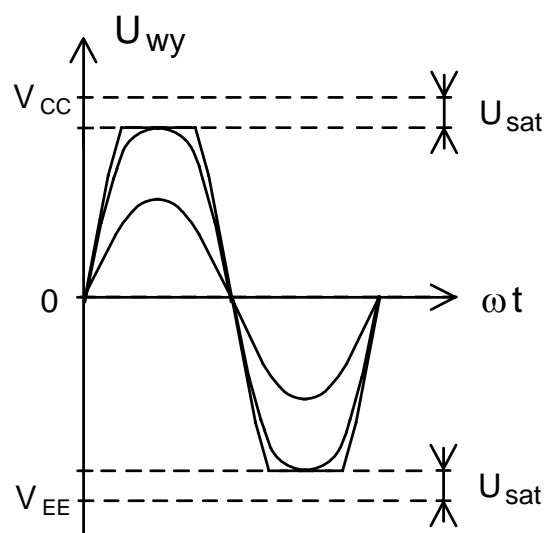
Wszystkie wspomniane dotąd elementy nie uczestniczą w przepływie prądu stałego i nie występują w schemacie uproszczonym dla prądu stałego, pokazanym na rys. 5.2. Na rys. 5.2 nie są znane wartości rezystorów $R1$ i $R2$ oraz siły elektromotoryczne źródeł zasilających $V_{CC} = -V_{EE}$.



Rys. 5.2. Schemat uproszczony zasilania wzmacniacza

1) Dobór V_{CC} i V_{EE} .

Od napięcia baterii i rezystancji obciążenia zależy maksymalna moc wyjściowa wzmacniacza. Pracę wzmacniacza przy różnych wysterowaniach ilustruje rys. 5.3. Wzmacniacz w pełni wysterowany może wytworzyć na obciążeniu napięcie o amplitudzie $\bar{U}_{wy \max}$ mniejszej od napięcia zasilającego o napięcie nasycenia U_{sat} .



Rys. 5.3. Przebiegi czasowe napięcia wyjściowego wzmacniacza przy różnych wysterowaniach

Wartość napięcia nasycenia wynosi

$$U_{sat} = V_{CC} - \bar{U}_{wy \max} = V_{EE} - \bar{U}_{wy \max} \quad (5.1)$$

Z danych katalogowych układu LM1875 wiemy, że wzmacniacz dostarcza moc $P_{omax} = 30 \text{ W}$ do obciążenia $R_L = 8 \Omega$ przy zasilaniu napięciami $V_{CC} = -V_{EE} = 27 \text{ V}$. Stąd $U_{wy \max} = \sqrt{P_{o \max} \cdot R_L} = \sqrt{30 \cdot 8} = 15,5 \text{ V}$, zaś

amplituda napięcia wyjściowego $\bar{U}_{wy \max} = \sqrt{2} \cdot U_{wy \max} = \sqrt{2} \cdot 15,5 = 21,9 \text{ V}$.

Napięcie nasycenia z wzoru (5.1) wynosi

$$U_{sat} = V_{CC} - \bar{U}_{wy \max} = 27 - 21,9 = 5,1 \text{ V}.$$

Napięcie nasycenia zależy od prądu wyjściowego wzmacniacza. Wobec niewielkiej zmiany warunków pracy wzmacniacza pominiemy tę zależność. Dla

zadanej mocy $P_o = 25 \text{ W}$ mamy: $\bar{U}_{wy} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{P_{o \max} \cdot R_L} = \sqrt{2 \cdot 25 \cdot 8} = 20 \text{ V}$,

$$V_{CC} = -V_{EE} = \bar{U}_{wy} + U_{sat} = 20 + 5,1 \approx 25 \text{ V}.$$

2) Dobór rezystorów R_1 i R_2 .

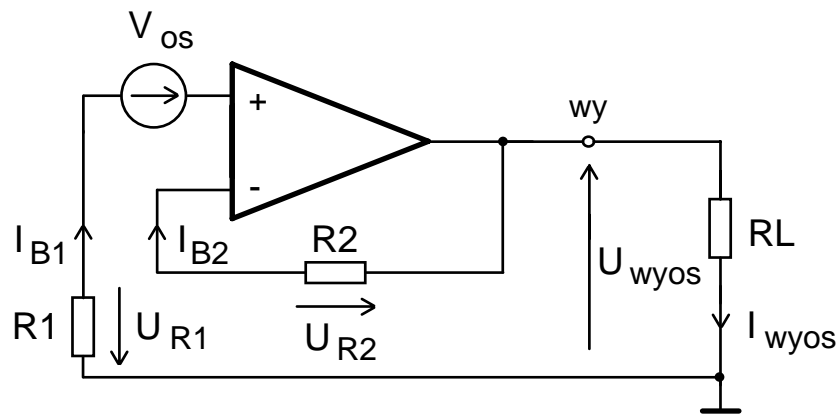
Od wartości rezystora R_1 zależy impedancja wejściowa wzmacniacza. Impedancja wejściowa jest prawie równa R_1 bo rezystancja wejściowa układu scalonego jest bardzo duża. Z tego punktu widzenia rezystancja R_1 powinna być jak największa. Jednak przy dużych wartościach R_1 na wyjściu wzmacniacza może pojawić się napięcie stałe wymuszające znaczny prąd w obciążeniu (głośniku). Prąd stały w głośniku powoduje wstępne wychylenie jego membrany, wydzielanie mocy i nagrzewanie cewki drgającej, obciążenie źródła zasilającego oraz zwiększenie mocy strat i nagrzewanie układu scalonego. Zjawiska te są niekorzystne i w temacie przykładu 5.1 ustalono maksymalną wartość wyjściowego prądu nierównoważenia wzmacniacza $I_{wyos} \leq 10 \text{ mA}$.

Powiązanie wyjściowego prądu nierównoważenia wzmacniacza z wartościami oporników R_1 i R_2 i parametrami układu scalonego umożliwia analiza uproszczonego schematu wzmacniacza dla prądu stałego, pokazanego na rys. 5.4. W obwodzie z rys. 5.4 napięcia wejścia nieodwracającego układu scalonego (oznaczonego znakiem "+") wynosi

$$U^+ = V_{os} - I_{B1}R_1 .$$

Podobnie napięcia wejścia nieodwracającego (oznaczonego na rys. 5.4 znakiem "-") jest równe

$$U^- = U_{wyos} - I_{B2}R_2 .$$



Rys. 5.4. Schemat uproszczony wzmacniacza dla prądu stałego

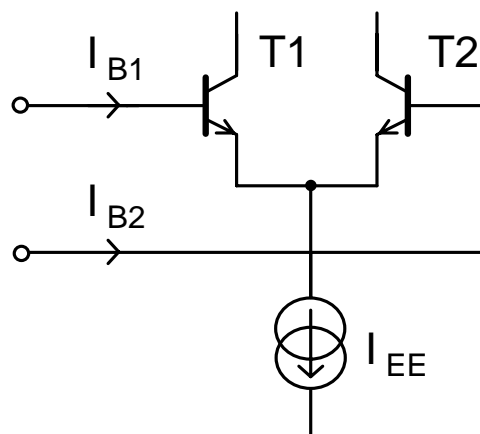
Przy bardzo dużym wzmacnieniu układu scalonego (co zwykle ma miejsce – układ LM1875 ma wzmacnienie z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego rzędu $3 \cdot 10^5$) oba napięcia są sobie (w przybliżeniu) równe

$$U^+ = U^-, \text{ czyli } V_{os} - I_{B1}R1 = U_{wyos} - I_{B2}R2 ,$$

Stąd wyjściowe napięcie niezrównoważenia wynosi

$$U_{wyos} = V_{os} - I_{B1}R1 + I_{B2}R2 \quad (5.2)$$

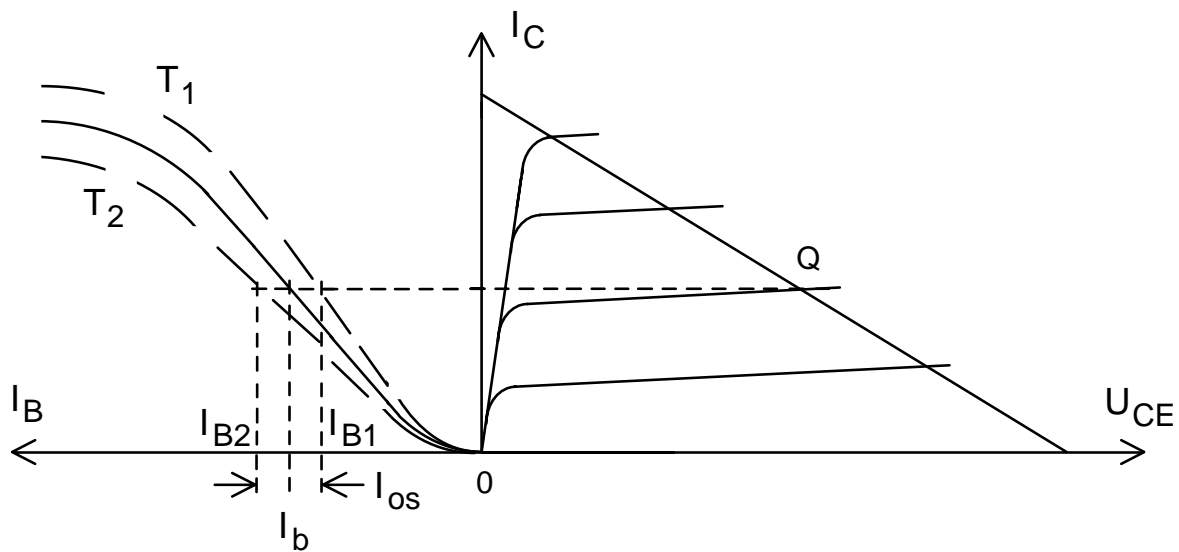
Prądy I_{B1} i I_{B2} polaryzują bazy tranzystorów stopnia wejściowego układu scalonego. Ideę stopnia wejściowego w konfiguracji pary różnicowej z tranzystorami bipolarnymi przedstawia rysunek 5.5.



Rys. 5.5. Struktura stopnia wejściowego układu scalonego

Rozrzut współczynników wzmacnienia prądowego tranzystorów stopnia wejściowego prowadzi do różnicy prądów I_{B1} i I_{B2} . Granice rozrzutu tych

prądów charakteryzują parametry układu scalonego I_b i I_{os} . Ich interpretację na charakterystykach tranzystorów stopnia wejściowego pokazano na rys. 5.6.



Rys. 5.6. Związek rozrzutów β z parametrami I_b i I_{os} układu scalonego

Widać, że wejściowy prąd polaryzacji jest średnią arytmetyczną prądów baz:

$$I_b = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

zaś wejściowy prąd niezrównoważenia jest różnicą prądów baz:

$$I_{os} = I_{B2} - I_{B1}$$

Stąd prądy baz można obliczyć jako:

$$I_{B1} = I_b - \frac{I_{os}}{2} \quad (5.3)$$

$$I_{B2} = I_b + \frac{I_{os}}{2} \quad (5.4)$$

Wejściowe napięcie niezrównoważenia V_{os} charakteryzuje rozrzut charakterystyk wejściowych tranzystorów T_1 i T_2 , wynikające z rozrzutu prądów nasycenia złącz baza-emiter. Ilustruje to rys. 5.7. Napięcie V_{os} jest różnicą napięć baza-emiter:

$$V_{os} = U_{BE1} - U_{BE2}$$

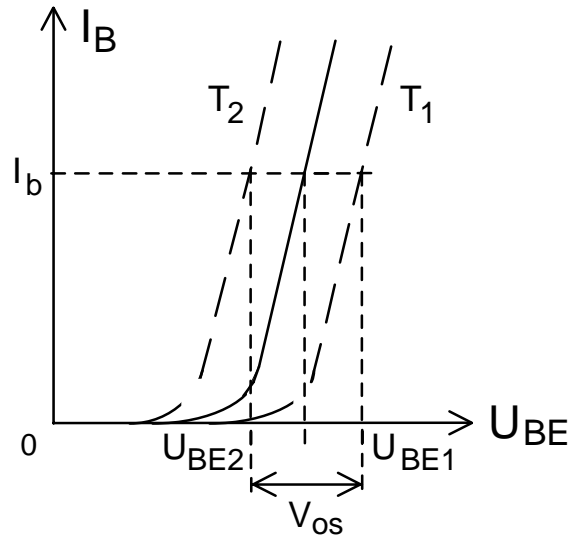
Napięcia baza-emiter są dane przybliżonymi zależnościami (2.12):

$$U_{BE1} = \varphi_T \ln\left(\frac{I_b}{I_{s1}}\right), \quad U_{BE2} = \varphi_T \ln\left(\frac{I_b}{I_{s2}}\right)$$

Napięcie V_{os} łatwo obliczyć, jako:

$$V_{os} = U_{BE1} - U_{BE2} = \varphi_T \left[\ln\left(\frac{I_b}{I_{s1}}\right) - \ln\left(\frac{I_b}{I_{s1}}\right) \right] = \varphi_T \ln\left(\frac{I_b}{I_{s1}} \frac{I_{s2}}{I_b}\right) = \varphi_T \ln\left(\frac{I_{s2}}{I_{s1}}\right)$$

np. gdy rozrzut prądów nasycenia stanowi 10% prądu nasycenia, czyli $I_{s2} = 1,1I_{s1}$, to $V_{os} = U_{BE1} - U_{BE2} = \varphi_T \ln\left(\frac{I_{s2}}{I_{s1}}\right) = 26 \cdot 10^{-3} \cdot 0,095 = 2,5 \text{ mV}$.



Rys. 5.7. Wpływ rozrzutu prądów nasycenia tranzystorów na charakterystykę wejściową

Wracając do wyjściowego napięcia niezrównoważenia, teraz możemy je wyznaczyć korzystając z zależności (5.2) – (5.4):

$$U_{wyos} = V_{os} - \left(I_b - \frac{I_{os}}{2}\right)R1 + \left(I_b + \frac{I_{os}}{2}\right)R2 = V_{os} + I_b(R2 - R1) + I_{os} \frac{R1 + R2}{2}$$

Z tego wzoru wynika, że istnieją takie $R1$ i $R2$, przy których wyjściowe napięcie niezrównoważenia jest równe zero. Jednak ponieważ V_{os} i I_{os} podlegają rozrzutom produkcyjnym, to kompensacja niezrównoważenia jest możliwa tylko dla każdego egzemplarza układu scalonego indywidualnie.

Dla tego typu układu scalonego jest możliwa minimalizacja wyjściowego napięcia niezrównoważenia. Osiąga się ją gdy składnik poprzedniego wzoru, związany z prądem I_b , jest zerowy:

$$I_b(R2 - R1) = 0 \Rightarrow R2 = R1 \quad (5.5)$$

Gdy jest spełniony ten warunek wyjściowe napięcie niezrównoważenia wynosi:

$$U_{wyos} = V_{os} + I_{os} \frac{R1 + R1}{2} = V_{os} + I_{os} R1 \quad (5.6)$$

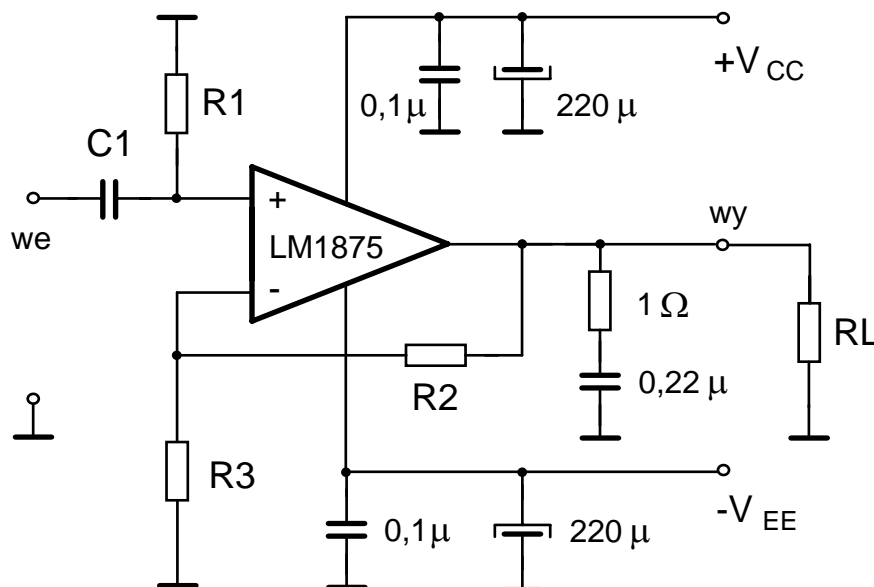
Z warunków zadania wynika, że maksymalna wartość składowej stałej w obciążeniu wynosi $I_{wyosmax} = 10 \text{ mA}$. Wtedy $U_{wyosmax} = I_{wyosmax} R_L = 10 \cdot 10^{-3} \cdot 8 = 80 \text{ mV}$. Na podstawie tej wartości napięcia $U_{wyosmax}$ i wzoru (5.6) maksymalna wartość oporników $R1$ i $R2$ wynosi:

$$R1 = R2 = \frac{U_{wyos} - V_{osmax}}{I_{osmax}} = \frac{(80 - 15) \cdot 10^{-3}}{0,5 \cdot 10^{-6}} = 130 \text{ k}\Omega.$$

PRZYKŁAD 5.2.

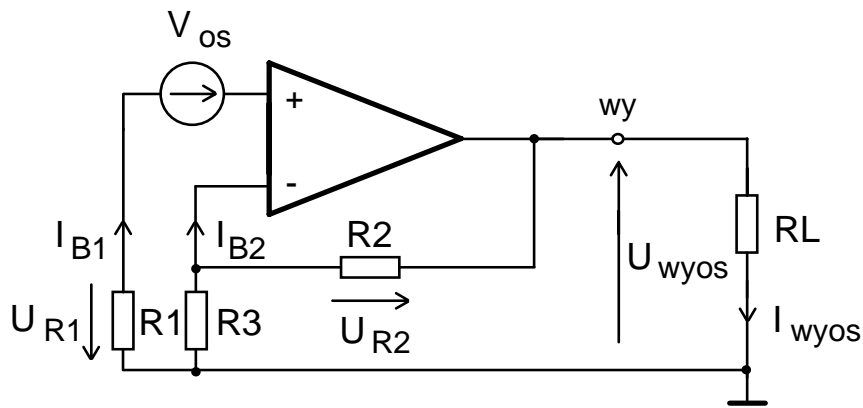
Wyznaczyć wyjściowe napięcie nierównoważenia we wzmacniaczu zaprojektowanym w przykładzie 5.1, w którym usunięto kondensator $C2$. Przyjąć wartości parametrów układu scalonego, napięć zasilających oraz elementów wzmacniacza i obciążenia takie jak w przykładzie 5.1. Wzmocnienie napięciowe wzmacniacza wynosi $K_u = 20 \text{ V/V}$.

Rozwiązanie. Schemat ideowy wzmacniacza z wprowadzonym uproszczeniem (z usuniętym kondensatorem $C2$) pokazano na rys. 5.8.



Rys. 5.8. Schemat ideowy zmodyfikowanego wzmacniacza

Teraz schemat uproszczony, służący do obliczenia wyjściowego napięcia nierównoważenia, przedstawia rys. 5.9.



Rys. 5.9. Schemat uproszczony zmodyfikowanego wzmacniacza dla prądu stałego

W obwodzie z rys. 5.9 napięcia U^+ i U^- wynoszą

$$U^+ = V_{os} - I_{B1}R1, \quad U^- = U_{wyos} \frac{R3}{R2 + R3} - I_{B2} \frac{R2 \cdot R3}{R2 + R3}$$

Ponieważ oba te napięcia są sobie (w przybliżeniu) równe, to

$$V_{os} - I_{B1}R1 = U_{wyos} \frac{R3}{R2 + R3} - I_{B2} \frac{R2 \cdot R3}{R2 + R3},$$

stąd wyjściowe napięcie niezrównoważenia wynosi

$$U_{wyos} = \left(1 + \frac{R2}{R3}\right) \left[V_{os} - I_{B1}R1 + I_{B2} \frac{R2 \cdot R3}{R2 + R3} \right] = K_u \cdot U_{weos} \quad (5.7)$$

gdzie wzmocnienie napięciowe $K_u = 1 + \frac{R2}{R3}$, a wejściowe napięcie niezrównoważenia po uwzględnieniu wzorów (5.3), (5.4) jest równe

$$U_{weos} = V_{os} - I_{B1}R1 + I_{B2} \frac{R2 \cdot R3}{R2 + R3} = V_{os} + I_b \left(\frac{R2 \cdot R3}{R2 + R3} - R1 \right) + \frac{I_{os}}{2} \left(\frac{R2 \cdot R3}{R2 + R3} + R1 \right)$$

Napięcie to jest najmniejsze gdy $R1 = \frac{R2 \cdot R3}{R2 + R3}$. Na podstawie tego wzoru

i wzoru na K_u wyznaczamy $R2$ i $R3$. Gdy $R1 = 130 \text{ k}\Omega$, to $\frac{R2 \cdot R3}{R2 + R3} = R1 = 130 \text{ k}\Omega$, $K_u = 1 + \frac{R2}{R3} = 20$. Stąd $R2 = 2,6 \text{ M}\Omega$, $R3 = 137 \text{ k}\Omega$

(gdy założymy $R1 = 120 \text{ k}\Omega$, to $R2 = 2,5 \text{ M}\Omega$ i $R3 = 130 \text{ k}\Omega$ – te wartości z szeregu E24 przyjmujemy do dalszych obliczeń).

Teraz wejściowe napięcie niezrównoważenia wynosi

$$U_{weos \max} = V_{os \max} + \frac{I_{os \max}}{2} \left(\frac{R2 \cdot R3}{R2 + R3} + R1 \right) = V_{os \max} + I_{os \max} R1 =$$

$$= 15 \cdot 10^{-3} + 0,5 \cdot 10^{-6} \cdot 120 \cdot 10^3 = 75 \text{ mV},$$

zaś wyjściowe napięcie niezrównoważenia jest równe:

$$U_{wyos \max} = K_u U_{weos \max} = \left(1 + \frac{R2}{R3} \right) U_{weos \max} = \left(1 + \frac{2500}{130} \right) \cdot 75 \cdot 10^{-3} = 1,52 \text{ V}.$$

Wyjściowy prąd niezrównoważenia wynosi

$$I_{wyos \max} = \frac{U_{wyos \max}}{R_L} = \frac{1,52}{8} = 190 \text{ mA}.$$

Prąd ten powoduje straty mocy w cewce drgającej głośnika

$$P_{RL} = U_{wyos \max} \cdot I_{wyos \max} = 1,52 \cdot 0,19 = 0,3 \text{ W},$$

i w układzie scalonym $P_{us} = V_{CC} \cdot I_{wyos \max} = 25 \cdot 0,19 = 5 \text{ W}$.

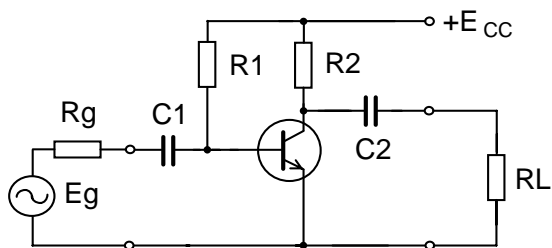
Jak widać wzmacniacz nie może pracować w układzie z rys. 5.8 (bez kondensatora C2) ze względu na wyjściowe napięcie i prąd niezrównoważenia.

Nawet gdyby R1 przyjąć bliski zeru (ignorując wymaganie na impedancję wejściową wzmacniacza), to $U_{weos} = V_{os}$ zaś $U_{wyos} = K_u \cdot V_{os} = 300 \text{ mV}$ i warunki zadania projektowego (przykład 5.1) nie są spełnione. Uproszczenie schematu ideowego wzmacniacza z rys. 5.1, polegające na usunięciu kondensatora C2, jest niedopuszczalne ze względu na wyjściowe napięcie niezrównoważenia.

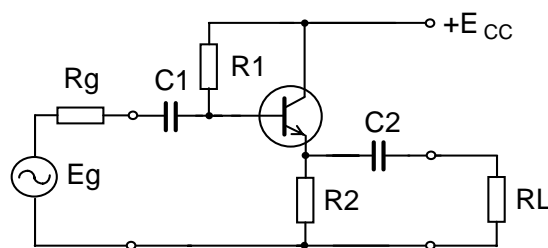
6. Zadania

ZADANIE 6.1.

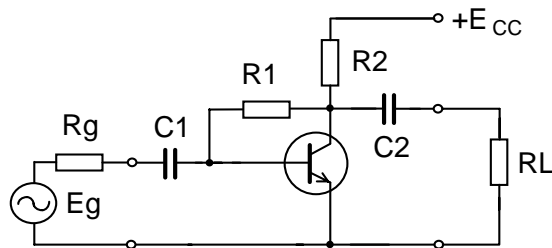
Wyznaczyć elementy dwubateryjnego układu zasilania (R_B , R_E , R_C , E_B i E_C) dla wzmacniaczy pokazanych na rys. 6.1 – 6.6.



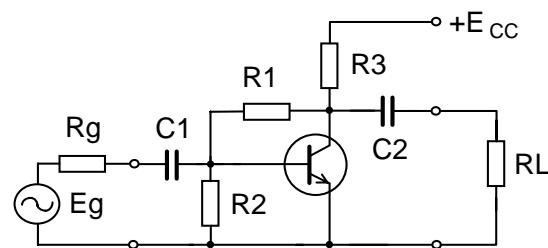
Rys. 6.1



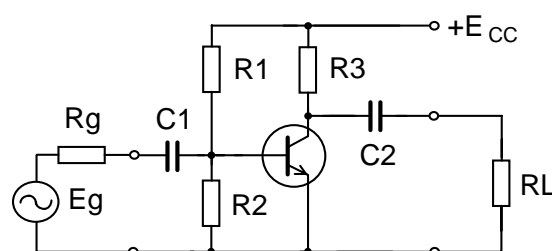
Rys. 6.2



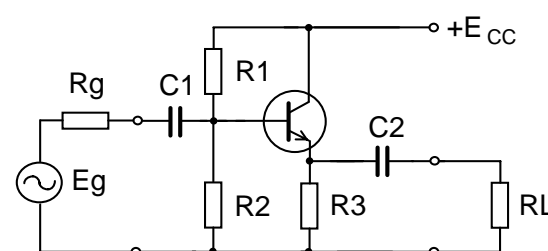
Rys. 6.3



Rys. 6.4



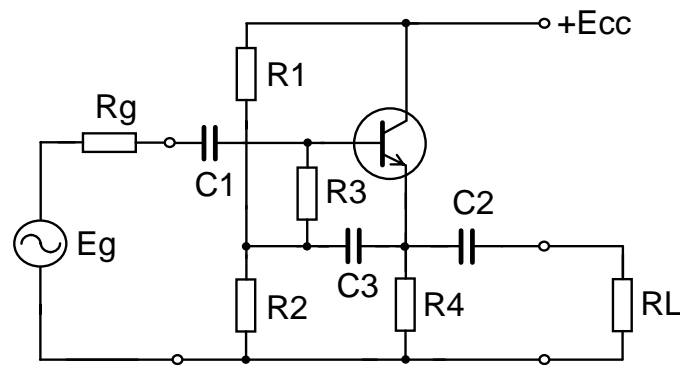
Rys. 6.5



Rys. 6.6

ZADANIE 6.2.

Wyznaczyć punkt pracy tranzystora i maksymalną amplitudę napięcia wyjściowego we wzmacniaczu przedstawionym na rys. 6.7 w temperaturach: $T_1 = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ i $T_2 = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$.



Rys. 6.7

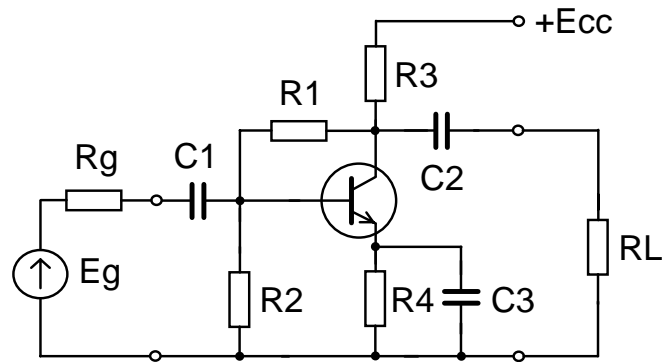
Przyjąć następujące wartości rezystorów: $R_1 = R_3 = 220 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 330 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 33 \text{ k}\Omega$, ($R_L \rightarrow \infty$) oraz napięcie baterii zasilającej $E_{CC} = 12 \text{ V}$. Założyć $U_{BE}(T_1) = 0,60 \text{ V}$, $\beta(T_1) = 200$, $I_{C0}(T_1) = 0,1 \text{ nA}$, $b = 14 \text{ }^\circ\text{C}$, $c = 2,3 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, $\gamma = 5 \cdot 10^{-3} \text{ 1}/^\circ\text{C}$ oraz minimalne napięcie kolektor-emiter $U_{CE\text{min}} = 1 \text{ V}$. Wyznaczyć zmiany punktu pracy $|\Delta I_C|$ i $|\Delta U_{CE}|$ posługując się współczynnikami S_i , S_u i S_β i porównać uzyskane wyniki. Jak zmienią się wyniki, gdy $R_L = 22 \text{ k}\Omega$?

Uwaga: dla sygnałów zmiennych kondensatory i baterię można uważać za zwarcie.

ZADANIE 6.3.

W układzie wzmacniacza, pokazanym na rys. 6.8, wyznaczyć: maksymalną amplitudę napięcia wyjściowego oraz maksymalne i minimalne wartości prądu kolektora i napięcia kolektor-emiter tranzystora w przedziale temperatur od $T_1 = 15 \text{ }^\circ\text{C}$ do $T_2 = 55 \text{ }^\circ\text{C}$ i przy rozrzucie zwarciovego współczynnika wzmocnienia prądowego od $\beta_{\text{min}} = 200$ do $\beta_{\text{max}} = 400$. Przyjąć napięcie baza-emiter $U_{BE}(T_1) = 0,675 \text{ V}$, minimalne napięcie kolektor-emiter $U_{CE\text{min}} = 1 \text{ V}$, współczynniki temperaturowe: napięcia baza-emiter $c = 2,3 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, wzmocnienia prądowego $\gamma = 5 \cdot 10^{-3} \text{ 1}/^\circ\text{C}$. Wpływ prądu zerowego pominąć. Przyjąć następujące wartości rezystorów: $R_1 = 330 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 130 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 6,8 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 1,2 \text{ k}\Omega$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ oraz napięcie baterii zasilającej $E_{CC} = 15 \text{ V}$.

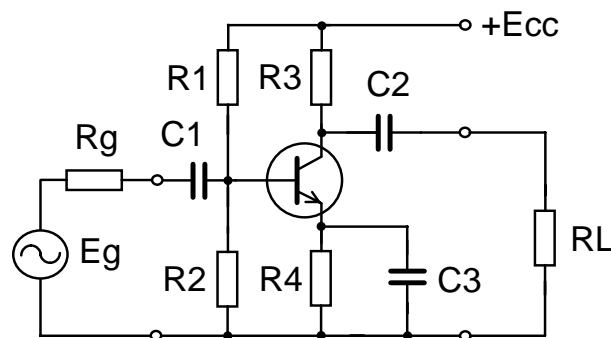
Uwaga: dla sygnałów zmiennych kondensatory i baterię można uważać za zwarcie.



Rys. 6.8

ZADANIE 6.4.

We wzmacniaczu przedstawionym na rys. 6.9 obliczyć wartości rezystorów oraz napięcie baterii zasilającej tak, aby w warunkach nominalnych tranzystor pracował w punkcie pracy $U_{CE} = 6\text{ V}$, $U_{BE} = 0,67\text{ V}$, $I_C = 1\text{ mA}$ (rezystancja R_3 wynika ze wzmacnienia i wynosi $R_3 = 6,8\text{ k}\Omega$). Dopuszczalne zmiany punktu pracy są równe: $|\Delta I_C| = 0,1\text{ mA}$, $|\Delta U_{CE}| = 0,8\text{ V}$ przy zmianach temperatury od $T_{\min} = 20\text{ }^\circ\text{C}$ do $T_{\max} = 50\text{ }^\circ\text{C}$ i nominalnej wartości zwarciovego współczynnika wzmacnienia prądowego tranzystora $\beta = 270$ (wartość maksymalna $\beta_{\max} = 850$). Przyjąć $I_{C0}(150\text{ }^\circ\text{C}) = 15\text{ }\mu\text{A}$, $b = 14\text{ }^\circ\text{C}$, $c = 2,3\text{ mV}/^\circ\text{C}$, $\gamma = 5 \cdot 10^{-3}\text{ 1}/^\circ\text{C}$.



Rys. 6.9

ZADANIE 6.5.

Dobrać napięcie zasilające wzmacniacz o schemacie ideowym pokazanym na rys. 6.10, w którym $R_G = 1\text{ M}\Omega$, $R_D = 4,7\text{ k}\Omega$, $R_S = 750\text{ }\Omega$, tak aby zapewnić pracę tranzystora z prądem $I_D = 1,33\text{ mA}$. We wzmacniaczu jest zastosowany tranzystor o charakterystykach statycznych opisanych równaniami:

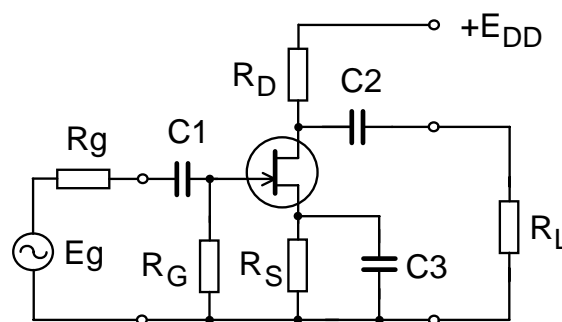
$$I_G = 0$$

(6.1)

$$I_D = 5 \cdot 10^{-3} \left(1 + \frac{U_{GS}}{2}\right)^2 + 10 \cdot 10^{-6} U_{DS}$$

Obliczyć napięcia U_{GS} i U_{DS} w punkcie pracy oraz wzmacnienie napięciowe wzmacniacza obciążonego rezystorem $R_L = 39 \text{ k}\Omega$ (model małosygnalowy wyprowadzić z modelu wielkosygnalowego, danego w postaci równań (6.1), przez jego linearyzację.

Uwaga: przy częstotliwości sygnału kondensatory i bateria zasilająca mogą być traktowane jako zwarcie.



Rys. 6.10

ZADANIE 6.6.

We wzmacniaczu pokazanym na rys. 6.10 dobrać rezystory R_D , R_S , R_G i napięcie baterii zasilającej E_{DD} w taki sposób, aby tranzystor pracował w punkcie pracy: $U_{DS} = 7 \text{ V}$, $U_{GS} = -1 \text{ V}$, $I_D = 1 \text{ mA}$ i aby wzmacnienie napięciowe wynosiło $|K_u| = 20$, a rezystancja wejściowa $R_{we} = 1 \text{ M}\Omega$, gdy $R_L = 100 \text{ k}\Omega$, $R_g = 100 \text{ k}\Omega$. Przyjmując małosygnalowy model tranzystora, opisany równaniami:

$$I_1 = 0, \\ I_2 = g_m U_1 + g_{ds} U_2,$$

gdzie $g_m = 3 \text{ mS}$ i $g_{ds} = 40 \text{ }\mu\text{S}$.

Uwaga: przy częstotliwości sygnału kondensatory i bateria zasilająca mogą być traktowane jako zwarcie.

ZADANIE 6.7.

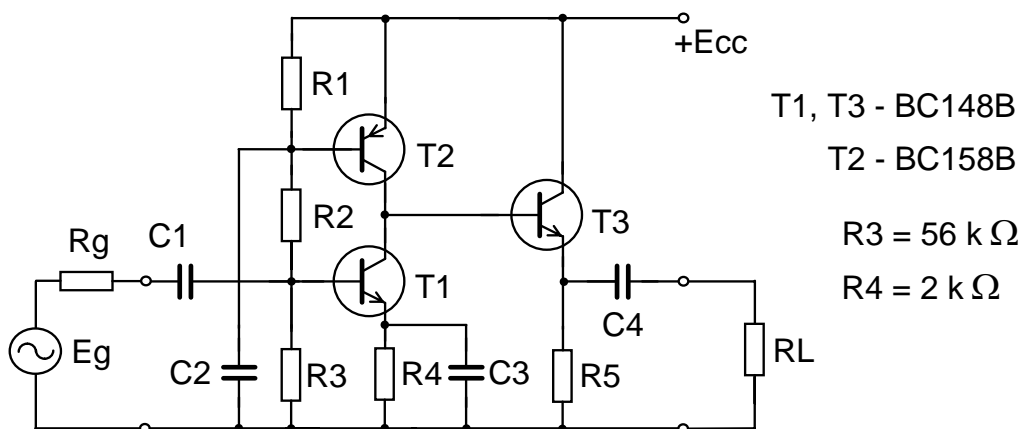
We wzmacniaczu pokazanym na rys. 6.8 dobrać R_2 , R_3 i E_{CC} tak, aby po zastosowaniu tranzystora o parametrach: $y_{11} = 100 \text{ }\mu\text{S}$, $y_{12} = -50 \text{ nS}$,

$y_{21} = 36,7 \text{ mS}$, $y_{22} = 10 \text{ }\mu\text{S}$, pracującego w punkcie pracy $U_{CE} = 7 \text{ V}$, $U_{BE} = 0,66 \text{ V}$, $I_C = 1 \text{ mA}$, uzyskać wzmocnienie napięciowe $|K_u| = 100$. Wyznaczyć największą amplitudę napięcia wyjściowego, które nie jest jeszcze obcinane (minimalne napięcie kolektor-emiter $U_{CE\text{min}} = 1 \text{ V}$). Wzmacniacz jest obciążony rezystorem $R_L = 10 \text{ k}\Omega$, rezystory R_1 i R_4 mają wartości $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$ i $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$.

Uwaga: kondensatory i bateria mogą być uważane za zwarcie przy częstotliwości sygnału sterującego.

ZADANIE 6.8.

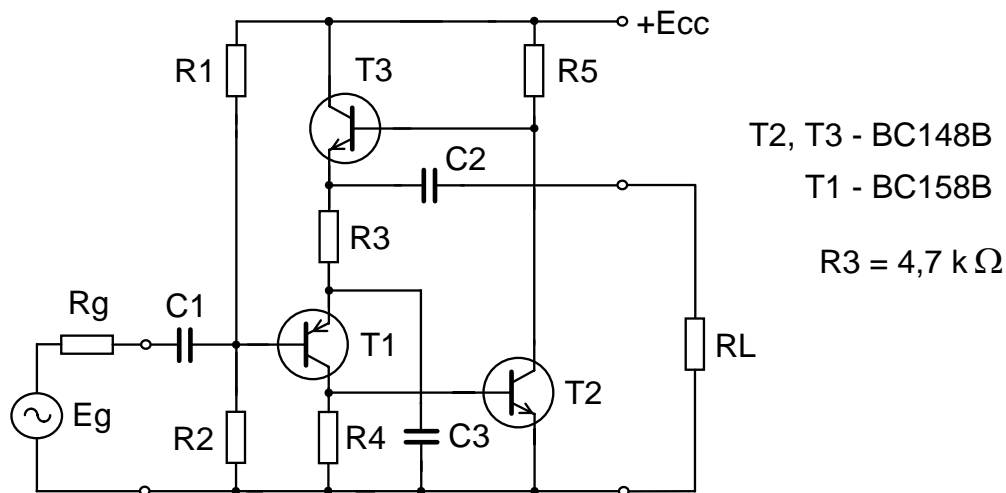
We wzmacniaczu pokazanym na rys. 6.11 dobrać rezystory R_1 , R_2 , R_5 oraz napięcie baterii zasilającej E_{CC} w taki sposób, aby tranzystory pracowały w punkcie pracy $|U_{CE}| \approx 5 \text{ V}$, $|I_C| \approx 1 \text{ mA}$. Przyjąć napięcia baza-emiter: tranzystorów $n\text{-}p\text{-}n$ $U_{BE} = 0,65 \text{ V}$ i tranzystora $p\text{-}n\text{-}p$ $|U_{BE}| = 0,57 \text{ V}$, oraz jednakowe parametry $[y]$ wszystkich tranzystorów $y_{11} = 118 \text{ }\mu\text{S}$, $y_{12} = -53,8 \text{ nS}$, $y_{21} = 35,4 \text{ mS}$, $y_{22} = 9,26 \text{ }\mu\text{S}$.



Rys. 6.11

ZADANIE 6.9.

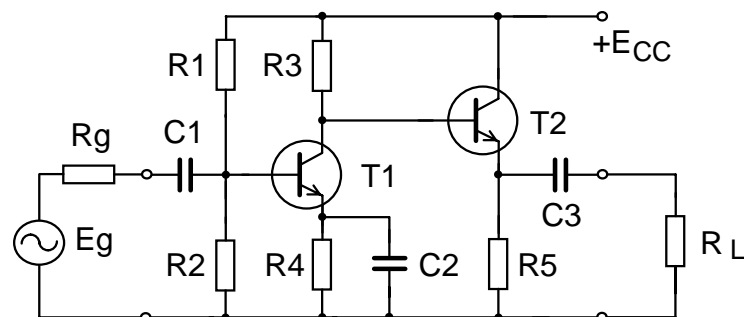
We wzmacniaczu pokazanym na rys. 6.12 obliczyć napięcie baterii zasilającej E_{CC} i dobrać rezystory R_1 , R_2 , R_4 i R_5 tak, żeby zapewnić pracę tranzystorów w punktach pracy $|I_{C1}| = |I_{C2}| = |I_{C3}| = 0,5 \text{ mA}$, $|U_{CE1}| = |U_{CE3}| = 6 \text{ V}$, $|U_{BE2}| = 0,57 \text{ V}$, $|U_{BE1}| = |U_{BE3}| = 0,65 \text{ V}$ (prąd dzielnika polaryzującego bazę R_1/R_2 założyć dziesięciokrotnie większy od prądu bazy tranzystora T_1). Przyjąć jednakowe parametry $[y]$ wszystkich tranzystorów $y_{11} = 80 \text{ }\mu\text{S}$, $y_{12} = -50 \text{ nS}$, $y_{21} = 20 \text{ mS}$, $y_{22} = 10 \text{ }\mu\text{S}$.



Rys. 6.12

ZADANIE 6.10.

Obliczyć wartości rezystorów i napięcie zasilające tak, aby w temperaturze $T_0 = 25\text{ }^\circ\text{C}$ prądy tranzystorów $T1$ i $T2$ we wzmacniaczu, którego schemat ideowy pokazano na rys. 6.13 wynosiły $I_{C1} = 0,5\text{ mA}$, $I_{C2} = 2\text{ mA}$ przy $\beta_1 = \beta_2 = 300$. Napięcia baza-emiter tranzystorów w temperaturze T_0 wynoszą $U_{BE1} = 0,64\text{ V}$, $U_{BE2} = 0,68\text{ V}$. Dopuszczalne zmiany punktu pracy wynoszą: $|\Delta I_C| \leq 0,15 \cdot I_C$, $|\Delta U_{CE}| \leq 0,15 \cdot U_{CE}$ przy współczynniku wzmocnienia prądowego $\beta = 300$ ($\beta_{\max} = 850$) i zmianach temperatury od $T_{\min} = 20\text{ }^\circ\text{C}$ do $T_{\max} = 50\text{ }^\circ\text{C}$. Przyjąć $c = 2,3\text{ mV}/^\circ\text{C}$, $\gamma = 5 \cdot 10^{-3}\text{ 1}/^\circ\text{C}$, wpływ zerowych prądów kolektora pominąć. Wzmacniacz obciążony rezystorem $R_L = 3\text{ k}\Omega$ ma zapewniać napięcie wyjściowe o wartości $U_{wy} \geq 1\text{ V}$ (minimalne napięcie kolektor-emiter $U_{CE\min} = 1\text{ V}$).
Uwaga: kondensatory i bateria mogą być uważane za zwarcie przy częstotliwości sygnału sterującego.

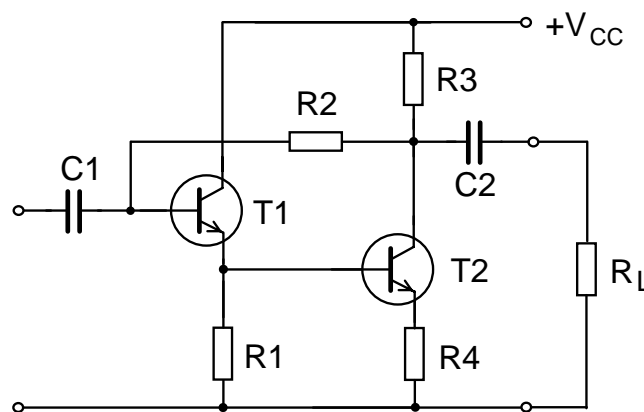


Rys. 6.13

ZADANIE 6.11.

Obliczyć wartości rezystorów $R_1 - R_3$ i napięcie zasilające V_{CC} tak, aby prądy tranzystorów T_1 i T_2 we wzmacniaczu, którego schemat ideowy pokazano na rys. 6.14 wynosiły $I_{C1} = 0,1 \text{ mA}$, $I_{C2} = 1 \text{ mA}$ przy $\beta_1 = 200$ i $\beta_2 = 300$. Wzmacniacz obciążony rezystorem $R_L = 5 \text{ k}\Omega$ ma zapewniać napięcie wyjściowe $U_{wy} \geq 1 \text{ V}$ (minimalne napięcie kolektor-emiter $U_{CEmin} = 1 \text{ V}$). Napięcia baza-emiter tranzystorów T_1 i T_2 wynoszą $U_{BE1} = 0,61 \text{ V}$, $U_{BE2} = 0,66 \text{ V}$. Rezystor R_4 przyjąć równy $R_4 \approx 0,01R_L$.

Uwaga: kondensatory i bateria mogą być uważane za zwarcie przy częstotliwości sygnału sterującego.

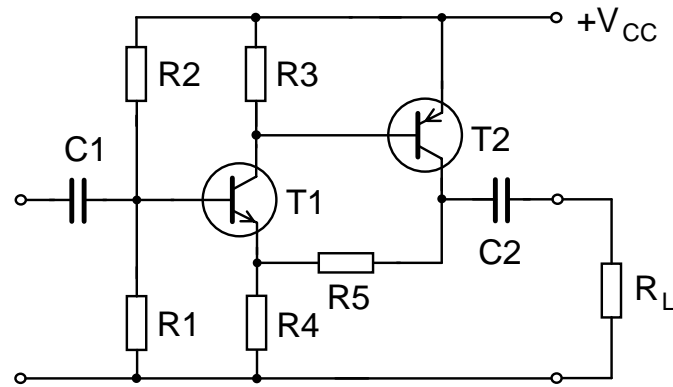


Rys. 6.14

ZADANIE 6.12.

Zaprojektować wzmacniacz o schemacie pokazanym na rys. 6.15 (obliczyć wartości napięcia zasilającego i rezystorów) tak, aby w warunkach nominalnych ($T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ oraz $\beta_1 = \beta_2 = 300$) tranzystory pracowały z prądami kolektorów $I_{C1} = 0,5 \text{ mA}$, $|I_{C2}| = 2 \text{ mA}$. Wzmacniacz obciążony rezystorem $R_L = 5 \text{ k}\Omega$ ma zapewniać maksymalne napięcie wyjściowe $U_{wy} \geq 1 \text{ V}$ w zakresie zmian temperatury od $T_{min} = 15 \text{ }^\circ\text{C}$ do $T_{max} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$ i przy rozrzutach wzmocnień prądowych tranzystorów od $\beta_{min} = 200$ do $\beta_{max} = 400$ (minimalne napięcie kolektor-emiter $U_{CEmin} = 1 \text{ V}$). Napięcia baza-emiter tranzystorów T_1 i T_2 wynoszą: $U_{BE1} = 0,64 \text{ V}$, $|U_{BE2}| = 0,59 \text{ V}$. Ocenic zmiany punktów pracy tranzystorów pod wpływem zmian temperatury od T_{min} do T_{max} i rozrzutów wzmocnień prądowych tranzystorów od β_{min} do β_{max} .

Uwaga: kondensatory i bateria mogą być uważane za zwarcie przy częstotliwości sygnału sterującego.

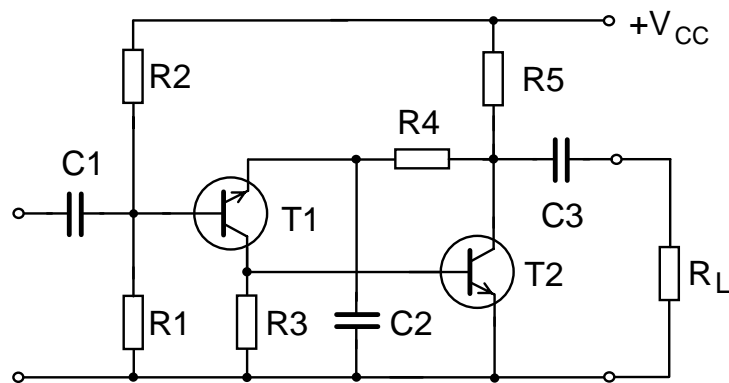


Rys. 6.15

ZADANIE 6.13.

Zaprojektować wzmacniacz o schemacie pokazanym na rys. 6.16 (obliczyć wartości napięcia zasilającego i rezystorów) tak aby w warunkach nominalnych ($T = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ oraz $\beta_1 = \beta_2 = 300$) tranzystory pracowały z prądami kolektorów $|I_{C1}| = 0,3\text{ mA}$, $I_{C2} = 2\text{ mA}$. Wzmacniacz obciążony rezystorem $R_L = 10\text{ k}\Omega$ ma zapewniać maksymalne napięcie wyjściowe $U_{wy} \geq 2\text{ V}$ w zakresie zmian temperatury od $T_{\min} = 15\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $T_{\max} = 50\text{ }^{\circ}\text{C}$ i przy rozrzutach wzmocnień prądowych tranzystorów od $\beta_{\min} = 200$ do $\beta_{\max} = 400$. Napięcia baza-emiter tranzystorów $T1$ i $T2$ wynoszą: $U_{BE1} = 0,56\text{ V}$, $U_{BE2} = 0,68\text{ V}$, minimalne napięcie kolektor-emiter drugiego tranzystora $U_{CE\min} = 1\text{ V}$. Ocenic zmiany punktów pracy tranzystorów pod wpływem zmian temperatury od T_{\min} do T_{\max} i rozrzutów wzmocnień prądowych tranzystorów od β_{\min} do β_{\max} .

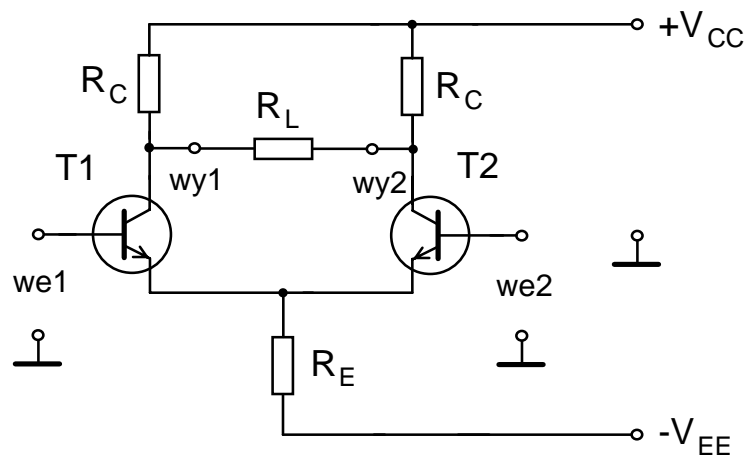
Uwaga: kondensatory i bateria mogą być uważane za zwarcie przy częstotliwości sygnału sterującego.



Rys. 6.16

ZADANIE 6.14.

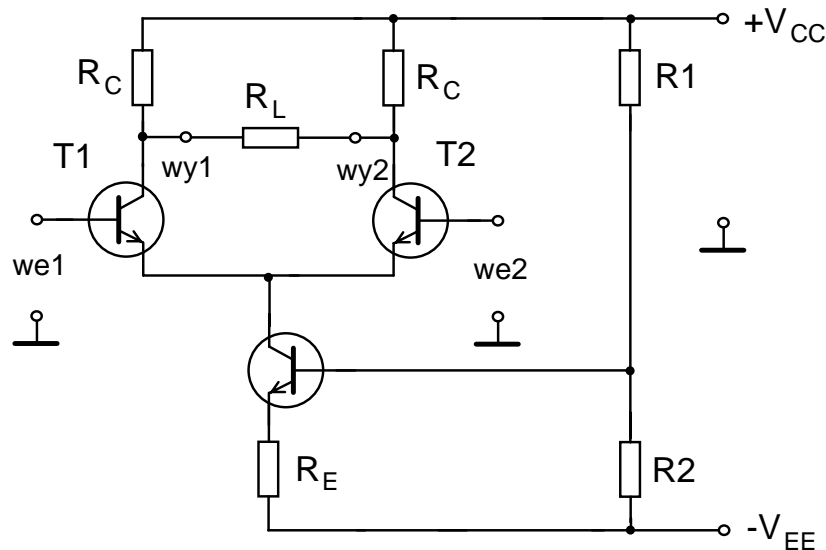
Obliczyć wartości rezystorów R_C i R_E we wzmacniaczu, którego schemat ideowy pokazano na rys. 6.17. Tranzystory mają pracować w punktach pracy $I_C \approx 1 \text{ mA}$, $U_{CE} \approx 6 \text{ V}$, przy zasilaniu napięciami $V_{CC} = |V_{EE}| = 12 \text{ V}$ (napięcia baza-emiter przyjąć równe $U_{BE} = 0,65 \text{ V}$). Wejścia wzmacniacza mają poziomy napięcia stałego 0 V . Obliczyć wzmocnienie różnicowe i maksymalną międzyszczytową wartość napięcia wyjściowego na obciążeniu o rezystancji $R_L = 10 \text{ k}\Omega$.



Rys. 6.17

ZADANIE 6.15.

Obliczyć wartości napięć zasilających $V_{CC} = |V_{EE}|$ i rezystorów R_1 i R_2 we wzmacniaczu, którego schemat ideowy pokazano na rys. 6.18. Rezystory R_E i R_C mają wartości $R_E = 1 \text{ k}\Omega$, $R_C = 6,8 \text{ k}\Omega$, a prąd dzielnika R_1/R_2 jest dziesięciokrotnie większy od prądu bazy tranzystora T_3 . Tranzystory T_1 i T_2 pracują w punktach pracy $I_C \approx 1 \text{ mA}$, $U_{CE} \approx 6 \text{ V}$. Przyjąć jednakowe napięcia baza-emiter tranzystorów $U_{BE} = 0,65 \text{ V}$ i jednakowe współczynniki wzmocnienia prądowego $\beta = 250$. Wejścia wzmacniacza mają poziomy napięcia stałego 0 V . Obliczyć wzmocnienie różnicowe i maksymalną międzyszczytową wartość napięcia wyjściowego na obciążeniu o rezystancji $R_L = 10 \text{ k}\Omega$.

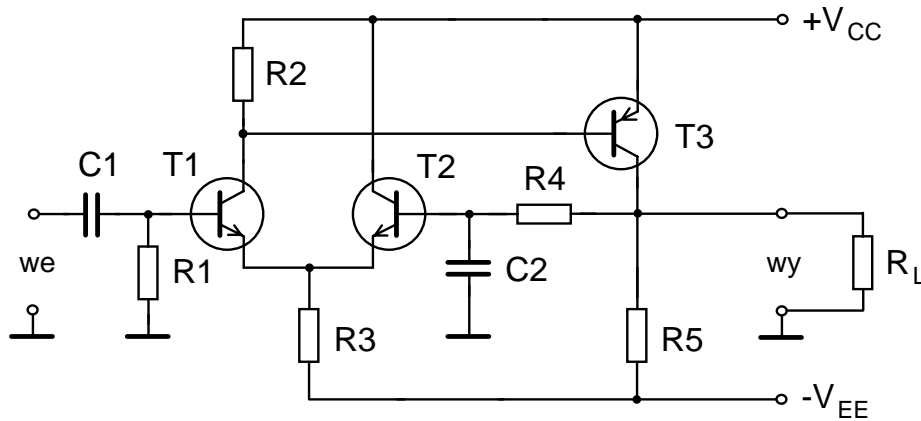


Rys. 6.18

ZADANIE 6.16.

Zaprojektować wzmacniacz o schemacie pokazanym na rys. 6.19 (obliczyć wartości napięć zasilających $V_{CC} = |V_{EE}|$ i rezystorów $R_1 - R_5$) tak, aby w warunkach nominalnych ($T = 30\text{ }^\circ\text{C}$ oraz $\beta_1 = \beta_2 = 200$ i $\beta_3 = 300$) tranzystory pracowały z prądami kolektorów $I_{C1} = I_{C2} = 0,2\text{ mA}$, $|I_{C3}| = 1\text{ mA}$. Wzmacniacz obciążony rezystorem $R_L = 20\text{ k}\Omega$ ma zapewniać maksymalne napięcie wyjściowe $U_{wy} \geq 3\text{ V}$ w zakresie zmian temperatury od $T_{\min} = 15\text{ }^\circ\text{C}$ do $T_{\max} = 45\text{ }^\circ\text{C}$ i przy rozrzutach wzmacnień prądowych tranzystorów: T_1 od $\beta_{1\min} = 100$ do $\beta_{1\max} = 300$, T_2 od $\beta_{2\min} = 100$ do $\beta_{2\max} = 300$, oraz T_3 od $\beta_{3\min} = 200$ do $\beta_{3\max} = 400$. Minimalne napięcie kolektor-emiter drugiego tranzystora $U_{CE\min} = 1\text{ V}$. Napięcia baza-emiter tranzystorów T_1 i T_2 wynoszą $U_{BE1} = U_{BE2} = 0,62\text{ V}$ (maksymalny rozrzut tych napięć nie przekracza 5 mV), zaś $U_{BE3} = 0,58\text{ V}$. Rezystory R_1 i R_4 dobrać w taki sposób, żeby uzyskać możliwie dużą impedancję wejściową i żeby składowa stała napięcia na obciążeniu nie przekroczyła $U_{wyos} \leq 50\text{ mV}$.

Uwaga: kondensatory i bateria mogą być uważane za zwarcie przy częstotliwości sygnału sterującego.



Rys. 6.19

7. Literatura

1. Antoszkiewicz K., Nosal Z.: Zbiór zadań z układów elektronicznych liniowych. WNT, Warszawa 1998.
2. Ebers J.J., Moll J.L.: Large-Signal behavior of junction transistors. Proc. IRE, 1954, Vol. 42, pp. 1761–1772.
3. Guziński A.: Liniowe elektroniczne układy analogowe. WNT, Warszawa 1992.
4. Kuta S. (red.): Elementy i układy elektroniczne cz. I. Uczelniane Wyd. Nauk.-Dyd., Kraków, 2000.
5. Middlebrook R.D.: Differential Amplifiers - Their Analysis and Their Applications in Transistor D-C Amplifiers. John Wiley & Sons, New York - London, 1963.
6. Nosal Z., Baranowski J.: Układy elektroniczne cz. I, Układy analogowe liniowe. WNT, Warszawa 2003.