

PIOTR MADEJ

**ZADANIA Z ROZWIĄZANIAM
Z ELEMENTARNEJ TECHNIKI
UKŁADOWEJ W ELEKTRONICE**

*Mojej Rodzinie, dzięki której zyskałem wartości nieosiągalne
przy tworzeniu tego dzieła i w pracy.*



Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej
Wrocław 2014

Recenzent
Janusz Ociepka

Oracowanie graficzne i redakcyjne
Piotr Madej

Wydano na podstawie dostarczonych materiałów

Wszelkie prawa zastrzeżone. Żadna część niniejszej książki, zarówno w całości, jak i we fragmentach, nie może być reprodukowana w sposób elektroniczny, fotograficzny i inny bez zgody wydawcy i właściciela praw autorskich.

© Copyright by Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2014

OFICyna WYDAWNICZA POLITECHNIKI WROCLAWSKIEJ
wyb. Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław
<http://www.oficyna.pwr.wroc.pl>; e-mail: oficwyd@pwr.wroc.pl

ISBN 978-83-7493-831-0

SŁOWO OD AUTORA

Opracowanie jest przeznaczone dla studentów wczesnych semestrów na uczelni technicznej, którzy w programie mają zajęcia teoretyczne i praktyczne z przedmiotów typu Podstawy Elektroniki, Układy Elektroniczne, Elementy i Układy Elektroniczne, itp. Wieloletnie doświadczenie dydaktyczne i inżynierskie skłoniło Autora do napisania skryptu, który przynajmniej częściowo pozwoli studentowi zrekompensować brak istotnej formy przyswajania wiedzy technicznej, jaką były ćwiczenia audytoryjne. Niezbędnym dla przyszłego inżyniera jest nabranie biegłości w posługiwaniu się aparatem matematycznym, pojęciami i wielkościami właściwymi dla jego dziedziny twórczości technicznej. Konieczna jest także biegłość w operowaniu wartościami i jednostkami, w szybkiej ocenie wiarygodności wyniku obliczeń, zrzucanych dzisiaj praktycznie w całości na elektroniczny cyfrowy sprzęt przetwarzający. Dlatego nie należy w przypadku wczesnych semestrów studiów, np. do semestru 4, odkładać do lamusa prostych metod obliczeniowych, ugruntowanych (przynajmniej w teorii) jeszcze w szkole średniej, czy na dwóch pierwszych semestrach studiów.

Bardzo ważne jest zrozumienie istoty zjawisk w układzie, prostego ich opisu oraz opanowanie metod stosowania takiego opisu w praktyce, a także metod badania układu i analizy wyników badań, celem racjonalnej optymalizacji właściwości układu.

Autor zakłada, że Czytelnik ma minimalne przygotowanie teoretyczne do studiowania i wykorzystania tego opracowania, np. wysłuchał aktywnie i zaliczył wykład z tej tematyki. Gdyby jednak zauważył u siebie braki utrudniające zrozumienie niektórych, z konieczności skrótowych wyjaśnień w tekście, pomocą mogą być źródła literaturowe, a szczególnie inne opracowania Autora – wymieniono je w rozdziale 16.

W opracowaniu przyjęto zasadę prowadzenia obliczeń z trzema cyframi znaczącymi, jako najczęściej polecaną i stosowaną w praktyce inżynierskiej, przy tolerancji wartości elementów rzędu $(2\div 10)\%$. Nie jest ona oczywiście ogólnie słuszna, np. w precyzyjnych analizach i badaniach konieczna jest większa rozdzielczość, a z kolei przybliżone zależności czy orientacyjne dane zezwalają na mniejszą rozdzielczość. Natomiast wyniki obliczeń niedokładności podano dwoma cyframi znaczącymi, zgodnie z zasadami obowiązującymi w metrologii.

AUTOR

SPIS ROZDZIAŁÓW

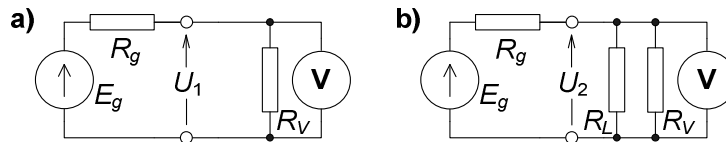
SPIS ROZDZIAŁÓW	5
1. PODSTAWY. ELEKTROTECHNIKA, OBWODY LINIOWE I NIELINIOWE	6
2. PRZYRZĄDY PÓŁPRZEWODNIKOWE BEZ ZŁĄCZA.....	14
3. CIEPŁO W PRZYRZĄDACH PÓŁPRZEWODNIKOWYCH.....	19
4. ZŁĄCZE PÓŁPRZEWODNIKOWE, DIODA.....	23
5. CZWÓRNIK LINIOWY.....	27
6. ZASTOSOWANIE TRANZYSTORÓW BIPOLARNYCH.....	34
7. ZASTOSOWANIE TRANZYSTORÓW UNIPOLARNYCH.....	61
8. LINIOWE PRZETWORNIKI SYGNAŁÓW, PODSTAWOWE UKŁADY NA IDEALNYCH WZMACNIACZACH OPERACYJNYCH.....	72
9. PODSTAWY TEORII SPRZĘŻENIA ZWROTNEGO	81
10. LINIOWE PRZETWORNIKI NA RZECZYWISTYCH WZMACNIACZACH OPERACYJNYCH Z UJEMNYM SPRZĘŻENIEM ZWROTNYM.....	96
11. GENERATORY SYGNAŁÓW OKRESOWYCH NA WZMACNIACZU OPERACYJNYM.....	117
12. STABILIZATORY KOMPENSACYJNE NAPIĘCIA STAŁEGO I PRĄDU STAŁEGO.....	131
13. UKŁADY NIELINIOWE NA RZECZYWISTYM WZMACNIACZU OPERACYJNYM.....	136
14. ELEMENTARNE UKŁADY TECHNIKI CYFROWEJ	142
15. DODATEK	148
16. LITERATURA	160

1. PODSTAWY. ELEKTROTECHNIKA, OBWODY LINIOWE I NIELINIOWE

Zad. 1.1. Problematyka: badanie źródła napięcia, dzielnik napięcia, błąd metody.

Treść zadania

Źródło napięcia obciążono woltomierzem o $R_V = 10,0 \text{ M}\Omega$, z którego odczytano $U_1 = 12,587 \text{ V}$. Następnie dołączono równolegle do woltomierza rezystor $R_L = 1,000 \text{ M}\Omega$ i odczytano $U_2 = 12,031 \text{ V}$. Oblicz siłę elektromotoryczną E_g i wewnętrzną rezystancję R_g tego źródła. Załóż liniowy model źródła.



Rys. 1.1.1. Dwa połączenia – obciążenia źródła do zadania 1.1.

Rozwiązanie

Dwukrotny pomiar napięcia na zaciskach źródła, przy zmienionym obciążeniu umożliwia wyznaczenie wartości obu zastępczych parametrów liniowego modelu źródła. Gdyby poprzestano tylko na pierwszym pomiarze, względny błąd systematyczny przyjęcia zmierzonej wartości za siłę elektromotoryczną (tzw. błąd metody) byłby teoretycznie równy

$$\delta_m = \frac{U_1 - E_g}{E_g} 100\% = \left(\frac{U_1}{E_g} - 1 \right) 100\% = \frac{-R_g}{R_g + R_V} 100\% , \quad (1.1.1)$$

ale niewyznaczalny ze względu na nieznaną rezystancję źródła R_g . Wyniki z dwóch pomiarów umożliwiają zapisanie układu równań

$$\begin{aligned} U_1 &= E_g \frac{R_V}{R_V + R_g} \\ U_2 &= E_g \frac{R_V \parallel R_L}{(R_V \parallel R_L) + R_g} = E_g \frac{R_V R_L}{R_V R_L + R_g (R_V + R_L)} \end{aligned} \quad (1.1.2)$$

Po podzieleniu drugiego równania przez pierwsze E_g skraca się

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R_V + R_g}{R_V + R_g \left(\frac{R_V}{R_L} + 1 \right)} \quad (1.1.3)$$

i po przekształceniach

$$R_g = \frac{R_V \left(1 - \frac{U_2}{U_1}\right)}{\frac{U_2}{U_1} \left(\frac{R_V}{R_L} + 1\right) - 1} = \frac{10^7 \Omega \left(1 - \frac{12,031}{12,587}\right)}{\frac{12,031}{12,587} \left(\frac{10}{1,0} + 1\right) - 1} = 46,43 \text{ k}\Omega . \quad (1.1.4)$$

Wynik z zależności (1.1.4) lepiej podstawić do pierwszego równania w (1.1.2), bo prostsza jest jego postać; po przekształceniu zależności i podstawieniu

$$E_g = U_1 \left(1 + \frac{R_g}{R_V}\right) = 12,587 \text{ V} \left(1 + \frac{46,43 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^6}\right) = 12,638 \text{ V} . \quad (1.1.5)$$

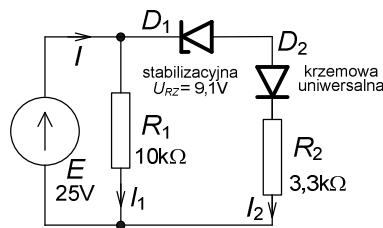
Na koniec można obliczyć błąd metody pomiaru E_g źródła według zależności (1.1.1), który byłby popełniony w razie nie wykonania drugiego pomiaru. Po podstawieniu do (1.1.1) wartości R_g z (1.1.4) lub E_g z (1.1.5) otrzyma się $\delta_m = -0,40 \%$.

Odp. $E_g = 12,638 \text{ V}$, $R_g = 46,43 \text{ k}\Omega$.

Zad. 1.2. Problematyka: obliczenie prądów w prostym obwodzie nieliniowym.

Treść zadania

W układzie na rysunku poniżej oblicz prądy I , I_1 , I_2 .



Rys. 1.2.1. Układ nieliniowy do zadania 1.2.

Rozwiązanie

Prąd I_1 w gałęzi z rezystorem R_1 można obliczyć od razu:

$$I_1 = \frac{E}{R_1} = \frac{25 \text{ V}}{10 \text{ k}\Omega} = 2,50 \text{ mA} . \quad (1.2.1)$$

W gałęzi z rezystorem R_2 są dwie diody. Przy takim kierunku E źródła napięciowego jak na rysunku, dioda stabilizacyjna jest spolaryzowana zaporowo, a uniwersalna dioda krzemowa w kierunku przewodzenia. Najprościej przyjąć dla diody Zenera znamionową wartość napięcia stabilizacji – przebicia $U_{RZ} = 9,1 \text{ V}$ natomiast dla drugiej diody napięcie przewodzenia $U_F = 0,7 \text{ V}$. Teraz można już obliczyć prąd I_2

$$I_2 = \frac{E - U_{RZ} - U_F}{R_2} = \frac{(25 - 9,1 - 0,7) \text{ V}}{3,3 \text{ k}\Omega} = 4,61 \text{ mA} \quad (1.2.2)$$

i ostatecznie

$$I = I_1 + I_2 = (2,50 + 4,61) \text{ mA} = 7,11 \text{ mA} \quad (1.2.3)$$

Odp. $I_1 = 2,50 \text{ mA}$, $I_2 = 4,61 \text{ mA}$, $I = 7,11 \text{ mA}$.

Zad. 1.3. Problematyka: zapis zespolony, metoda symboliczna, zapis czasowy funkcji okresowych. Wartości kątów w treści zadania i rozwiązaniu są w radianach.

Treść zadania

Dwie impedancje o wartościach przy częstotliwości 50 Hz: $\underline{Z}_1 = 3,48 \cdot e^{-j0,826} \text{ k}\Omega$, $\underline{Z}_2 = 1,33 \cdot e^{j0,153} \text{ k}\Omega$ połączono szeregowo, a sinusoidalny prąd płynący przez obie ma pulsację $\omega = 2\pi 50 \text{ rad/s}$ i wartość $\underline{I} = 2,05 \cdot e^{j0,462} \text{ mA}$. Oblicz łączne napięcie na obu impedancjach. Podaj wynik w postaci wykładniczej i algebraicznej oraz funkcji czasowej. Podaj także prąd w takich formach oraz impedancje w postaci algebraicznej.

Rozwiązanie

Najpierw małe przypomnienie z teorii liczb zespolonych. Związek między formą algebraiczną i wykładniczą liczby zespolonej \underline{L} :

a) forma algebraiczna i jej związek z formą wykładniczą

$$\underline{L} = A + jB = M \cdot \cos \varphi + jM \cdot \sin \varphi, \quad (1.3.1)$$

b) forma wykładnicza i jej związek z formą algebraiczną

$$\underline{L} = M \cdot e^{j\varphi} = \sqrt{A^2 + B^2} \cdot e^{j\left(\arctg \frac{B}{A}\right)}. \quad (1.3.2)$$

W powyższych zależnościach:

A – część rzeczywista (real) liczby zespolonej \underline{L} , $A = \Re\{\underline{L}\}$

B – część urojona (imaginarius) liczby zespolonej \underline{L} , $B = \Im\{\underline{L}\}$

M – moduł liczby zespolonej \underline{L} ,

φ – argument (kąt) liczby zespolonej \underline{L} .

Zapis czasowy wielkości okresowej, np. sinusoidalnego napięcia o pulsacji ω

$$u(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi) = \sqrt{2}U \sin(\omega t + \varphi), \quad (1.3.3)$$

gdzie: U_m – amplituda przebiegu sinusoidalnego, tutaj napięcia,

U – wartość skuteczna przebiegu sinusoidalnego, tutaj napięcia,

ω – pulsacja przebiegu sinusoidalnego, równa $2\pi f$, f – częstotliwość,

φ – kąt przesunięcia fazowego w radianach, nie wstawiać w stopniach,

t – czas w sekundach.

W obwodach, zasilanych z jednego głównego źródła sinusoidalnego lub kilku niezależnych, ale o jednej pulsacji, można do analizy zastosować tzw. metodę symboliczną zapisu, zwaną także metodą fazorów. Zapis prądu lub napięcia jest w tej metodzie w postaci liczby zespolonej, np. wykładniczej, której moduł jest równy wartości skutecznej a argument równy kątowi przesunięcia fazowego w stosunku do przebiegu uznanego za odniesienie, np. z głównego źródła zasilającego. Zapisy impedancji czy admitancji w tej metodzie nie zmieniają się, bo nie są to zmienne zależne od czasu. Napięcie z zależności (1.3.3) będzie teraz np. tak zapisane:

$$\underline{U} = U \cdot e^{j\varphi}. \quad (1.3.4)$$

W zadaniu, aby obliczyć łączną impedancję szeregowego połączenia, należy najpierw przedstawić obie składowe, \underline{Z}_1 i \underline{Z}_2 w postaci algebraicznej

$$\underline{Z}_1 = [3,48 \cdot \cos(-0,826) + j3,48 \cdot \sin(-0,826)] \text{ k}\Omega = [2,36 - j2,56] \text{ k}\Omega, \quad (1.3.5)$$

$$\underline{Z}_2 = [1,33 \cdot \cos(0,153) + j1,33 \cdot \sin(0,153)] \text{ k}\Omega = [1,31 + j0,203] \text{ k}\Omega. \quad (1.3.6)$$

I teraz łączna impedancja szeregowego połączenia; przy nim korzysta się z postaci algebraicznych i sumuje oddzielnie części rzeczywiste i urojone

$$\begin{aligned} \underline{Z} = \underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 &= [(2,36 + 1,31) + j(-2,56 + 0,203)] \text{ k}\Omega = [3,67 - j2,36] \text{ k}\Omega = \\ &= \sqrt{3,67^2 + 2,36^2} \cdot e^{j\left(\arctg \frac{-2,36}{3,67}\right)} \text{ k}\Omega = 4,36 \cdot e^{-j0,571} \text{ k}\Omega. \end{aligned} \quad (1.3.7)$$

A teraz spadek napięcia \underline{U} na impedancji \underline{Z} , według prawa Ohma

$$\begin{aligned} \underline{U} = \underline{I} \cdot \underline{Z} &= 2,05 \cdot e^{j0,462} \text{ mA} \cdot 4,36 \cdot e^{-j0,571} \text{ k}\Omega = 8,94 \cdot e^{-j0,109} \text{ V} = \\ &= [8,94 \cdot \cos(-0,109) + j8,94 \cdot \sin(-0,109)] \text{ V} = (8,89 - j0,973) \text{ V} \end{aligned} \quad (1.3.8)$$

i zapis wartości chwilowych napięcia, jak w (1.3.3) za pomocą amplitudy, pulsacji i kąta przesunięcia fazowego

$$\begin{aligned} u(t) &= (8,94 \cdot \sqrt{2} \text{ V}) \cdot \sin(2\pi 50t - 0,109) = \\ &= 12,6 \cdot \sin(2\pi 50t - 0,109) \text{ V}. \end{aligned} \quad (1.3.9)$$

Na koniec inne formy zapisu prądu:

$$\underline{I} = [2,05 \cdot \cos(0,462) + j2,05 \cdot \sin(0,462)] \text{ mA} = (1,84 + j0,914) \text{ mA}, \quad (1.3.10)$$

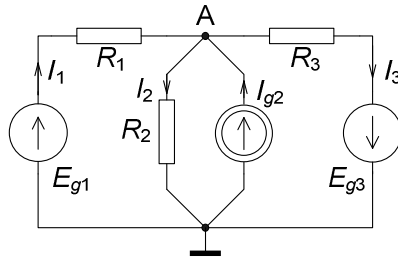
$$\begin{aligned} i(t) &= (2,05 \cdot \sqrt{2} \text{ mA}) \cdot \sin(2\pi 50t + 0,462) = \\ &= 2,90 \cdot \sin(2\pi 50t + 0,462) \text{ mA}. \end{aligned} \quad (1.3.11)$$

Odp. $\underline{Z}_1 = (2,36 - j2,56) \text{ k}\Omega$, $\underline{Z}_2 = (1,31 - j0,203) \text{ k}\Omega$,
 $\underline{I} = (1,84 + j0,914) \text{ mA}$, $i(t) = 2,90 \cdot \sin(2\pi 50t + 0,462) \text{ mA}$,
 $\underline{U} = 8,94 \cdot e^{-j0,571} \text{ V} = (8,89 - j0,973) \text{ V}$, $u(t) = 12,6 \cdot \sin(2\pi 50t - 0,109) \text{ V}$.

Zad. 1.4. Problematyka: obliczanie prądów w oczkach obwodu w oparciu o podstawowe prawa elektrotechniki; zastosowanie metod superpozycji i przekształcania źródeł.

Treść zadania

W układzie na rys. 1.4.1 wartości wielkości: $E_{g1} = 24,0 \text{ V}$, $I_{g2} = 10,0 \text{ mA}$, $E_{g3} = 16,0 \text{ V}$, $R_1 = 3,30 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1,80 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 1,00 \text{ k}\Omega$. Oblicz prądy w gałęziach i napięcie w punkcie A w stosunku do masy metodą superpozycji i metodą przekształcania źródeł napięciowych w prądowe i odwrotnie. Metoda zapisu układu równań oczkowych i węzłowych a następnie jego rozwiązanie jest lansowana w szkołach średnich i w programach komputerowych; tutaj chodzi o przećwiczenie innych metod, bardziej intuicyjnych i potencjalnie o mniejszym prawdopodobieństwie popełnienia błędu w trakcie stosowania.

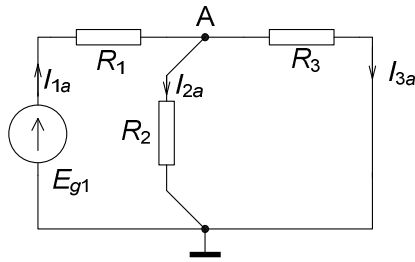


Rys. 1.4.1. Obwód do zad. 1.4.

Rozwiązanie A metodą superpozycji

Założenie: sieć składa się z liniowych elementów. Można w takim przypadku sumować wyniki oddziaływań poszczególnych źródeł. Na danym etapie analizuje się wpływ tylko jednego źródła, pozostałe siły elektromotoryczne zwiera się a idealne źródła prądowe – rozwiera.

Etap a): pozostaje tylko źródło E_{g1} , zamiast E_{g3} wstawiona zwora a w miejsce I_{g2} przerwa. Schemat tego obwodu jest pokazany na rys. 1.4.2. W oznaczeniach prądów i napięć dodano indeks **a** (od oznaczenia etapu rozwiązania).


 Rys. 1.4.2. Obwód z rys. 1.4.1, po usunięciu źródeł E_{g3} i I_{g2} , do etapu a) superpozycji.

$$I_{1a} = \frac{E_{g1}}{R_1 + (R_2 \parallel R_3)} = \frac{24,0 \text{ V}}{[3,30 + (1,80 \parallel 1,00)] \text{ k}\Omega} = \frac{24,0 \text{ mA}}{3,30 + 0,643} = 6,09 \text{ mA}, \quad (1.4.1)$$

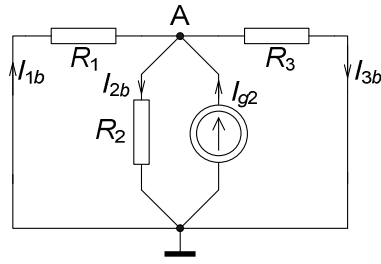
$$U_{Aa} = I_{1a} \cdot (R_2 \parallel R_3) = 6,09 \text{ mA} \cdot 0,643 \text{ k}\Omega = 3,92 \text{ V}, \quad (1.4.2)$$

$$I_{2a} = \frac{U_{Aa}}{R_2} = \frac{3,92 \text{ V}}{1,80 \text{ k}\Omega} = 2,18 \text{ mA}, \quad (1.4.3)$$

$$I_{3a} = \frac{U_{Aa}}{R_3} = \frac{3,92 \text{ V}}{1,00 \text{ k}\Omega} = 3,92 \text{ mA}. \quad (1.4.4)$$

Czytelnik powinien samodzielnie sprawdzić sumy prądów w węźle A oraz spróbować obliczyć napięcie U_{Aa} w inny sposób, z podziału dzielnika napięciowego.

Etap b): pozostaje tylko źródło I_{g2} , zamiast E_{g1} i E_{g3} zwory. Schemat tego obwodu jest pokazany na rys. 1.4.3.


 Rys. 1.4.3. Obwód z rys. 1.4.1, po usunięciu źródeł E_{g1} i E_{g3} , do etapu b) superpozycji.

$$U_{Ab} = I_{g2} \cdot (R_1 \parallel R_2 \parallel R_3) = 10,0 \text{ mA} \cdot (3,30 \parallel 1,80 \parallel 1,00) \text{ k}\Omega = 10,0 \cdot 0,538 \text{ V} = 5,38 \text{ V} \quad (1.4.5)$$

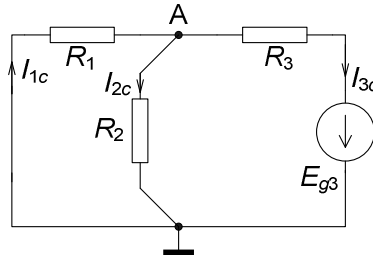
$$I_{1b} = -\frac{U_{Ab}}{R_1} = -\frac{5,38 \text{ V}}{3,30 \text{ k}\Omega} = -1,63 \text{ mA} \quad (1.4.6)$$

$$I_{2b} = \frac{U_{Ab}}{R_2} = \frac{5,38 \text{ V}}{1,80 \text{ k}\Omega} = 2,99 \text{ mA} \quad (1.4.7)$$

$$I_{3b} = \frac{U_{Ab}}{R_3} = \frac{5,38 \text{ V}}{1,00 \text{ k}\Omega} = 5,38 \text{ mA} \quad (1.4.8)$$

Czytelnik sam sprawdza sumę prądów w węźle A.

Etap c): pozostaje tylko źródło E_{g3} , zamiast E_{g1} zwora a zamiast I_{g2} przerwa. Schemat tego obwodu jest pokazany na rys. 1.4.4.


 Rys. 1.4.4. Obwód z rys. 1.4.1, po usunięciu źródeł E_{g1} i I_{g2} , do etapu c) superpozycji.

$$I_{3c} = \frac{E_{g3}}{R_3 + (R_1 \parallel R_2)} = \frac{16,0 \text{ V}}{[1,00 + (3,30 \parallel 1,80)] \text{ k}\Omega} = \frac{16,0 \text{ mA}}{(1,00 + 1,16)} = 7,41 \text{ mA} \quad (1.4.9)$$

$$U_{Ac} = -I_{3c} \cdot (R_1 \parallel R_2) = -7,41 \text{ mA} \cdot 1,16 \text{ k}\Omega = -8,60 \text{ V} \quad (1.4.10)$$

$$I_{1c} = -\frac{U_{Ac}}{R_1} = -\frac{-8,60 \text{ V}}{3,30 \text{ k}\Omega} = 2,61 \text{ mA} \quad (1.4.11)$$

$$I_{2c} = \frac{U_{Ac}}{R_2} = \frac{-8,60 \text{ V}}{1,80 \text{ k}\Omega} = -4,78 \text{ mA} \quad (1.4.12)$$

I ostatni raz Czytelnik sprawdza poprawność obliczeń przez zsumowanie prądów w węźle A oraz ćwiczy zastosowanie innej metody obliczenia; zaczyna od wyznaczenia napięcia U_{Ac} z podziału dzielnika napięciowego.

Etap ostatni: sumowanie składników prądów w gałęziach:

$$I_1 = I_{1a} + I_{1b} + I_{1c} = (6,09 - 1,63 + 2,61) \text{ mA} = 7,07 \text{ mA} , \quad (1.4.13)$$

$$I_2 = I_{2a} + I_{2b} + I_{2c} = (2,18 + 2,99 - 4,78) \text{ mA} = 0,39 \text{ mA} , \quad (1.4.14)$$

$$I_3 = I_{3a} + I_{3b} + I_{3c} = (3,92 + 5,38 + 7,41) \text{ mA} = 16,7 \text{ mA} , \quad (1.4.15)$$

$$\text{i np. } U_A = I_2 \cdot R_2 = 0,39 \text{ mA} \cdot 1,80 \text{ k}\Omega = 0,70 \text{ V} . \quad (1.4.16)$$

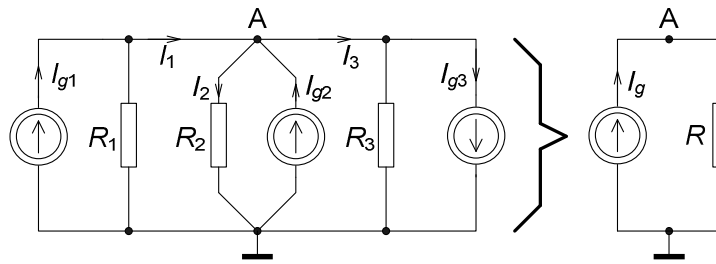
Można dodatkowo sprawdzić poprawność obliczeń, sumując prądy w węźle A, według rys. 1.4.1 oraz sumując składniki napięcia U_A i porównując z wynikiem z (1.4.16):

$$I_1 + I_{g2} - I_2 - I_3 = (7,07 + 10,0 - 0,39 - 16,7) \text{ mA} = -0,02 \text{ mA} , \quad (1.4.17)$$

$$U_A = U_{Aa} + U_{Ab} + U_{Ac} = (3,92 + 5,38 - 8,60) \text{ V} = 0,70 \text{ V} . \quad (1.4.18)$$

Wyniki obliczeń prądu I_2 i napięcia U_A mają tylko po dwie cyfry znaczące, co jest uzasadnione położeniem najmniej znaczących cyfr ich składników. Wyniki końcowego sprawdzenia, w zależnościach (1.4.17) i (1.4.18) potwierdzają prawidłowość obliczeń. Niewielkie odstępstwo od zera bilansu prądów w (1.4.17) jest na poziomie rozdzielczości obliczeń prądów i wynika najprawdopodobniej z zaokrągleń poszczególnych wyników.

Rozwiązanie B metodą przekształcania źródeł



Rys. 1.4.5. Obwód z rys. 1.4.1, po przekształceniu źródeł E_{g1} i E_{g3} na źródła prądowe.

W tej metodzie kluczowe jest obliczenie napięcie punktu A; z tej wartości można łatwo obliczyć prądy wszystkich gałęzi. W tym celu należy zastąpić źródła napięciowe E_{g1} i E_{g2} źródłami prądowymi. Jest to pokazane na rys. 1.4.5, a zależności:

$$\begin{aligned} I_g &= I_{g1} + I_{g2} - I_{g3} = \frac{E_{g1}}{R_1} + I_{g2} - \frac{E_{g3}}{R_3} = \\ &= \left(\frac{24,0}{3,30} + 10,0 - \frac{16,0}{1,00} \right) \text{ mA} = 1,27 \text{ mA} , \end{aligned} \quad (1.4.19)$$

$$R = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 = (3,30 \parallel 1,80 \parallel 1,00) \text{ k}\Omega = 0,538 \text{ k}\Omega , \quad (1.4.20)$$

$$U_A = I_g \cdot R = 1,27 \text{ mA} \cdot 0,538 \text{ k}\Omega = 0,683 \text{ V}, \quad (1.4.21)$$

Teraz należy wrócić do podstawowego układu, z rys. 1.4.1:

$$I_1 = \frac{E_{g1} - U_A}{R_1} = \frac{24 - 0,683}{3,30} \text{ mA} = 7,07 \text{ mA}, \quad (1.4.22)$$

$$I_2 = \frac{U_A}{R_2} = \frac{0,683 \text{ V}}{1,80 \text{ k}\Omega} = 0,379 \text{ mA}, \quad (1.4.23)$$

$$I_3 = \frac{E_{g3} + U_A}{R_3} = \frac{16 + 0,683}{1,00} \text{ mA} = 16,7 \text{ mA}. \quad (1.4.24)$$

I to już koniec niezbędnych obliczeń, jeszcze sprawdzenie sumy prądów:

$$I_1 + I_{g2} - I_2 - I_3 = (7,07 + 10,0 - 0,379 - 16,7) \text{ mA} \approx -0,01 \text{ mA}. \quad (1.4.25)$$

Komentarz. Druga z zastosowanych metod jest znacznie prostsza, szybko daje wynik przy tak nieskomplikowanych obwodach, jak ten w zadaniu i wprowadza przez to mniejsze niedokładności zaokrągleń; wskazuje na to porównanie (1.4.17) i (1.4.25).

Odp. $I_1 = 7,07 \text{ mA}$, $I_2 = 0,379 \text{ mA}$, $I_3 = 16,7 \text{ mA}$, $U_A = 0,683 \text{ V}$.

2. PRZYRZĄDY PÓLPRZEWODNIKOWE BEZ ZŁĄCZA

Zad. 2.1. Problematyka: warystor, nieliniowa charakterystyka potęgowa.

Treść zadania

Pewien warystor ma charakterystykę napięciowo-prądową opisaną zależnością $|I|=D|U/1V|^n$, gdzie wykładnik $n = 4,86$. Jaki musi być stosunek napięć w dwóch punktach charakterystyki, aby stosunek prądów w tych punktach wynosił $I_2/I_1 = 20,0$?

Rozwiązanie

Dla uproszczenia zapisu można pominąć w zależnościach znaki modułu i liczyć dla napięć dodatnich. Wynik będzie oczywiście także słuszny dla ujemnych. Podzielenie stronami zapisów zależności dla dwóch punktów charakterystyki jest w tym przypadku najszybszą drogą do rozwiązania :

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{D\left(\frac{U_2}{1V}\right)^n}{D\left(\frac{U_1}{1V}\right)^n} = \left(\frac{U_2}{U_1}\right)^n, \quad \text{czyli} \quad \frac{U_2}{U_1} = \left(\frac{I_2}{I_1}\right)^{\frac{1}{n}}. \quad (2.1.1)$$

Jeżeli rozwiązujący zadanie ma dobry kalkulator i umie go wykorzystać, to przeliczenie jest proste:

$$\frac{U_2}{U_1} = (20)^{\frac{1}{4,86}} = 20^{0,206} = 1,85. \quad (2.1.2)$$

W przypadku gorszego sprzętu lub słabszych umiejętności można to zrobić tak:

$$\log \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{n} \log \frac{I_2}{I_1} = \frac{1}{4,86} \log(20) = \frac{1,30}{4,86} = 0,268, \quad (2.1.3)$$

$$\frac{U_2}{U_1} = 10^{\log \frac{U_2}{U_1}} = 10^{0,268} = 1,85. \quad (2.1.4)$$

Komentarz. Wynik w obu przypadkach jest taki sam, co świadczy o precyzji obliczeń. Znamienna własność warystora, zauważalna po tym przeliczeniu; stosunkowo niewielkie zmiany napięcia przekładają się na znacznie większe zmiany prądu, tutaj przeszło 10 razy większe! Bardzo istotna uwaga; taki stosunek napięć nie zależy od zakresu charakterystyki, w którym zdefiniowano wykorzystane do obliczeń dwa punkty, dopóki obowiązuje podana w treści zależność. Przy małych napięciach rzędu kilku woltów mogą zmienić się parametry w zależności a także przy dużych prądach, wskutek sporej ilości ciepła wydzielającego się w objętości elementu.

Odp. $U_2/U_1 = 1,85$.

Zad. 2.2. Problematyka: charakterystyka warystora, dane katalogowe i ich tolerancja.

Treść zadania

Pewien typ warystora ma według katalogu: graniczną moc $P_M = 5,0$ W w temperaturze otoczenia $\vartheta_a \leq 25^\circ\text{C}$, przy stałym napięciu na nim $U_1 = 100$ V płynnie przez niego prąd stały $I_1 = (1,0 \pm 0,3)$ mA, wykładnik w opisie charakterystyki potęgowej $n = 5,5 \pm 0,7$. Oblicz graniczne stałe napięcie nieniszczące żadnego z zakupionych egzemplarzy warystora przy temperaturze $\vartheta_a \leq 25^\circ\text{C}$.

Rozwiązanie

Zgodnie z treścią należy brać pod uwagę najgorszy z możliwych przypadków, tj. taki egzemplarz warystora, w którym pod wpływem danego napięcia popłynie największy prąd. Symetryczną charakterystykę warystora w zakresie dodatnich napięć opisuje zależność, w której wartość krytyczną stałej D o wymiarze [A] można wyznaczyć z danych katalogowych, podstawiając górną granicę prądu i górną granicę wykładnika:

$$I = D \cdot \left(\frac{U}{1 \text{ V}} \right)^n, \quad D = I_1 \left(\frac{U_1}{1 \text{ V}} \right)^{-n}. \quad (2.2.1)$$

Moc jest oczywiście iloczynem napięcia na warystorze i prądu w nim, a w zapisie należy podstawić zależność analityczną na stałą D zgodnie z (2.2.1):

$$P = U \cdot I = D \frac{U^{n+1}}{(1 \text{ V})^n} = I_1 \frac{U^{n+1}}{U_1^n} = I_1 U_1 \left(\frac{U}{U_1} \right)^{n+1}, \quad (2.2.2)$$

$$\text{skąd} \quad U = U_1 \left(\frac{P_M}{U_1 I_1} \right)^{\frac{1}{n+1}}, \quad (2.2.3)$$

$$\text{a minimum dla } I_{1\max} \text{ i } n_{\max}: \quad U \leq 100 \left(\frac{5}{100 \cdot 1,3 \cdot 10^{-3}} \right)^{\frac{1}{6,2+1}} \text{ V} = 166 \text{ V}. \quad (2.2.4)$$

Na koniec jeszcze obliczenie krytycznej wartości stałej D :

$$D = I_{1\max} \left(\frac{U_1}{1 \text{ V}} \right)^{-n_{\max}} = 1,3 \cdot 10^{-3} (100)^{-6,2} \text{ A} = 5,18 \cdot 10^{-16} \text{ A}. \quad (2.2.5)$$

Odp. W najgorszym przypadku $U_{\max} = 166$ V a krytyczna wartość stałej $D = 5,18 \cdot 10^{-16}$ A.

Zad. 2.3. Problematyka: nieliniowa charakterystyka fotorezystora.

Treść zadania

Fotorezystor półprzewodnikowy ma rezystancję $R_1 = 51,3 \text{ k}\Omega$ przy oświetleniu strumieniem świetlnym o natężeniu $E_1 = 50 \text{ lx}$ oraz ma $R_2 = 7,66 \text{ k}\Omega$ przy $E_2 = 200 \text{ lx}$. Przyjmij wartość natężenia strumienia odniesienia, stałą $E_0 = 10 \text{ lx}$. Oblicz stałe R_0 i γ w zależności opisującej potęgową część charakterystyki tego fotorezystora.

Rozwiązanie

Zależność opisująca zmiany rezystancji R fotorezystora ze zmianami natężenia strumienia świetlnego E , w zakresie potęgowym ma postać:

$$R = R_0 \left(\frac{E_0}{E} \right)^\gamma \quad (2.3.1)$$

gdzie R_0 to tzw. rezystancja odniesienia przy natężeniu strumienia odniesienia E_0 .

Rozwiązanie zadania sprowadza się do znalezienia dwóch niewiadomych z układu dwóch równań; najlepiej zacząć od podzielenia ich przez siebie stronami:

$$R_1 = R_0 \left(\frac{E_0}{E_1} \right)^\gamma, \quad R_2 = R_0 \left(\frac{E_0}{E_2} \right)^\gamma, \quad (2.3.2)$$

$$\frac{R_1}{R_2} = \left(\frac{E_2}{E_1} \right)^\gamma \rightarrow \ln \frac{R_1}{R_2} = \gamma \ln \frac{E_2}{E_1} \quad (2.3.3)$$

i wykładnik

$$\gamma = \frac{\ln \frac{R_1}{R_2}}{\ln \frac{E_2}{E_1}} = \frac{\ln \frac{51,3}{7,66}}{\ln \frac{200}{50}} = \frac{1,90}{1,39} = 1,37. \quad (2.3.4)$$

W przypadku zastosowania dobrego kalkulatora to obliczenie jest prostsze:

$$\gamma = \log_{\frac{E_2}{E_1}} \left(\frac{R_1}{R_2} \right) = \log_{\frac{200}{50}} \left(\frac{51,3}{7,66} \right) = \log_4 6,70 = 1,37. \quad (2.3.5)$$

Teraz należy skorzystać z jednego z równań w zal. (2.3.2), np. z pierwszego po przekształceniu:

$$R_0 = R_1 \left(\frac{E_0}{E_1} \right)^{-\gamma} = R_1 \left(\frac{E_1}{E_0} \right)^\gamma = 51,3 \left(\frac{50}{10} \right)^{1,37} \text{ k}\Omega = 465 \text{ k}\Omega. \quad (2.3.6)$$

Odp. Wykładnik $\gamma = 1,37$ a rezystancja odniesienia $R_0 = 465 \text{ k}\Omega$.

Zad. 2.4. Problematyka: nieliniowa charakterystyka termistora.**Treść zadania**

Termistor półprzewodnikowy NTC o rezystancji odniesienia $R_o = 1,76 \text{ k}\Omega$ w temperaturze odniesienia $T_o = 300 \text{ K}$ ma stałą $B = 1,9 \cdot 10^3 \text{ deg}$ w opisie matematycznym jego nieliniowej charakterystyki $R_T = f(T)$. Oblicz temperaturowy współczynnik rezystancji TWR w [%/deg] tego termistora w pobliżu temperatury odniesienia T_o . Oblicz zmianę rezystancji termistora ΔR przy zmianie temperatury o $\Delta T_1 = \pm 1 \text{ deg}$ i o $\Delta T_2 = \pm 10 \text{ deg}$ na podstawie: **a)** liniowej zależności z TWR , jak dla metali $R_T = R_o(1 + TWR \cdot \Delta T)$, **b)** nieliniowej zależności definicyjnej (2.4.1), ze stałą B .

Rozwiązanie

Podstawowa zależność na zmiany rezystancji dla termistora NTC ma postać:

$$R_T = R_o \cdot e^{\left[B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_o} \right) \right]} \quad (2.4.1)$$

Temperaturowy współczynnik rezystancji jest zdefiniowany przez pochodną rezystancji po temperaturze:

$$TWR_{[\% / \text{deg}]} \equiv \frac{1}{R_T} \cdot \frac{dR_T}{dT} \cdot 100\% = -\frac{B}{T^2} \cdot 100\% \quad (2.4.2)$$

Jak wynika z ostatniej zależności, TWR przy każdej temperaturze ma inną wartość:

$$TWR|_{300 \text{ K}} = -\frac{1,9 \cdot 10^3 \text{ deg}}{(300 \text{ K})^2} \cdot 100\% = -2,11 \frac{\%}{\text{deg}} \quad (2.4.3)$$

Do obliczenia są zmiany rezystancji, czyli przy zależności liniowej będzie to:

$$\mathbf{a)} \quad \Delta R_{a\pm} = R_{Ta\pm} - R_o = R_o \cdot \frac{TWR_{[\% / \text{deg}]}}{100\%} \cdot \Delta T, \quad (2.4.4)$$

$$\Delta R_{a1\pm} = 1,76 \text{ k}\Omega \left(-0,0211 \frac{1}{\text{deg}} \right) (\pm 1 \text{ deg}) = \mp 37,1 \Omega, \quad (2.4.5)$$

$$\Delta R_{a2\pm} = 1,76 \text{ k}\Omega \left(-0,0211 \frac{1}{\text{deg}} \right) (\pm 10 \text{ deg}) = \mp 371 \Omega, \quad (2.4.6)$$

Teraz zmiana rezystancji z zależności definicyjnej, wykładniczej:

$$\mathbf{b)} \quad \Delta R_{b\pm} = R_{Tb\pm} - R_o = R_o \left\{ \exp \left[B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_o} \right) \right] - 1 \right\}, \quad (2.4.7)$$

$$\begin{aligned} \Delta R_{b1-} &= 1,76 \text{ k}\Omega \left\{ \exp \left[1,9 \cdot 10^3 \text{ deg} \left(\frac{1}{301 \text{ K}} - \frac{1}{300 \text{ K}} \right) \right] - 1 \right\} = \\ &= 1,76 \text{ k}\Omega \{0,9792 - 1\} = -36,6 \Omega, \end{aligned} \quad (2.4.8)$$

$$\begin{aligned} \Delta R_{b1+} &= 1,76 \text{ k}\Omega \left\{ \exp \left[1,9 \cdot 10^3 \operatorname{deg} \left(\frac{1}{299 \text{ K}} - \frac{1}{300 \text{ K}} \right) \right] - 1 \right\} = & (2.4.9) \\ &= 1,76 \text{ k}\Omega \{1,0214 - 1\} = +37,7 \Omega, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta R_{b2-} &= 1,76 \text{ k}\Omega \left\{ \exp \left[1,9 \cdot 10^3 \operatorname{deg} \left(\frac{1}{310 \text{ K}} - \frac{1}{300 \text{ K}} \right) \right] - 1 \right\} = & (2.4.10) \\ &= 1,76 \text{ k}\Omega \{0,8152 - 1\} = -325 \Omega, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta R_{b2+} &= 1,76 \text{ k}\Omega \left\{ \exp \left[1,9 \cdot 10^3 \operatorname{deg} \left(\frac{1}{290 \text{ K}} - \frac{1}{300 \text{ K}} \right) \right] - 1 \right\} = & (2.4.11) \\ &= 1,76 \text{ k}\Omega \{1,2441 - 1\} = +430 \Omega. \end{aligned}$$

Odp. a) $\Delta R_{a1} = - (\pm 37,1 \Omega)$, $\Delta R_{a2} = - (\pm 371 \Omega)$,

b) $\Delta R_{b1-} = - 36,6 \Omega$, $\Delta R_{b1+} = + 37,7 \Omega$, $\Delta R_{b2-} = - 325 \Omega$, $\Delta R_{b2+} = + 430 \Omega$.

3. CIEPŁO W PRZYRZĄDACH PÓŁPRZEWODNIKOWYCH

Zad. 3.1. Problematyka: temperatura otoczenia a graniczna moc w diodzie, rezystancja termiczna przyrządu półprzewodnikowego.

Treść zadania

Dioda stabilizacyjna (tzw. Zenera) ma graniczną moc $P_{DM} \equiv P_{Dmm} = 0,40 \text{ W}$ przy temperaturze otoczenia (indeks a) $\vartheta_{a\max} \leq 25^\circ\text{C}$ oraz maksymalną temperaturę złącza (indeks j) $\vartheta_{j\max} = 155^\circ\text{C}$. Oblicz jej rezystancję termiczną złącze-otoczenie. Oblicz, przy jakiej temperaturze otoczenia, w $[\text{C}]$, można tę diodę obciążyć mocą $0,30\text{W}$.

Rozwiązanie

Rezystancja termiczna R_{th} jest stosunkiem różnicy temperatur (tutaj między złączem i otoczeniem j - a) do mocy wydzielającej się w przyrządzie (tutaj w złączu), która wywołuje tę różnicę temperatur. Definiuje się tę rezystancję np. z granicznych wartości; gdy temperatura złącza ϑ_j i moc P_D osiągają nieprzekraczalne wartości (największa moc z możliwych czyli maksimum maksimum – indeks mm lub M):

$$R_{th\ j-a} = \frac{\vartheta_{j\max} - 25^\circ\text{C}}{P_{DM}} = \frac{(155 - 25) \text{ deg}}{0,4 \text{ W}} = 325 \frac{\text{deg}}{\text{W}}. \quad (3.1.1)$$

$$\text{Przy innej } \vartheta_a \text{ moc} \quad P_{Dm}(\vartheta_a) = P_{DM} \frac{\vartheta_{j\max} - \vartheta_a}{\vartheta_{j\max} - 25^\circ\text{C}}, \quad (3.1.2)$$

$$\begin{aligned} \vartheta_a &= \vartheta_{j\max} - \frac{P_{Dm}(\vartheta_a)}{P_{DM}} (\vartheta_{j\max} - 25^\circ\text{C}) = \\ &= \left[155 - \frac{0,30}{0,40} (155 - 25) \right]^\circ\text{C} = 57,5^\circ\text{C} \end{aligned} \quad (3.1.3)$$

$$\text{lub inaczej} \quad P_{Dm}(\vartheta_a) = \frac{\vartheta_{j\max} - \vartheta_a}{R_{th\ j-a}}, \quad (3.1.4)$$

$$\vartheta_a = \vartheta_{j\max} - P_{Dm}(\vartheta_a) \cdot R_{th\ j-a} = (155 - 0,30 \cdot 325)^\circ\text{C} = 57,5^\circ\text{C}. \quad (3.1.5)$$

Odp. $R_{th\ j-a} = 325 \text{ deg/W}$, $\vartheta_a = 57,5^\circ\text{C}$.

Zad. 3.2. Problematyka: rezystancja termiczna przyrządów półprzewodnikowych, ograniczenie mocy i prądu w przyrządzie przez temperaturę otoczenia.

Treść zadania

Dioda stabilizacyjna o znamionowym napięciu przebicia wstecznego $U_{RZn} = 12,0 \text{ V}$ i dopuszczalnej mocy granicznej $P_{DM} \equiv P_{Dm}(\vartheta_a = 25^\circ\text{C}) = 1,00 \text{ W}$ ma dopuszczalną temperaturę złącza $\vartheta_{j\max} = 180^\circ\text{C}$.

a) Oblicz P_{Dm} tej diody przy temperaturze otoczenia $\vartheta_{a\max} = 80^\circ\text{C}$.

- b) Oblicz dopuszczalne prądy wsteczne I_{RZmax} przy $\vartheta_{amax1} = 25^\circ\text{C}$ i $\vartheta_{amax2} = 80^\circ\text{C}$.
 c) Oblicz rezystancję termiczną złącze-otoczenie $R_{th\ j-a}$ tej diody.

Rozwiązanie

$$a) \quad P_{Dm}(\vartheta_{amax}) = P_{DM} \frac{\vartheta_{jmax} - \vartheta_{amax}}{\vartheta_{jmax} - 25^\circ\text{C}} = 1,00 \frac{180 - 80}{180 - 25} \text{ W} = 0,645 \text{ W} , \quad (3.2.1)$$

$$b) \quad I_{RZmax} = \frac{P_{Dm}}{U_{RZn}} , \quad \text{a dla } \vartheta_{amax1} = 25^\circ\text{C} \text{ moc } P_{Dm} = P_{DM} , \quad (3.2.2)$$

$$I_{RZmax1} = \frac{P_{DM}}{U_{RZn}} = \frac{1,00 \text{ W}}{12,0 \text{ V}} = 83,3 \text{ mA} , \quad (3.2.3)$$

$$\text{a teraz z pkt. a) } I_{RZmax2} = \frac{P_{Dm}(80^\circ\text{C})}{U_{RZn}} = \frac{0,645 \text{ W}}{12,0 \text{ V}} = 53,8 \text{ mA} , \quad (3.2.4)$$

$$c) \quad R_{th\ j-a} = \frac{\Delta\vartheta}{\Delta P} = \frac{\vartheta_{jmax} - 25^\circ\text{C}}{P_{DM}} = \frac{(180 - 25) \text{ deg}}{1,00 \text{ W}} = 155 \frac{\text{deg}}{\text{W}} . \quad (3.2.5)$$

Odp. $P_{Dm}(\vartheta_a = 80^\circ\text{C}) = 0,645 \text{ W}$, $I_{RZmax1} = 83,3 \text{ mA}$, $I_{RZmax2} = 53,8 \text{ mA}$,
 $R_{th\ j-a} = 155 \text{ deg/W}$.

Zad. 3.3. Problematyka: temperatura otoczenia a graniczna moc w diodzie, rezystancja termiczna przyrządu półprzewodnikowego.

Treść zadania

Jaką minimalną wartość musi mieć graniczna moc P_{DM} diody stabilizacyjnej o znamionowym napięciu przebicia $U_{RZ} = 8,2 \text{ V}$, którą trzeba obciążyć w zakresie stabilizacji prądem do $I_{RZmax} = 50 \text{ mA}$ przy temperaturze otoczenia do $\vartheta_{amax} = + 80^\circ\text{C}$? Przyjmij maksymalną temperaturę złącza tej diody $\vartheta_{jmax} = + 150^\circ\text{C}$.

Rozwiązanie

Do znanej zależności na dopuszczalną moc w diodzie przy danej temperaturze otoczenia podstawia się tę moc wyrażoną jako iloczyn napięcia i prądu:

$$P_{Dm}(\vartheta_a) = P_{DM} \frac{\vartheta_{jmax} - \vartheta_a}{\vartheta_{jmax} - 25^\circ\text{C}} \quad \text{oraz} \quad P_{Dm}(\vartheta_a) = U_{RZ} I_{RZmax} . \quad (3.3.1)$$

Po przekształceniu

$$P_{DM} = U_{RZ} I_{RZmax} \frac{\vartheta_{jmax} - 25^\circ\text{C}}{\vartheta_{jmax} - \vartheta_a} \geq 8,2 \cdot 50 \frac{150 - 25}{150 - 80} \text{ mW} = 732 \text{ mW} \quad (3.3.2)$$

Odp. $P_{DM} \geq 0,732 \text{ W}$.

Zad. 3.4. Problematyka: temperatura otoczenia a graniczna moc w tranzystorze, rezystancja termiczna przyrządu półprzewodnikowego i elementu rozpraszającego ciepło – radiatora.

Treść zadania

Tranzystor bipolarny ma podaną w katalogu graniczną temperaturę złącza $\vartheta_{j\max} \leq 150^\circ\text{C}$ oraz przy pracy bez radiatora graniczną moc $P_{\text{tot1}} \leq 2,0\text{ W}$ gdy temperatura otoczenia $\vartheta_a \leq 25^\circ\text{C}$ i $P_{\text{tot2}} \leq 10,0\text{ W}$ gdy temperatura jego obudowy $\vartheta_c \leq 25^\circ\text{C}$. Oblicz radiator (tj. rezystancję termiczną radiator-otoczenie), aby tranzystor z nim mógł wytrzymać moc $P_{\max} = 4,0\text{ W}$ przy temperaturze otoczenia $\vartheta_{a\max} = 70^\circ\text{C}$. Załóż, że podkładka izolacyjna pomiędzy obudową tranzystora i radiatorem, ze smarem silikonowym dla polepszenia kontaktu cieplnego, może mieć rezystancję termiczną $R_{\text{th } c-r} \leq 1,5\text{ deg/W}$, oraz że cały strumień ciepła z obudowy tranzystora płynie do otoczenia przez radiator. Pomiń odprowadzanie ciepła przez nóżki tranzystora oraz przyjmij niezależność rezystancji termicznych od temperatury.

Rozwiązanie

Z pierwszej podanej w zadaniu wartości mocy można obliczyć rezystancję termiczną złącze-otoczenie tranzystora pracującego bez radiatora

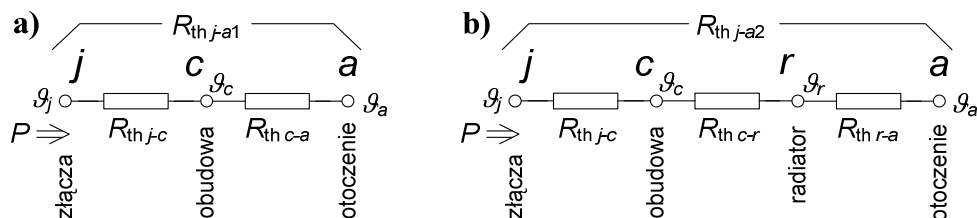
$$R_{\text{th } j-a1} = \frac{\vartheta_{j\max} - \vartheta_{a\max}}{P_{\text{tot1}}} = \frac{150 - 25}{2} \frac{\text{deg}}{\text{W}} = 62,5 \frac{\text{deg}}{\text{W}}, \quad (3.4.1)$$

która jest sumą rezystancji termicznych (rys. 3.4.1): stałej złącze-obudowa $R_{\text{th } j-c}$ i zależnej od sposobu odprowadzania ciepła obudowa-otoczenie $R_{\text{th } c-a}$. Z drugiej wartości mocy można obliczyć rezystancję termiczną złącze-obudowa samego tranzystora, której nie można zmienić

$$R_{\text{th } j-c} = \frac{\vartheta_{j\max} - \vartheta_{c\max}}{P_{\text{tot2}}} = \frac{150 - 25}{10} \frac{\text{deg}}{\text{W}} = 12,5 \frac{\text{deg}}{\text{W}}. \quad (3.4.2)$$

Można obliczyć rezystancję termiczną obudowa-otoczenie samego tranzystora. Nie jest ona potrzebna do rozwiązania zadania, ale da pojęcie o rzędzie wartości tej wielkości przy podanych granicznych mocach wydzielanych w tranzystorze:

$$R_{\text{th } c-a} = R_{\text{th } j-a1} - R_{\text{th } j-c} = (62,5 - 12,5) \frac{\text{deg}}{\text{W}} = 50,0 \frac{\text{deg}}{\text{W}}. \quad (3.4.3)$$



Rys. 3.4.1. Uproszczone schematy toru odprowadzania ciepła, z oznaczeniem rezystancji termicznych: a) z tranzystora bez radiatora, b) z tranzystora przymocowanego do radiatora przez podkładkę izolacyjną.

Po zamocowaniu tranzystora do radiatora (elementu ułatwiającego odprowadzenie ciepła), z podkładką izolującą elektrycznie obudowę tranzystora i radiator,

w łańcuchu rezystancji termicznych z rys. 3.4.1 pojawią się dwa nowe składniki; $R_{th\ c-r}$ podkładki czyli obudowa-radiator i $R_{th\ r-a}$ radiator-otoczenie, a zgodnie z tekstem zadania praktycznie znika $R_{th\ c-a}$ tranzystora. Maksymalną całkowitą rezystancję termiczną definiują w tym przypadku podane w zadaniu warunki pracy tranzystora; maksymalna tracona w nim moc oraz maksymalna temperatura otoczenia:

$$R_{th\ j-a2} = \frac{\vartheta_{j\max} - \vartheta_{a\max}}{P_{\max}} \leq \frac{150 - 70}{4} \frac{\text{deg}}{\text{W}} = 20,0 \frac{\text{deg}}{\text{W}} . \quad (3.4.4)$$

Znane są dwa składniki tej rezystancji, a więc można obliczyć trzeci, co kończy rozwiązanie zadania:

$$\begin{aligned} R_{th\ r-a} &= R_{th\ j-a2} - R_{th\ j-c} - R_{th\ c-r} = \\ &\leq (20 - 12,5 - 1,5) \frac{\text{deg}}{\text{W}} = 6,0 \frac{\text{deg}}{\text{W}} . \end{aligned} \quad (3.4.5)$$

Odp. $R_{th\ r-a} \leq 6,0 \text{ deg/W}$.

4. ZŁĄCZE PÓŁPRZEWODNIKOWE, DIODA

Zad. 4.1. Problematyka: zmiany temperaturowe prądu wstecznego złącza półprzewodnikowego, nieliniowa zależność wykładnicza.

Treść zadania

Uniwersalna dioda krzemowa ma prąd wsteczny $I_{R1} = 2,03 \text{ nA}$ w temperaturze otoczenia $\vartheta_{a1} = 17,2^\circ\text{C}$. Oblicz przy jakiej wartości temperatury otoczenia jej prąd wsteczny osiągnie wartość $I_{R2} = 5,00 \text{ nA}$?

Rozwiązanie

Należy założyć, że:

- oba prądy są zdefiniowane (badane) przy tym samym napięciu wstecznym U_R , np. rzędu kilku V; niezbyt małym, ale dalekim od napięcia przebicia,
- moc wydzielająca się w złączu przy tak małych prądach wstecznych jest do pominięcia i stąd temperatury złącza diody i otoczenia są jednakowe $\vartheta_j = \vartheta_a$,
- obowiązuje relacja: prąd wsteczny złącza podwaja się wskutek wzrostu jego temperatury o 10 deg.

Metoda pierwsza (przekształcenia są tak proste, że nie wymagają komentarza):

$$\frac{I_{R2}}{I_{R1}} = 2^{\frac{\vartheta_{j2} - \vartheta_{j1}}{10 \text{ deg}}} = 2^{\frac{\vartheta_{a2} - \vartheta_{a1}}{10 \text{ deg}}} \quad \rightarrow \quad \log \frac{I_{R2}}{I_{R1}} = \frac{\vartheta_{a2} - \vartheta_{a1}}{10 \text{ deg}} \cdot \log 2, \quad (4.1.1)$$

$$\text{oraz} \quad \frac{\vartheta_{a2} - \vartheta_{a1}}{10 \text{ deg}} = \frac{\log \frac{I_{R2}}{I_{R1}}}{\log 2}, \quad (4.1.2)$$

$$\begin{aligned} \vartheta_{a2} &= \vartheta_{a1} + 10 \text{ deg} \cdot \frac{\log \frac{I_{R2}}{I_{R1}}}{\log 2} = 17,2^\circ\text{C} + 10 \cdot \frac{\log \frac{5,00}{2,03}}{\log 2} \text{ }^\circ\text{C} = \\ &= \left(17,2 + 10 \cdot \frac{0,391}{0,301} \right) \text{ }^\circ\text{C} = (17,2 + 10 \cdot 1,30) \text{ }^\circ\text{C} = 30,2 \text{ }^\circ\text{C} \end{aligned} \quad (4.1.3)$$

Metoda druga, w której ta sama zależność prądu wstecznego od temperatury jest zapisana za pomocą funkcji eksponencjalnej:

$$\frac{I_{R2}}{I_{R1}} = \exp \left[0,069 \frac{1}{\text{deg}} \cdot (\vartheta_{j2} - \vartheta_{j1}) \right] = \exp \left[0,069 \frac{1}{\text{deg}} \cdot (\vartheta_{a2} - \vartheta_{a1}) \right], \quad (4.1.4)$$

$$\ln \frac{I_{R2}}{I_{R1}} = 0,069 \frac{1}{\text{deg}} \cdot (\vartheta_{a2} - \vartheta_{a1}), \quad (4.1.5)$$

$$\begin{aligned} \vartheta_{a2} &= \vartheta_{a1} + \frac{\ln \frac{I_{R2}}{I_{R1}}}{0,069} \text{ deg} = \left(17,2 + \frac{\ln \frac{5,00}{2,03}}{0,069} \right) \text{ } ^\circ\text{C} = \\ &= \left(17,2 + \frac{0,901}{0,069} \right) \text{ } ^\circ\text{C} = (17,2 + 13,1) \text{ } ^\circ\text{C} = 30,3 \text{ } ^\circ\text{C} \end{aligned} \quad (4.1.6)$$

Komentarz. Druga metoda wydaje się nieco prostsza. Mała różnica w wynikach ($0,1^\circ\text{C}$) jest spowodowana zaokrągleniem wartości $0,069$ współczynnika występującego w wykładniku w drugiej metodzie.

Odp. $\vartheta_{a2} = 30,2 \text{ } ^\circ\text{C}$.

Zad. 4.2. Problematyka: opis zależności eksponencjalną charakterystyki diody spolaryzowanej w kierunku przewodzenia, parametry wzoru Shockleya, uproszczenie wzoru.

Treść zadania

Badano charakterystykę zielonej diody LED małej mocy w kierunku przewodzenia. Wykorzystaj wyniki dla dwóch punktów, o niewielkich prądach (mała moc w złączu, bardzo słabe świecenie): $U_{F1} = 1,615 \text{ V}$ przy $I_{F1} = 9,73 \text{ } \mu\text{A}$ oraz $U_{F2} = 1,769 \text{ V}$ przy $I_{F2} = 312 \text{ } \mu\text{A}$. Temperatura otoczenia $\vartheta_a = 22,0^\circ\text{C}$. Pomiń moc wydzielającą się w złączu. Wyznacz parametry w uproszczonej wersji wzoru Shockleya. Sprawdź, czy było dopuszczalne stosowanie tej wersji przy tych wynikach badań.

Rozwiązanie

Wersja uproszczona zależności Shockleya może być zastosowana dla kierunku przewodzenia, gdy jest na tyle duży prąd, że można pominąć składnik -1 we wzorze a równocześnie na tyle mały, że szeregową rezystancję diody jeszcze nie ma wyraźnego wpływu. Będzie to sprawdzone po wykonaniu wymaganych w zadaniu obliczeń. Dodatkowo w przypadku diody LED nie może ona jeszcze zauważalnie świecić (co zasygnalizowano w treści zadania), bo inaczej charakterystyka odbiega od wykładniczej. Przy spełnieniu wymienionych warunków można stosować zależność

$$I_F = I_S \cdot \exp\left(\frac{U_F}{M\varphi_T}\right), \text{ gdzie } \varphi_T = \frac{kT}{q} = 25,9 \text{ mV przy } T = 300 \text{ K.} \quad (4.2.1)$$

Parametry do wyznaczenia to wsteczny prąd nasycenia I_S i współczynnik korekcyjny M , odróżniający proponowaną zależność od oryginalnego wzoru Shockleya. Pozostałe wielkości we wzorze to: k – stała Boltzmanna, q – ładunek elementarny, T – temperatura w skali bezwzględnej, φ_T – potencjał elektrotermiczny. Należy zapisać układ równań, a następnie podzielić te równania stronami:

$$I_{F2} = I_S \cdot \exp\left(\frac{U_{F2}}{M\varphi_T}\right) \quad \text{oraz} \quad I_{F1} = I_S \cdot \exp\left(\frac{U_{F1}}{M\varphi_T}\right), \quad (4.2.2)$$

$$\frac{I_{F2}}{I_{F1}} = \exp\left(\frac{U_{F2} - U_{F1}}{M\varphi_T}\right) \quad \rightarrow \quad \ln \frac{I_{F2}}{I_{F1}} = \frac{U_{F2} - U_{F1}}{M\varphi_T}, \quad (4.2.3)$$

$$M\varphi_T = \frac{U_{F2} - U_{F1}}{\ln \frac{I_{F2}}{I_{F1}}} = \frac{1,769 - 1,615}{\ln \frac{312}{9,73}} \text{ V} = \frac{0,154}{3,47} \text{ V} = 44,4 \text{ mV}, \quad (4.2.4)$$

$$T = \vartheta_a + 273 \text{ K} = 295 \text{ K}, \quad \varphi_T = 25,9 \text{ mV} \frac{295 \text{ K}}{300 \text{ K}} = 25,5 \text{ mV} \quad (4.2.5)$$

$$\text{i } M = \frac{M\varphi_T}{\varphi_T} = \frac{44,4}{25,5} = 1,74.$$

Podstawiono ten wynik do jednego z przekształconych równań w (4.2.2):

$$I_S = \frac{I_{F2}}{\exp \frac{U_{F2}}{M\varphi_T}} = \frac{312 \cdot 10^{-6} \text{ A}}{\exp \frac{1,769}{44,4 \cdot 10^{-3}}} = \frac{312 \cdot 10^{-6}}{2,01 \cdot 10^{17}} \text{ A} = 1,55 \cdot 10^{-21} \text{ A}. \quad (4.2.6)$$

Na koniec sprawdzenie, czy można było tak rozwiązać to zadanie. Najpierw oszacowanie poziomu wzrostu temperatury złącza od prądu przewodzenia. Przyjęto wartość rezystancji termicznej złącza diody – otoczenie $R_{thj-a} \leq 500 \text{ deg/W}$:

$$\Delta T_j = R_{thj-a} \cdot P_j =$$

$$= R_{thj-a} \cdot U_{F2} \cdot I_{F2} \leq 500 \cdot 1,769 \cdot 312 \cdot 10^{-6} \text{ deg} = 0,276 \text{ deg}. \quad (4.2.7)$$

Taka zmiana temperatury wywoła zmianę φ_T o około $24 \mu\text{V}$, a więc wyraźnie poniżej dokładności danych i obliczeń (zal. (4.2.4)), ale gorzej może być z prądem I_S , który wykładniczo zależy od temperatury; oszacowana zmiana według zależności z zad. 4.1 wynosi prawie 2% (sprawdzenie tego może być ćwiczeniem dla Czytelnika).

Przyjęcie wartości szeregowej rezystancji diody rzędu 1Ω daje z prądem I_{F2} około $0,3 \text{ mV}$ dodatkowego spadku napięcia. Jest to ponad 3 razy mniej od rozdzielczości pomiaru napięcia na diodzie, zatem może być pominięte. I wreszcie na koniec pozostało sprawdzenie, czy dopuszczalne było pominięcie składnika -1 we wzorze Shockleya. Błąd względny pominięcia tego składnika to w najgorszym przypadku:

$$\delta \approx \frac{1}{\exp \frac{U_{F1}}{M\varphi_T}} \cdot 100 \% = \frac{100 \%}{\exp \frac{1,615}{44,4 \cdot 10^{-3}}} =$$

$$= \frac{100}{\exp(36,4)} \% = 1,6 \cdot 10^{-14} \% , \quad (4.2.8)$$

a więc bardzo mało, co jest skutkiem dużej wartości wykładnika funkcji eksponencjalnej – dużego spadku napięcia w stosunku do $M\varphi_T$ na przewodzącej diodzie LED.

Funkcja wykładnicza z wyznaczonymi parametrami może posłużyć do opisu charakterystyki zbadanej diody między wymienionymi w treści punktami pomiarowymi, pod warunkiem jednak, że inne punkty pomiarowe na tym odcinku potwierdzą hipotezę o użyteczności takiego opisu. Do sprawdzenia tego może wykorzystać wykres wyników we współrzędnych półlogarytmicznych (napięcie liniowo, prąd logarytmicznie), na którym punkty ułożą się w odcinek prostej.

Odp. $I_S = 1,55 \cdot 10^{-21} \text{ A}$, $M = 1,74$

Zad. 4.3. Problematyka: wpływ temperatury na charakterystykę przewodzącej diody półprzewodnikowej.

Treść zadania

Spadek napięcia na krzemowej diodzie uniwersalnej spolaryzowanej w kierunku przewodzenia $U_{F1} = 516,3$ mV przy prądzie przewodzenia $I_{F1} = 100$ μ A i temperaturze otoczenia $\vartheta_{a1} = 20,6$ $^{\circ}$ C. W jakiej temperaturze ϑ_{a2} jest ta dioda, jeżeli $U_{F2} = 506,1$ mV przy $I_{F2} = 100$ μ A? Pomiń wpływ zmiany mocy traconej w diodzie.

Rozwiązanie

Ze względu na stosunkowo niewielki prąd przewodzenia należy przyjąć do obliczeń wartość temperaturowego współczynnika napięcia przewodzenia przy stałym prądzie przewodzenia :

$$\frac{\Delta U_F}{\Delta T} = \left. \frac{U_{F2} - U_{F1}}{\vartheta_{a2} - \vartheta_{a1}} \right|_{I_F = \text{const}} \approx -2,0 \frac{\text{mV}}{\text{deg}}. \quad (4.3.1)$$

Proste przekształcenie i podstawienie danych daje końcowy wynik liczbowy:

$$\begin{aligned} \vartheta_{a2} &= \vartheta_{a1} + \frac{U_{F2} - U_{F1}}{\frac{\Delta U_F}{\Delta T}} = 20,6 \text{ } ^{\circ}\text{C} + \frac{(506,1 - 516,3)\text{mV}}{-2,0 \frac{\text{mV}}{\text{deg}}} = \\ &= (20,6 + 5,1) \text{ } ^{\circ}\text{C} = 25,7 \text{ } ^{\circ}\text{C}. \end{aligned} \quad (4.3.2)$$

Odp. $\vartheta_{a2} = 25,7$ $^{\circ}$ C.

5. CZWÓRNIK LINIOWY

Zad. 5.1. Problematyka: wyznaczenie parametrów liniowego unilateralnego czwornika aktywnego na podstawie badań.

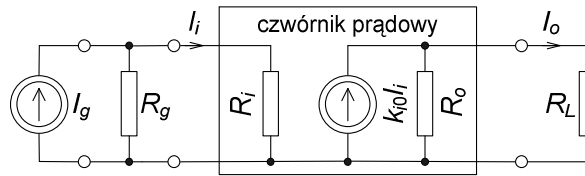
Treść zadania

Badano aktywny czwórnik w celu wyznaczenia wartości trzech elementów w jego liniowym i unilateralnym schemacie zastępczym (modelu). Czwórnik ma pasmo pracy od zera (dolna częstotliwość graniczna $f_d = 0$ Hz) i badania wykonano sygnałami stałoprądowymi. Mierzono efektywną transmitancję prądową k_{ief} czwornika przy różnych rezystancjach R_g źródła wejściowego prądu i różnych rezystancjach R_L obciążenia wyjścia czwornika. Ograniczono badania do niezbędnego minimum, uzasadnione założeniem o liniowości i unilateralności czwornika i oto wyniki:

$$\begin{aligned} k_{ief1} &= -52,2 \text{ A/A} & \text{dla } R_{g1} &= 20,0 \text{ k}\Omega & \text{oraz } R_{L1} &= 1,00 \text{ k}\Omega, \\ k_{ief2} &= -40,7 \text{ A/A} & \text{dla } R_{g2} &= 10,0 \text{ k}\Omega & \text{oraz } R_{L2} &= R_{L1} = 1,00 \text{ k}\Omega, \\ k_{ief3} &= -32,5 \text{ A/A} & \text{dla } R_{g3} &= R_{g2} = 10,0 \text{ k}\Omega & \text{oraz } R_{L3} &= 2,00 \text{ k}\Omega. \end{aligned}$$

Oblicz wartości parametrów k_{i0} , R_i , R_o w modelu czwornika.

Rozwiązanie



Rys. 5.1.1. Układ z czwornikiem prądowym do zadania 5.1.

Ogólna zależność na transmitancję prądową efektywną k_{ief} czwornika (rys. 5.1.1), o własnej transmitancji k_{i0} i rezystancjach wejściowej R_i i wyjściowej R_o , obciążonego na wyjściu rezystancją R_L i współpracującego z nieidealnym źródłem sygnału prądowego o rezystancji R_g to:

$$k_{ief} = \frac{I_o}{I_g} = \frac{I_i}{I_g} \cdot \frac{k_{i0} I_i}{I_i} \cdot \frac{I_o}{k_{i0} I_i} = \frac{R_g}{R_g + R_i} k_{i0} \frac{R_o}{R_o + R_L}. \quad (5.1.1)$$

Dwa ułamki towarzyszące transmitancji własnej to podziały sygnałów prądowych na wejściu i wyjściu czwornika. Przy zestawianiu układu trzech równań według (5.1.1) z wynikami badań należy pamiętać, że w tym przypadku $R_{g3} = R_{g2}$ i $R_{L2} = R_{L1}$:

$$k_{ief1} = \frac{R_{g1}}{R_{g1} + R_i} k_{i0} \frac{R_o}{R_o + R_{L1}}, \quad (5.1.2)$$

$$k_{ief2} = \frac{R_{g2}}{R_{g2} + R_i} k_{i0} \frac{R_o}{R_o + R_{L1}}, \quad (5.1.3)$$

$$k_{ief3} = \frac{R_{g2}}{R_{g2} + R_i} k_{i0} \frac{R_o}{R_o + R_{L3}}. \quad (5.1.4)$$

Podzielenie stronami równań (5.1.2) i (5.1.3) pozwoli wyznaczyć rezystancję R_i czwórnika, a następnie podzielenie stronami (5.1.3) i (5.1.4) umożliwi wyznaczenie R_o . Pierwsza operacja daje wynik:

$$\frac{k_{ief1}}{k_{ief2}} = \frac{R_{g1}}{R_{g2}} \cdot \frac{R_{g2} + R_i}{R_{g1} + R_i} \quad \rightarrow \quad \frac{k_{ief1} R_{g2}}{k_{ief2} R_{g1}} = \frac{R_{g2} + R_i}{R_{g1} + R_i}, \quad (5.1.5)$$

$$R_i \left(\frac{k_{ief1} R_{g2}}{k_{ief2} R_{g1}} - 1 \right) = R_{g2} - R_{g1} \frac{k_{ief1} R_{g2}}{k_{ief2} R_{g1}} = R_{g2} \left(1 - \frac{k_{ief1}}{k_{ief2}} \right) \quad \text{i ostatecznie} \quad (5.1.6)$$

$$\begin{aligned} R_i &= R_{g2} \frac{\left(1 - \frac{k_{ief1}}{k_{ief2}} \right)}{\frac{k_{ief1} R_{g2}}{k_{ief2} R_{g1}} - 1} = 10,0 \text{ k}\Omega \frac{1 - \frac{-52,2}{-40,7}}{\frac{(-52,2) \cdot 10,0 \text{ k}\Omega}{(-40,7) \cdot 20,0 \text{ k}\Omega} - 1} = \\ &= 10,0 \frac{-0,283}{-0,359} \text{ k}\Omega = 7,88 \text{ k}\Omega. \end{aligned} \quad (5.1.7)$$

A druga operacja
$$\frac{k_{ief2}}{k_{ief3}} = \frac{R_o + R_{L3}}{R_o + R_{L1}}, \quad (5.1.8)$$

$$R_o \left(\frac{k_{ief2}}{k_{ief3}} - 1 \right) = R_{L3} - R_{L1} \frac{k_{ief2}}{k_{ief3}} \quad \text{i ostatecznie} \quad (5.1.9)$$

$$\begin{aligned} R_o &= \frac{R_{L3} - R_{L1} \frac{k_{ief2}}{k_{ief3}}}{\frac{k_{ief2}}{k_{ief3}} - 1} = \frac{2,00 \text{ k}\Omega - 1,00 \text{ k}\Omega \frac{-40,7}{-32,5}}{\frac{-40,7}{-32,5} - 1} = \\ &= \frac{2,00 - 1,00 \cdot 1,25}{0,252} \text{ k}\Omega = 2,98 \text{ k}\Omega. \end{aligned} \quad (5.1.10)$$

Na koniec obliczenie k_{i0} , np. przez przekształcenie zależności (5.1.2) a następnie podstawienie do niej wyników z zależności (5.1.7) i (5.1.10):

$$\begin{aligned} k_{i0} &= k_{ief1} \left(1 + \frac{R_i}{R_{g1}} \right) \left(1 + \frac{R_{L1}}{R_o} \right) = -52,2 \left(1 + \frac{7,88}{20,0} \right) \left(1 + \frac{1,00}{2,98} \right) = \\ &= -52,2 \cdot 1,39 \cdot 1,34 = -97,2 \text{ A/A}. \end{aligned} \quad (5.1.11)$$

Ponieważ zależności były dość skomplikowane i prawdopodobieństwo pomyłki duże, można sprawdzić wyniki wstawiając je do zal. (5.1.4):

$$k_{ief3} = \frac{R_{g3}}{R_{g3} + R_i} k_{i0} \frac{R_o}{R_o + R_{L3}},$$

$$-32,5 = \frac{10,0 \text{ k}\Omega}{(10,0 + 7,88) \text{ k}\Omega} (-97,2) \frac{2,98 \text{ k}\Omega}{(2,98 + 2,00) \text{ k}\Omega}, \quad (5.1.12)$$

$$-32,5 = 0,559 \cdot (-97,2) \cdot 0,598,$$

$$-32,5 = -32,5 \quad \text{wszystko się zgadza, strona lewa = prawej (L = P)}. \quad (5.1.13)$$

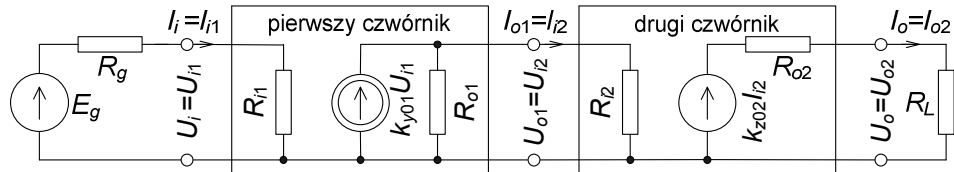
Odp. $k_{i0} = -97,2 \text{ A/A}$, $R_i = 7,88 \text{ k}\Omega$, $R_o = 2,98 \text{ k}\Omega$.

Zad. 5.2. Problematyka: połączenie kaskadowe aktywnych czwórników, wyznaczanie wartości modelu wynikowego czwórnika. Współpraca takiego czwórnika ze źródłem sygnału i obciążeniem.

Treść zadania

Połączono kaskadowo dwa liniowe, unilateralne czwórniki. Pierwszy jest transadmitancyjny i ma parametry $k_{y01} = 25,3 \text{ mS}$, $R_{i1} = 2,70 \text{ k}\Omega$, $R_{o1} = 360 \Omega$ a drugi jest transimpedancyjny i ma parametry $k_{z02} = -5,69 \text{ k}\Omega$, $R_{i2} = 510 \Omega$, $R_{o2} = 5,60 \text{ k}\Omega$. Tak połączony wynikowy czwórnik współpracuje ze źródłem sygnału o $R_g = 1,00 \text{ k}\Omega$ i obciążeniem wyjścia o $R_L = 20,0 \text{ k}\Omega$. Oblicz dla zastępczego czwórnika transmitancje napięciowe w zdefiniowanych wyżej warunkach: k_{u0} , k_u , k_{uef} .

Rozwiązanie



Rys. 5.2.1. Układ z czwórnikami w połączeniu kaskadowym do zadania 5.2.

Jeżeli oba czwórniki są unilateralne i liniowe, to wyznaczenie rezystancji w modelu wypadkowego czwórnika jest proste:

$$R_i \equiv R_{i1} = 2,70 \text{ k}\Omega, \quad R_o \equiv R_{o2} = 5,60 \text{ k}\Omega. \quad (5.2.1)$$

W zadaniu żąda się obliczenia zastępczej transmitancji napięciowej, co przesądza o metodyce formalnego przekształcania transmitancji; najprościej obie zamienić na napięciowe. Tutaj przypomnienie; przy takim przekształcaniu należy zawsze pamiętać, że oba sygnały na połączeniu czwórników (wyjściowy z pierwszego i wejściowy drugiego) muszą mieć taki sam charakter, np. oba napięciowe. Na podstawie zależności podanych w tabeli przekształceń opisu czwórnika w Dodatku:

$$k_{u01} = k_{y01} \cdot R_{o1} = 25,3 \text{ mS} \cdot 0,36 \text{ k}\Omega = 9,11 \text{ V/V}, \quad (5.2.2)$$

$$k_{u02} = k_{z02} \cdot \frac{1}{R_{i2}} = \frac{-5,69 \text{ k}\Omega}{0,51 \text{ k}\Omega} = -11,2 \text{ V/V}. \quad (5.2.3)$$

Na połączeniu między czwórnikami jest strata; część sygnału pozostaje w pierwszym czwórniku na jego rezystancji wyjściowej i wskutek tego wynikowa własna transmitancja napięciowa nie jest ogólnie równa iloczynowi własnych

transmitancji napięciowych poszczególnych bloków:

$$k_{u0} = k_{u01} \cdot \frac{R_{i2}}{R_{i2} + R_{o1}} \cdot k_{u02} = 9,11 \frac{0,51 \text{ k}\Omega}{(0,51 + 0,36) \text{ k}\Omega} (-11,2) = -9,11 \cdot 0,586 \cdot 11,2 = -59,8 \text{ V/V} , \quad (5.2.4)$$

$$k_u = k_{u0} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_o} = -59,8 \frac{20 \text{ k}\Omega}{(20 + 5,6) \text{ k}\Omega} = -59,8 \cdot 0,781 = -46,7 \text{ V/V} , \quad (5.2.5)$$

$$k_{uef} = k_u \cdot \frac{R_i}{R_i + R_g} = -46,7 \frac{2,7 \text{ k}\Omega}{(2,7 + 1,0) \text{ k}\Omega} = -46,7 \cdot 0,730 = -34,1 \text{ V/V} . \quad (5.2.6)$$

Charakterystyczna i polecana do zapamiętania jest znamienna prawidłowość: najmniejszy jest moduł transmitancji efektywnej (tutaj k_{uef}) a największy transmitancji własnej (tutaj k_{u0}).

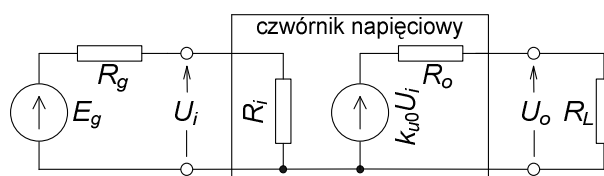
Odp. $k_{u0} = -59,8 \text{ V/V}$, $k_u = -46,7 \text{ V/V}$, $k_{uef} = -34,1 \text{ V/V}$

Zad. 5.3. Problematyka: parametry w liniowym, unilateralnym modelu aktywnego czwórnika, transmitancja napięciowa czyli wzmacnienie napięciowe.

Treść zadania

Oblicz zastępcze parametry w modelu liniowego, unilateralnego wzmacniacza napięciowego, którego transmitancja $k_u = -(50 \div 60) \text{ V/V}$ w zakresie zmian rezystancji obciążenia $R_L = (10 \div \infty) \text{ k}\Omega$ a transmitancja k_{uef} maleje o 20 % gdy rezystancja źródła sygnału R_g rośnie z 0Ω na $5,0 \text{ k}\Omega$.

Rozwiązanie



Rys. 5.3.1. Układ z czwórnikiem napięciowym do zadania 5.3.

W takim modelu parametrami są trzy wielkości: transmitancja własna napięciowa k_{u0} , rezystancja wejściowa R_i , rezystancja wyjściowa R_o .

Z podanych dwóch wartości transmitancji k_u przy dwóch wartościach rezystancji obciążenia R_L można obliczyć transmitancję własną czwórnika k_{u0} i jego rezystancję wyjściową R_o zapisując układ dwóch równań typu

$$k_u = k_{u0} \frac{R_L}{R_o + R_L} , \quad (5.3.1)$$

opisujących stratę sygnału na dzielniku napięciowym na wyjściu czwórnika, z dwoma niewiadomymi i rozwiązać go, poczynając od podzielenia stronami. Jednak ponieważ górna granica R_L to nieskończoność, nie ma potrzeby rozwiązywania układu równań; można od razu podać wartość transmitancji własnej czwórnika

$$k_{u0} = k_u \Big|_{R_L \rightarrow \infty} = -60,0 \text{ V/V} \quad (5.3.2)$$

i z przekształconej zależności (5.3.1) obliczyć rezystancję wyjściową czwornika

$$R_o = R_L \left(\frac{k_{u0}}{k_u} - 1 \right) = 10 \left(\frac{-60}{-50} - 1 \right) \text{ k}\Omega = 2,00 \text{ k}\Omega . \quad (5.3.3)$$

Czytelnik powinien w charakterze ćwiczenia wykonać przekształcenie zależności (5.3.1) na (5.3.3).

Nie podano w treści zadania, przy jakim obciążeniu wyjścia R_L zdefiniowano zmianę transmitancji k_{uef} pod wpływem rezystancji R_g . Trzeba oczywiście założyć, że obciążenie R_L było stałe. Można wtedy zapisać formalny układ równań, z podziałem dzielnika napięciowego na wejściu układu:

$$k_{uef1} = k_u \frac{R_i}{R_i + R_{g1}} \xrightarrow{R_{g1}=0 \Omega} k_u \quad (5.3.4)$$

$$k_{uef2} = k_u \frac{R_i}{R_i + R_{g2}}$$

i zacząć jego rozwiązanie od podzielenia pierwszego równania przez drugie; znika k_u

$$\frac{k_{uef1}}{k_{uef2}} = \frac{R_i + R_{g2}}{R_i + R_{g1}} \xrightarrow{R_{g1}=0 \Omega} 1 + \frac{R_{g2}}{R_i} . \quad (5.3.5)$$

Z danych wynika, że $k_{uef2} = 0,8k_{uef1}$ i ostatecznie, po przekształceniu (5.3.5)

$$R_i = \frac{R_{g2}}{\frac{k_{uef1}}{k_{uef2}} - 1} = \frac{5 \text{ k}\Omega}{\frac{1}{0,8} - 1} = 20,0 \text{ k}\Omega . \quad (5.3.6)$$

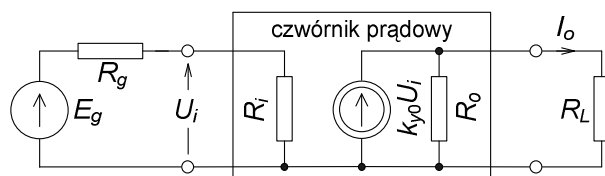
Można było uprościć sobie rozwiązanie, zakładając, że w pierwszym równaniu z (5.3.4) jest transmitancja k_{u0} , której wartość już obliczono. Jest to dopuszczalne w przypadku takiego czwornika i $R_{g1} = 0 \Omega$. Może Czytelnik przećwiczy takie rozwiązanie? Zaprezentowane w zależnościach (5.3.4) do (5.3.6) rozwiązanie jest ogólne, nieuwarunkowane wartościami rezystancji R_{g1} i R_{g2} .

Odp. $k_{u0} = -60,0 \text{ V/V}$, $R_i = 20,0 \text{ k}\Omega$, $R_o = 2,00 \text{ k}\Omega$.

Zad. 5.4. Problematyka: parametry w liniowym, unilateralnym modelu aktywnego czwornika, transmitancja admitancyjna czyli transadmitancja.

Treść zadania

Badano liniowy, unilateralny czwornik aktywny. Wyniki: transadmitancja $k_{y1} = -0,658 \text{ mS}$ przy obciążeniu wyjścia $R_{L1} = 2,0 \text{ k}\Omega$ oraz $k_{y2} = -0,709 \text{ mS}$ przy $R_{L2} = 1,0 \text{ k}\Omega$. Oblicz transmitancję k_{y0} i rezystancję wyjściową R_o tego czwornika.

Rozwiązanie


Rys. 5.4.1. Układ z czwórnikiem prądowym do zadania 5.4.

Zadanie jest proste, wystarczy zestawić dwa równania wyrażające wpływ rezystancji obciążenia wyjścia R_L na transmitancję czwórnika. Zdefiniowano w zadaniu transadmitancję, wielkością wyjściową jest więc prąd i w równaniach musi być podział dzielnika prądowego na wyjściu:

$$\begin{aligned} k_{y1} &= k_{y0} \frac{R_o}{R_o + R_{L1}} \\ k_{y2} &= k_{y0} \frac{R_o}{R_o + R_{L2}}. \end{aligned} \quad (5.4.1)$$

Po podzieleniu stronami drugiego równania przez pierwsze i przekształceniach:

$$\frac{k_{y2}}{k_{y1}} = \frac{R_o + R_{L1}}{R_o + R_{L2}} \quad \rightarrow \quad R_o \left(\frac{k_{y2}}{k_{y1}} - 1 \right) = R_{L1} - \frac{k_{y2}}{k_{y1}} R_{L2}, \quad (5.4.2)$$

$$R_o = \frac{R_{L1} - \frac{k_{y2}}{k_{y1}} R_{L2}}{\frac{k_{y2}}{k_{y1}} - 1} = \frac{2,0 - \frac{-0,709}{-0,658} 1,0}{\frac{-0,709}{-0,658} - 1} \text{ k}\Omega = 11,9 \text{ k}\Omega. \quad (5.4.3)$$

Z dowolnego z równań z (5.4.1), po przekształceniu można wyznaczyć transmitancję k_{y0} , np. z pierwszego:

$$k_{y0} = k_{y1} \left(\frac{R_{L1}}{R_o} + 1 \right) = -0,658 \left(\frac{2,0}{11,9} + 1 \right) \text{ mS} = -0,769 \text{ mS}. \quad (5.4.4)$$

Odp. $k_{y0} = -0,769 \text{ mS}$, $R_o = 11,9 \text{ k}\Omega$.

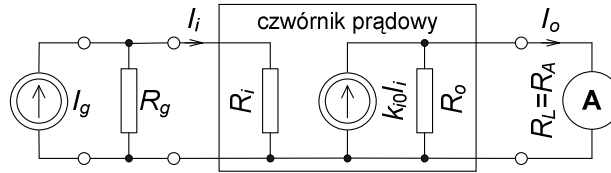
Zad. 5.5. Problematyka: parametry w liniowym, unilateralnym modelu aktywnego czwórnika, czwórnik prądowy.

Treść zadania

Badano liniowy, unilateralny czwórnik prądowy przy stałej, małej rezystancji obciążenia $R_L = \text{const}$. (rezystancja amperomierza włączonego na wyjściu) oraz stałej wydajności prądowej źródła wejściowego sygnału $I_g = \text{const}$. Odczyty prądu na wyjściu: $I_{o1} = 2,34 \text{ mA}$ przy włączonym równoległe do wejścia rezystorze $R_{g1} = 100 \Omega$ oraz $I_{o2} = 2,65 \text{ mA}$ przy $R_{g2} = 200 \Omega$. Przyjmij, że rezystancja wewnętrzna źródła wejściowego sygnału prądowego (nie pokazano jej na rys. 5.5.1) jest przynajmniej

kilka rzędów większa od zastosowanych rezystorów R_g . Oblicz rezystancję wejściową R_i tego czwornika.

Rozwiązanie



Rys. 5.5.1. Układ z czwornikiem prądowym do zadania 5.5.

Podobnie jak w poprzednim zadaniu trzeba tutaj zestawić dwa równania z transmitancją, ujmując tym razem stratę sygnału na wejściu. Ponieważ zdefiniowana jest transmitancja prądowa czwornika, w równaniach będą podziały wejściowego dzielnika prądowego:

$$\begin{aligned} I_{o1} &= k_i I_g \frac{R_{g1}}{R_i + R_{g1}} \\ I_{o2} &= k_i I_g \frac{R_{g2}}{R_i + R_{g2}}. \end{aligned} \quad (5.5.1)$$

Podzielenie drugiego równania przez pierwsze eliminuje nieznanne, ale stałe k_i, I_g :

$$\frac{I_{o2}}{I_{o1}} = \frac{R_{g2}}{R_{g1}} \cdot \frac{R_i + R_{g1}}{R_i + R_{g2}} \rightarrow R_i \left(\frac{I_{o2}}{I_{o1}} - \frac{R_{g2}}{R_{g1}} \right) = R_{g2} \left(1 - \frac{I_{o2}}{I_{o1}} \right), \quad (5.5.2)$$

$$R_i = R_{g2} \frac{1 - \frac{I_{o2}}{I_{o1}}}{\frac{I_{o2}}{I_{o1}} - \frac{R_{g2}}{R_{g1}}} = 200 \frac{1 - \frac{2,65}{2,34}}{\frac{2,65}{2,34} - \frac{200}{100}} \Omega = 200 \frac{-0,132}{-0,868} \Omega = 30,4 \Omega. \quad (5.5.3)$$

Odp. $R_i = 30,4 \Omega$.

6. ZASTOSOWANIE TRANZYSTORÓW BIPOLARNYCH

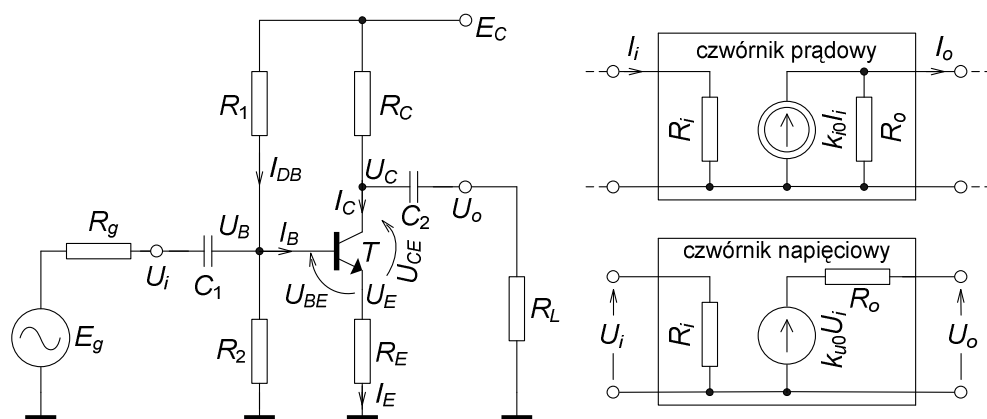
Zad. 6.1. Problematyka: wzmacniacz sygnałów przemiennych, w układzie WE na tranzystorze bipolarnym, punkt pracy tranzystora, parametry zastępcze – robocze układu.

Treść zadania

Wzmacniacz w układzie ze wspólnym emiterem (WE) bez kondensatora C_E na krzemowym tranzystorze bipolarnym npn powinien mieć parametry zastępcze: $k_{i0} = -20$ A/A, $k_{u0} = -12$ V/V, $R_o = 2,4$ k Ω . Oblicz dla tego układu elementy R_E , R_C , zastępczą R_i oraz napięcie zasilania E_C , przy których będzie miał wymienione parametry oraz tranzystor będzie pracował w punkcie ppQ: $I_{CQ} = 5,0$ mA, $U_{CEQ} \geq 12$ V. Baza ma być spolaryzowana za pomocą dzielnika napięciowego. Stosuj przybliżone zależności.

Rozwiązanie

Pokazany na rys. 6.1.1 schemat układu będzie potrzebny także do paru następných zadań.



Rys. 6.1.1. Wzmacniacz w układzie WE bez kondensatora C_E , ze źródłem sygnału i obciążeniem, oraz małosygnałowe układy zastępcze w środku pasma częstotliwościowego, m.in. do zad. 6.1.

Analizę najlepiej zacząć od prostego związku; rezystancja wyjściowa układu jest w przybliżeniu równa wartości rezystora kolektorowego:

$$R_o \approx R_C \quad \rightarrow \quad R_C = 2,40 \text{ k}\Omega. \quad (6.1.1)$$

Ze wzmocnienia napięciowego można obliczyć wartość rezystora emiterowego:

$$k_{u0} \approx -\frac{R_C}{R_E} \quad \rightarrow \quad R_E = -\frac{R_C}{k_{u0}} = -\frac{2,4}{-12} \text{ k}\Omega = 200 \Omega. \quad (6.1.2)$$

Zastępczą rezystancję w obwodzie bazy, równą równoległemu połączeniu rezystorów dzielnika $R_B = R_1 \parallel R_2$, decydującą o rezystancji wejściowej R_i tego układu oblicza się ze wzmocnienia prądowego:

$$k_{i0} \approx -\frac{R_B}{R_E} \rightarrow R_B = -k_{i0}R_E = -(-20)200 \Omega = 4,00 \text{ k}\Omega, \quad (6.1.3)$$

$$\text{i stąd} \quad R_i \approx R_B \rightarrow R_i = 4,00 \text{ k}\Omega. \quad (6.1.4)$$

Napięcie zasilające jest równe sumie trzech spadków napięć:

$$E_C = I_{CQ}R_C + U_{CEQ} + I_{EQ}R_E. \quad (6.1.5)$$

Nie podano w treści wartości wzmacnienia prądowego β_0 tranzystora, co umożliwiłoby obliczenie prądu emitera z prądu kolektora. Można jednak założyć, że β_0 będzie na tyle duże (tranzystor małej mocy, małej częstotliwości), aby przybliżenie $I_{EQ} \approx I_{CQ}$ było dobrze spełnione, co pozwoli uprościć zależność (6.1.5):

$$\begin{aligned} E_C &\approx I_{CQ}(R_C + R_E) + U_{CEQ} \geq \\ &\geq 5,0 \text{ mA} (2,4 + 0,2) \text{ k}\Omega + 12 \text{ V} = 25 \text{ V}. \end{aligned} \quad (6.1.6)$$

W przypadku budowy tego układu należy najpierw wybrać konkretną wartość napięcia źródła zasilającego a następnie obliczyć spoczynkowe napięcie bazy i na koniec wartości obu rezystorów R_1, R_2 dzielnika do polaryzacji bazy.

Odp. $R_E = 200 \Omega$, $R_C = 2,40 \text{ k}\Omega$, $R_i = 4,00 \text{ k}\Omega$, $E_C \geq 25,0 \text{ V}$.

Zad. 6.2. Problematyka: wzmacniacz sygnałów przemiennych, w układzie WE na tranzystorze bipolarnym, punkt pracy tranzystora, parametry zastępcze – robocze układu.

Treść zadania

Wzmacniacz WE bez C_E ma elementy: $R_C = 6,8 \text{ k}\Omega$, $R_E = 820 \Omega$, rezystory dzielnika zasilającego bazę $R_1 = 150 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 18 \text{ k}\Omega$, oraz zasilanie $E_C = 15 \text{ V}$. Tranzystor jest krzemowy npn, małej mocy; przyjmij $\beta \approx \beta_0 \geq 250 \text{ A/A}$, $U_{BEQ} = 0,65 \text{ V}$. Oblicz parametry określające punkt pracy tranzystora ppQ: I_{CQ} , U_{CEQ} . Sprawdź, czy są spełnione warunki stabilnego ppQ. Oblicz parametry zastępcze układu: R_i , R_o , k_{u0} , k_{i0} . Stosuj zależności przybliżone.

Rozwiązanie

Rozwiązanie należy oprzeć na rysunku do poprzedniego zadania. Zaczyna się od obliczenia spoczynkowego napięcia na bazie, z pominięciem odpływu prądu z dzielnika, czyli przy założeniu że $I_B \ll I_{DB}$:

$$U_{BQ} \approx E_C \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 15 \frac{18}{150 + 18} \text{ V} = 1,61 \text{ V}. \quad (6.2.1)$$

Następny krok jest oczywisty; aby obliczyć prąd emitera, trzeba obliczyć napięcie na rezystorze emiterowym:

$$U_{EQ} = U_{BQ} - U_{BEQ} = (1,61 - 0,65) \text{ V} = 0,96 \text{ V}. \quad (6.2.2)$$

Można obliczyć prąd emitera i przyjąć, że prąd kolektora jest mu praktycznie równy, z błędem poniżej 0,4 %, co wynika z tak dużej wartości β_0 tranzystora:

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{U_{EQ}}{R_E} = \frac{0,96 \text{ V}}{0,82 \text{ k}\Omega} = 1,17 \text{ mA} . \quad (6.2.3)$$

Teraz można już rozliczyć bilans napięć spoczynkowych w oczku emiterowo-kolektorowym tranzystora:

$$U_{CEQ} \approx E_C - I_{EQ}(R_C + R_E) = [15 - 1,17(6,8 + 0,82)] \text{ V} = 6,08 \text{ V} . \quad (6.2.4)$$

Kolej na sprawdzenie, czy punkt pracy tranzystora jest stabilny. Najpierw trzeba obliczyć zastępczą rezystancję w obwodzie bazy, będzie ona także potrzebna do obliczenia rezystancji wejściowej układu:

$$R_B = R_1 \parallel R_2 = \frac{150 \cdot 18}{150 + 18} \text{ k}\Omega = 16,1 \text{ k}\Omega . \quad (6.2.5)$$

Następny krok to sprawdzenie, czy wpływ zmian β_0 będzie do pominięcia; pokazano niżej obie zależności, z których można skorzystać, ta druga ściślej służy do oceny, czy prąd bazy nie obciąża zanadto dzielnika $R_1 R_2$:

$$R_B \leq 0,1 \beta_{0\min} R_E, \quad (6.2.6)$$

$$16,1 \text{ k}\Omega \leq 0,1 \cdot 250 \cdot 0,82 \text{ k}\Omega, \quad 16,1 \text{ k}\Omega \leq 20,5 \text{ k}\Omega ,$$

$$\text{lub} \quad I_{B\max} = \frac{I_{CQ}}{\beta_{0\min}} \leq 0,1 I_{DB} = \frac{0,1 E_C}{R_1 + R_2}, \quad (6.2.7)$$

$$\frac{1,17}{250} \text{ mA} \leq \frac{0,1 \cdot 15}{150 + 18} \text{ mA}, \quad 4,68 \mu\text{A} \leq 8,93 \mu\text{A} .$$

Oba warunki są spełnione z bezpiecznym zapasem. A teraz sprawdzenie, czy zmiany temperaturowe napięcia baza-emiter nie będą zbyt mocno wpływały na punkt pracy tranzystora. Jako dopuszczalne minimum przyjmuje się poniższy warunek:

$$U_{EQ} \geq U_{BEQ}, \quad 0,96 \text{ V} \geq 0,65 \text{ V} . \quad (6.2.8)$$

Pora na wyznaczenie małosygnalowych zastępczych parametrów układu w środku pasma częstotliwościowego. Z przybliżonych zależności:

$$R_i \approx R_B = 16,1 \text{ k}\Omega \quad \text{oraz} \quad R_o \approx R_C = 6,80 \text{ k}\Omega , \quad (6.2.9)$$

$$k_{u0} \approx -\frac{R_C}{R_E} = -\frac{6,8 \text{ k}\Omega}{0,82 \text{ k}\Omega} = -8,29 \frac{\text{V}}{\text{V}}, \quad (6.2.10)$$

$$k_{i0} \approx -\frac{R_B}{R_E} = -\frac{16,1 \text{ k}\Omega}{0,82 \text{ k}\Omega} = -19,6 \frac{\text{A}}{\text{A}} \quad (6.2.11)$$

$$\text{lub} \quad k_{i0} = k_{u0} \frac{R_i}{R_o} = -8,29 \frac{\text{V}}{\text{V}} \cdot \frac{16,1 \text{ k}\Omega}{6,8 \text{ k}\Omega} = -19,6 \frac{\text{A}}{\text{A}} .$$

Odp. $I_{CQ} = 1,17 \text{ mA}$, $U_{CEQ} = 6,08 \text{ V}$,
 $R_i = 16,1 \text{ k}\Omega$, $R_o = 6,80 \text{ k}\Omega$, $k_{u0} = -8,29 \text{ V/V}$, $k_{i0} = -19,6 \text{ A/A}$.

Zad. 6.3. Problematyka: punkt pracy tranzystora bipolarnego w układzie wzmacniacza sygnałów przemiennych oraz parametry robocze takiego wzmacniacza, traktowanego jako czwórnik liniowy i unilateralny.

Treść zadania

Masz za zadanie skonstruować wzmacniacz sygnałów przemiennych na tranzystorze bipolarnym, w układzie WE, o stabilnym punkcie pracy ppQ. Ma on mieć możliwie dużą rezystancję wejściową R_i , wzmocnienie napięciowe $k_{u0} = -10,0$ V/V, rezystancję wyjściową $R_o < 3,0$ k Ω .

Powinien on także przy obciążeniu wyjścia rezystorem o $R_L = 10$ k Ω przenosić symetrycznie sygnał; przy przesterowaniu układu, na wyjściu powinno zacząć się równocześnie obcinanie górnych i dolnych wierzchołków sinusoidy.

Dysponujesz źródłem zasilającym $E_C = 20,0$ V, tranzystorem krzemowym npn małej mocy, o $\beta \approx \beta_0 \geq 200$ A/A a typowa wartość to 350 A/A oraz kondensatorami do odseparowania składowych stałych na wejściu i wyjściu $C_1 = C_2 = 0,33$ μ F. Dobierz pozostałe elementy układu. Oblicz parametry ppQ oraz robocze, zastępczego czwórnika w wersji napięciowej i prądowej. Oblicz także dolną częstotliwość graniczną w idealnych warunkach pracy czwórnika napięciowego oraz przy współpracy ze źródłem sygnału o $R_g = 2,00$ k Ω i obciążeniem wyjścia o $R_L = 10,0$ k Ω .

Rozwiązanie

Ze względu na żadaną stabilność punktu pracy i niewielkie wzmocnienie, optymalnym wyborem jest układ WE z zasilaniem bazy za pomocą dzielnika ze źródła zasilania E_C oraz bez kondensatora emiterowego C_E , co daje ujemne sprzężenie zwrotne, bardzo poprawiające liniowość pracy układu (rys. 6.1.1). Stosowane będą uproszczone zależności; pozostawiono Czytelnikowi sprawdzenie, na podstawie tabeli w Dodatku, ile procent błędu popełnia się wskutek ich stosowania i wyciągnięcie wniosków.

Analizę zaczyna się od prostego związku:

$$R_o \approx R_C \text{ i } R_o < 3 \text{ k}\Omega, \text{ wybrano } R_C = 2,7 \text{ k}\Omega. \quad (6.3.1)$$

Teraz z zależności na wzmocnienie takiego układu oblicza się rezystor emiterowy:

$$k_{u0} \approx -\frac{R_C}{R_E}, \quad R_E \approx -\frac{R_C}{k_{u0}} = -\frac{2,7 \text{ k}\Omega}{-10,0} = 270 \Omega. \quad (6.3.2)$$

Punkt pracy (prąd I_{CQ}) dobiera się z warunku granicznych symetrycznych amplitud:

$$I_{CQ} = \frac{E_C - U_{CE\min}}{R_{LTDC} + R_{LTAC}}. \quad (6.3.3)$$

Przyjęto granicę nieliniowości związaną ze stanem nasycenia tranzystora; minimalną wartość spadku napięcia $U_{CE\min} \approx 0,5$ V. Rezystancje w mianowniku (6.3.3) to suma obciążeń wyjścia tranzystora (obszaru emiter-kolektor) dla prądu stałego R_{LTDC} oraz dla prądu przemiennego R_{LTAC} , w środku częstotliwościowego pasma pracy układu, w tym przypadku:

$$R_{LTDC} = R_C + R_E = (2,70 + 0,27) \text{ k}\Omega = 2,97 \text{ k}\Omega, \quad (6.3.4)$$

$$R_{LTAC} = (R_C \parallel R_L) + R_E = [(2,70 \parallel 10,0) + 0,27] \text{ k}\Omega = 2,40 \text{ k}\Omega, \quad (6.3.5)$$

podstawienie do (6.3.3) $I_{CQ} = \frac{(20,0 - 0,5) \text{ V}}{(2,97 + 2,40) \text{ k}\Omega} = 3,63 \text{ mA} .$ (6.3.6)

Teraz pora na obliczenie napięcia na bazie U_{BQ} , z dzielnika $R_1 R_2$, które wywoła przepływ obliczonego w (6.3.6) prądu I_{CQ} . Wcześniej trzeba przyjąć wartość spadku napięcia na przewodzącym złączu baza-emiter krzemowego tranzystora o prądzie kolektora rzędu kilku miliamperów: $U_{BEQ} = 0,65 \text{ V}$ oraz dla uproszczenia zależności równość $I_{EQ} \approx I_{CQ}$; dzięki dużej wartości współczynnika β_0 jest to uzasadnione:

$$\begin{aligned} U_{BQ} &= U_{BEQ} + I_{EQ} \cdot R_E \approx U_{BEQ} + I_{CQ} \cdot R_E = \\ &= 0,65 \text{ V} + 3,63 \text{ mA} \cdot 0,27 \text{ k}\Omega = (0,65 + 0,980) \text{ V} = 1,63 \text{ V} . \end{aligned} \quad (6.3.7)$$

Dopuszczalna wartość zastępcza $R_B = R_1 \parallel R_2$ musi spełniać warunek stabilności punktu pracy (6.3.8); przyjęto jednak współczynnik tylko 10, aby rezystancja wejściowa nie była zbyt mała:

$$10 \cdot R_B \leq R_E \cdot (\beta_{0\min} + 1) \approx R_E \cdot \beta_{0\min} , \quad (6.3.8)$$

stąd $R_B \leq \frac{1}{10} R_E \cdot \beta_{0\min} = \frac{0,27 \text{ k}\Omega \cdot 200}{10} = 5,40 \text{ k}\Omega .$ (6.3.9)

Pomija się prąd bazy I_{BQ} , obciążający dzielnik $R_1 R_2$ i oblicza te rezystory:

$$U_{BQ} = E_C \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{E_C}{R_1} \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{E_C}{R_1} R_B , \quad (6.3.10)$$

$$R_{1\max} = R_{B\max} \frac{E_C}{U_{BQ}} = 5,40 \text{ k}\Omega \frac{20,0}{1,63} = 66,3 \text{ k}\Omega , \quad (6.3.11)$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_2} &= \frac{1}{R_B} - \frac{1}{R_1} = \left(\frac{1}{5,40} - \frac{1}{66,3} \right) \text{ mS} = 0,170 \text{ mS} , \\ \rightarrow R_{2\max} &= \frac{1}{0,170 \text{ mS}} = 5,88 \text{ k}\Omega . \end{aligned} \quad (6.3.12)$$

Wybrano z szeregu wartości tzw. E24 (patrz Dodatek, tolerancja 5%) $R_1 = 62 \text{ k}\Omega$ i $R_2 = 5,6 \text{ k}\Omega$. Są już obliczone ostateczne wartości znamionowe wszystkich rezystorów w układzie:

$$R_1 = 62 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 5,6 \text{ k}\Omega, \quad R_C = 2,7 \text{ k}\Omega, \quad R_E = 0,27 \text{ k}\Omega . \quad (6.3.13)$$

Można teraz obliczyć ostateczne spoczynkowe wartości napięć i prądów punktu pracy Q. Nieobciążony dzielnik zasilający bazę (będzie jeszcze sprawdzenie, czy $I_{DB} \gg I_{BQ}$):

$$U_{BQ} = \frac{E_C \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{20,0 \text{ V} \cdot 5,60 \text{ k}\Omega}{(62,0 + 5,60) \text{ k}\Omega} = 1,66 \text{ V} , \quad (6.3.14)$$

$$I_{DB} = \frac{E_C}{R_1 + R_2} = \frac{20,0 \text{ V}}{(62,0 + 5,60) \text{ k}\Omega} = 296 \mu\text{A} . \quad (6.3.15)$$

Wartości napięcia na rezystorze emiterowym, prądu emitera i kolektora oraz napięcia kolektora i spadku napięcia na wyjściu tranzystora oblicza się z zależności:

$$U_{EQ} = U_{R_E} = U_{BQ} - U_{BEQ} = (1,66 - 0,65) \text{ V} = 1,01 \text{ V} , \quad (6.3.16)$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{U_{EQ}}{R_E} = \frac{1,01 \text{ V}}{0,270 \text{ k}\Omega} = 3,74 \text{ mA} , \quad (6.3.17)$$

$$U_{CQ} = E_C - I_{CQ} \cdot R_C = (20,0 - 3,74 \cdot 2,70) \text{ V} = 9,90 \text{ V} , \quad (6.3.18)$$

$$U_{CEQ} = U_{CQ} - U_{EQ} = (9,90 - 1,01) \text{ V} = 8,89 \text{ V} \quad (6.3.19)$$

$$\begin{aligned} \text{lub } U_{CEQ} &\approx E_{CQ} - I_{CQ} \cdot (R_C + R_E) = \\ &= 20,0 \text{ V} - 3,74 \text{ mA} \cdot (2,70 + 0,27) \text{ k}\Omega = (20,0 - 11,1) \text{ V} = 8,90 \text{ V} . \end{aligned} \quad (6.3.20)$$

I jeszcze prąd bazy, obliczony z prądu kolektora i typowej wartości statycznego współczynnika wzmocnienia prądowego tranzystora:

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta_{0\text{typ}}} = \frac{3,74 \text{ mA}}{350 \text{ A/A}} = 10,7 \cdot 10^{-3} \text{ mA} = 10,7 \mu\text{A} . \quad (6.3.21)$$

Sprawdzenie warunków stabilności spoczynkowego punktu pracy tranzystora:

$$10 \cdot R_B = 10 \cdot (R_1 \parallel R_2) \leq R_E \cdot \beta_{0\text{min}} \rightarrow 51,4 \text{ k}\Omega \leq 54,0 \text{ k}\Omega , \quad (6.3.22)$$

$$I_{DB} \geq (10 \div 20) \cdot I_{BQ} \rightarrow 296 \mu\text{A} \geq (107 \div 214) \mu\text{A} , \quad (6.3.23)$$

$$\text{oraz } U_{EQ} \geq (1 \div 3) \cdot U_{BEQ} \rightarrow 1,01 \text{ V} \geq (0,65 \div 1,95) \text{ V} . \quad (6.3.24)$$

Drugi warunek (6.3.23) ma nieco inną postać od zastosowanej w poprzednim zadaniu. Tutaj pokazano wersję, z której można skorzystać, gdy nie zna się $\beta_{0\text{min}}$; zakłada się, że może być ona około dwukrotnie mniejsza od typowej wartości. Podobnie można zmodyfikować pierwszy warunek (6.3.22). Ostatni z warunków (6.3.24) jest spełniony zadowalająco, ale nie zdecydowanie. Może to powodować zauważalne zmiany prądu kolektora, wywołane temperaturowym współczynnikiem napięcia U_{BE} . Nie ma jednak możliwości zwiększenia U_{EQ} bez zmniejszenia wzmocnienia lub zwiększenia napięcia zasilającego E_C .

Pozostało obliczenie wartości elementów (parametry) zastępczego liniowego czwórnika unilateralnego modelującego tranzystor (parametry h w układzie WE) a następnie modelującego cały wzmacniacz, w wersji napięciowej i prądowej:

rezystancja dynamiczna złącza baza-emiter tranzystora

$$h_{11e} \equiv h_{ie} \equiv r_{be} \approx \frac{26 \text{ mV}}{I_{CQ}} \beta_{0\text{typ}} = \frac{26 \text{ mV}}{I_{BQ}} = \frac{26 \text{ mV}}{10,7 \mu\text{A}} = 2,43 \text{ k}\Omega , \quad (6.3.25)$$

konduktancja dynamiczna wyjścia tranzystora (obszaru kolektor-emiter); przyjęto wartość tzw. potencjału Earliego $U_Y = 200 \text{ V}$ dla tranzystora npn małej mocy w obliczonym punkcie pracy

$$h_{22e} \equiv h_{oe} \equiv \frac{1}{r_{ce}} \approx \frac{I_{CQ}}{U_Y} = \frac{3,74 \text{ mA}}{200 \text{ V}} = 18,7 \mu\text{S}, \quad (6.3.26)$$

przyrostowy współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystora

$$h_{21e} \equiv h_{fe} \equiv \beta_{\text{typ}} = 350 \text{ A/A}, \quad (6.3.27)$$

rezystancja wejściowa wzmacniacza w wersji napięciowej i prądowej (rys. 6.1.1)

$$R_i \approx R_B = R_1 \parallel R_2 = 5,14 \text{ k}\Omega, \quad (6.3.28)$$

rezystancja wyjściowa wzmacniacza w obu wersjach

$$R_o \approx R_C = 2,70 \text{ k}\Omega, \quad (6.3.29)$$

transmitancja napięciowa wzmacniacza – wzmocnienie napięciowe

$$k_{u0} = k_u \Big|_{R_L \rightarrow \infty \Omega} \approx -\frac{R_C}{R_E} = -\frac{2,70 \text{ k}\Omega}{0,270 \text{ k}\Omega} = -10,0 \text{ V/V}, \quad (6.3.30)$$

transmitancja prądowa wzmacniacza – wzmocnienie prądowe

$$k_{i0} = k_i \Big|_{R_L \rightarrow 0 \Omega} \approx -\frac{R_B}{R_E} = -\frac{5,14 \text{ k}\Omega}{0,270 \text{ k}\Omega} = -19,0 \text{ A/A}. \quad (6.3.31)$$

Stosunek rezystancji wzmacniacza; wejściowej do wyjściowej

$$\frac{R_i}{R_o} \approx \frac{5,14 \text{ k}\Omega}{2,70 \text{ k}\Omega} = 1,90. \quad (6.3.32)$$

Przy podanych wartościach rezystancji źródła sygnału i obciążenia wyjścia

$$k_u = k_{u0} \frac{R_L}{R_L + R_o} = -10,0 \frac{10,0 \text{ k}\Omega}{(10,0 + 2,70) \text{ k}\Omega} = -7,87 \text{ V/V}, \quad (6.3.33)$$

$$k_{uef} = k_u \frac{R_i}{R_i + R_g} = -7,87 \frac{5,14 \text{ k}\Omega}{(5,14 + 2,00) \text{ k}\Omega} = -5,67 \text{ V/V}. \quad (6.3.34)$$

Na dolną częstotliwość graniczną układu mają wpływ dwa obwody – oczka, z kondensatorami C_1 i C_2 , o stałych czasowych odpowiednio τ_1 i τ_2 . Z określonych przez nie częstotliwości charakterystycznych:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_1} = \frac{1}{2\pi \cdot C_1 \cdot (R_i + R_g)}, \quad (6.3.35)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_2} = \frac{1}{2\pi \cdot C_2 \cdot (R_o + R_L)}, \quad (6.3.36)$$

oblicza się graniczną dolną częstotliwość f_d , według kryterium – 3 dB, czyli spadku do połowy mocy wzmacnianego sygnału, spowodowanego zmianami wzmocnienia z częstotliwością

$$f_d \approx \sqrt{f_1^2 + f_2^2}. \quad (6.3.37)$$

Zgodnie z tekstem zadania trzeba obliczyć f_d dla dwóch przypadków: a) gdy czwórnik napięciowy pracuje w warunkach idealnych, b) gdy źródło sygnału i obciążenie mają określone rezystancje, podane w zadaniu;

a) gdy $R_g = 0 \Omega$ i $R_L \Rightarrow \infty \Omega$, na podstawie zależności (6.3.35) i (6.3.36)

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \cdot C_1 \cdot R_i} = \frac{1}{2\pi \cdot 0,33 \cdot 10^{-6} \text{ F} \cdot 5,14 \cdot 10^3 \Omega} = 93,8 \text{ Hz}, \quad (6.3.38)$$

$$\text{a } f_2 \Rightarrow 0 \text{ Hz}, \quad \text{stad } f_d = f_1 = 93,8 \text{ Hz}. \quad (6.3.39)$$

b) gdy $R_g = 2,00 \text{ k}\Omega$ i $R_L = 10,0 \text{ k}\Omega$, na podstawie zależności (6.3.35)÷(6.3.37)

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \cdot C_1 \cdot (R_i + R_g)} = \frac{1}{2\pi \cdot 0,33 \mu\text{F} \cdot (5,14 + 2,00) \text{ k}\Omega} = 67,5 \text{ Hz}, \quad (6.3.40)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \cdot C_2 \cdot (R_o + R_L)} = \frac{1}{2\pi \cdot 0,33 \mu\text{F} \cdot (2,70 + 10,0) \text{ k}\Omega} = 38,0 \text{ Hz} \quad (6.3.41)$$

$$\text{i } f_d \approx \sqrt{f_1^2 + f_2^2} = \sqrt{67,5^2 + 38^2} \text{ Hz} = 77,5 \text{ Hz}. \quad (6.3.42)$$

Odp. $R_1 = 62 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 5,6 \text{ k}\Omega$, $R_C = 2,7 \text{ k}\Omega$, $R_E = 0,27 \text{ k}\Omega$,
 $I_{CQ} = 3,74 \text{ mA}$, $I_{BQ} = 10,7 \mu\text{A}$, $U_{BQ} = 1,66 \text{ V}$, $U_{EQ} = 1,01 \text{ V}$,
 $U_{CQ} = 9,90 \text{ V}$, $U_{CEQ} = 8,89 \text{ V}$,
 $R_i = 5,14 \text{ k}\Omega$, $R_o = 2,70 \text{ k}\Omega$, $k_{i0} = -10,0 \text{ V/V}$, $k_{i0} = -19,0 \text{ A/A}$,
dla wzmacniacza napięciowego w idealnych warunkach $f_d = 93,8 \text{ Hz}$,
a z R_g i R_L $f_d = 77,5 \text{ Hz}$.

Zad. 6.4. Problematyka: wzmacniacz sygnałów przemiennych, w układzie WE z kondensatorem C_E na tranzystorze bipolarnym, punkt pracy tranzystora, parametry zastępcze – robocze układu.

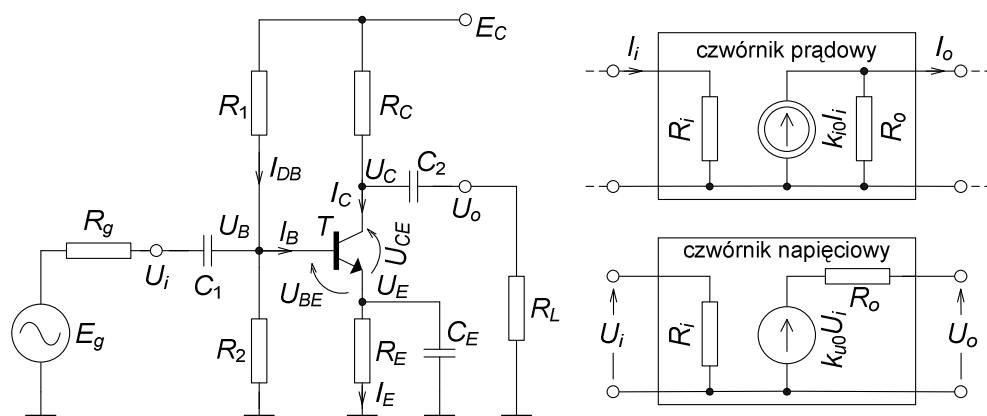
Treść zadania

Wzmacniacz małych sygnałów przemiennych w układzie WE, z kondensatorem C_E powinien mieć $k_{i0} \approx -200 \text{ V/V}$. Tranzystor do niego, krzemowy npn małej mocy, ma $U_{BEQ} = 0,65 \text{ V}$ i $\beta \approx \beta_0 = 150 \text{ A/A}$. Źródło zasilanie ma $E_C = 12 \text{ V}$, a rezystory w dzielniku do zasilania bazy $R_1 = 22 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 5,6 \text{ k}\Omega$. Stosuj przybliżone zależności. Oblicz R_E , aby $I_{CQ} = 3,5 \text{ mA}$ a następnie R_C ; wartości obu rezystorów dobierz z szeregu wartości zwanego E-24, o tolerancji 5% (Dodatek). Oblicz napięcie U_{CEQ} na tranzystorze oraz zastępcze parametry małosygnałowe wzmacniacza k_{i0} , R_i , R_o . Na koniec oblicz dodatkowo parametry robocze wzmacniacza z dokładnych zależności i porównaj z poprzednimi wartościami, z przybliżonych zależności.

Rozwiązanie

To zadanie dotyczy nieco innego wzmacniacza od tego, który analizowano w kilku poprzednich zadaniach. Dodanie do układu kondensatora bocznikującego rezystor emiterowy dla sygnałów przemiennych (rys. 6.4.1) usuwa dla nich ujemne sprzężenie zwrotne. Układ ma większe transmitancje, ale może przetwarzać tylko małe sygnały wejściowe, np. napięciowe u_i na poziomie pojedynczych miliwoltów. Przy większych sygnałach praca układu staje się zauważalnie nieliniowa.

Obliczenia rozpoczyna się od napięcia na bazie i doboru rezystora emiterowego dla zadanego prądu kolektora:



Rys. 6.4.1. Wzmacniacz w układzie WE z kondensatorem C_E i ze źródłem sygnału i obciążeniem, oraz małosygnałowe układy zastępcze w środku pasma częstotliwościowego, m.in. do zad. 6.4.

$$U_{BQ} \approx E_C \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 12 \frac{5,6}{22 + 5,6} \text{ V} = 2,43 \text{ V}, \quad (6.4.1)$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} \rightarrow R_E = \frac{U_{EQ}}{I_{EQ}} = \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{I_{EQ}} = \frac{(2,43 - 0,65) \text{ V}}{3,5 \text{ mA}} = 0,509 \text{ k}\Omega = 509 \Omega, \text{ wybrano } 510 \Omega. \quad (6.4.2)$$

Rezystor kolektorowy oblicza się z podanej wartości transmitancji napięciowej. Uwaga, zależność jest inna niż w poprzednich zadaniach, ze względu na dodanie C_E :

$$k_{u0} \approx -\frac{R_C I_{CQ}}{\varphi_T} \rightarrow R_C = -\frac{\varphi_T k_{u0}}{I_{CQ}} = -\frac{26 \text{ mV}(-200 \text{ V/V})}{3,5 \text{ mA}} = 1,49 \text{ k}\Omega, \text{ wybrano } 1,50 \text{ k}\Omega. \quad (6.4.3)$$

Można już teraz obliczyć spoczynkowy spadek napięcia na wyjściu tranzystora:

$$U_{CEQ} = E_C - I_{CQ} R_C - I_{EQ} R_E \approx E_C - I_{CQ} (R_C + R_E) = 12 \text{ V} - 3,5 \text{ mA} (1,5 + 0,51) \text{ k}\Omega = 4,97 \text{ V}. \quad (6.4.4)$$

Aby obliczyć parametry małosygnałowe wzmacniacza, trzeba wcześniej obliczyć wartości kilku rezystancji. Rezystancja zastępcza w obwodzie bazy:

$$R_B = R_1 \parallel R_2 = \frac{22 \cdot 5,6}{22 + 5,6} \text{ k}\Omega = 4,46 \text{ k}\Omega. \quad (6.4.5)$$

Wejściowa rezystancja zastępcza tranzystora w układzie WE:

$$r_{be} \equiv h_{11e} = \beta_0 \frac{\varphi_T}{I_{CQ}} = 150 \frac{\text{A}}{\text{A}} \cdot \frac{26 \text{ mV}}{3,5 \text{ mA}} = 1114 \Omega \approx 1,11 \text{ k}\Omega. \quad (6.4.6)$$

Wyjściowa rezystancja zastępcza tranzystora w układzie WE:

$$r_{ce} \equiv \frac{1}{h_{22e}} \approx \frac{U_Y}{I_{CQ}} = \frac{200 \text{ V}}{3,5 \text{ mA}} = 57,1 \text{ k}\Omega. \quad (6.4.7)$$

Obliczenie z przybliżonych zależności parametrów małosygnalowych układu: własna transmitancja prądowa, przy teoretycznym zwarciu jego wyjścia

$$k_{i0} \approx -0,8\beta \equiv -0,8h_{21e} = -0,8 \cdot 150 \frac{\text{A}}{\text{A}} = -120 \frac{\text{A}}{\text{A}}, \quad (6.4.8)$$

zastępcza wejściowa rezystancja

$$R_i \approx 0,8r_{be} \equiv 0,8h_{11e} = 0,8 \cdot 1,11 \text{ k}\Omega = 888 \Omega, \quad (6.4.9)$$

zastępcza wyjściowa rezystancja

$$R_o \approx R_C = 1,50 \text{ k}\Omega. \quad (6.4.10)$$

A teraz powtórne obliczenie wszystkich parametrów małosygnalowych z teoretycznie dokładnych wzorów:

$$k_{u0} = -\beta \frac{R_C \parallel r_{ce}}{r_{be}} = -150 \frac{\text{A}}{\text{A}} \cdot \frac{1,5 \parallel 57,1}{1,11} = -198 \frac{\text{V}}{\text{V}}, \quad (6.4.11)$$

$$k_{i0} = -\beta \frac{R_B}{R_B + r_{be}} = -150 \frac{\text{A}}{\text{A}} \cdot \frac{4,46}{4,46 + 1,11} = -120 \frac{\text{A}}{\text{A}}, \quad (6.4.12)$$

$$R_i = R_B \parallel r_{be} = \frac{4,46 \cdot 1,11}{4,46 + 1,11} \text{ k}\Omega = 889 \Omega, \quad (6.4.13)$$

$$R_o = R_C \parallel r_{ce} = \frac{1,50 \cdot 57,1}{1,50 + 57,1} \text{ k}\Omega = 1,46 \text{ k}\Omega. \quad (6.4.14)$$

Porównanie wartości parametrów roboczych układu, obliczonych ze wzorów przybliżonych i dokładnych wypada optymistycznie; różnice są na tyle niewielkie, że do pominięcia w porównaniu z tolerancją wartości elementów (rezystancji, wzmocnienia prądowego tranzystora). W odróżnieniu od układu z poprzednich zadań tym razem obie transmitancje – wzmocnienia są znacznie większe ale zmalał stosunek rezystancji:

$$\frac{R_i}{R_o} = \frac{0,889 \text{ k}\Omega}{1,46 \text{ k}\Omega} = 0,609 \quad (6.4.15)$$

a w poprzednim zadaniu wyniósł on 1,90. Ponadto poza wyjściową rezystancją, wszystkie parametry zależą wprost od wartości wzmocnienia prądowego tranzystora, co powoduje duże rozrzuty tych parametrów przy produkcji i eksploatacji układu.

Odp. Wybrane $R_E = 510 \Omega$, $R_C = 1,50 \text{ k}\Omega$. Parametry wzmacniacza, pierwsze wartości z zależności przybliżonej: $k_{u0} = -200 \text{ V/V}$ i -198 V/V , $k_{i0} = -120 \text{ A/A}$ i -120 A/A , $R_i = 888 \Omega$ i 889Ω , $R_o = 1,50 \text{ k}\Omega$ i $1,46 \text{ k}\Omega$.

Zad. 6.5. Problematyka: wzmacniacz sygnałów przemiennych, w układzie WE na tranzystorze bipolarnym, punkt pracy tranzystora, parametry zastępcze – robocze układu.

Treść zadania

Wzmacniacz WE z kondensatorem C_E (rys. 6.4.1) ma zasilanie $E_C = +10\text{ V}$ i $R_E = 1,0\text{ k}\Omega$. Tranzystor krzemowy bipolarny npn małej mocy o $\beta \approx \beta_0 = 270$ A/A, $U_{BEQ} = 0,65\text{ V}$. Stosuj uproszczone (inżynierskie) zależności.

- a) Oblicz I_{CQ} , R_C , takie, aby układ miał $k_{u0} = -150\text{ V/V}$ a tranzystor w punkcie pracy ppQ parametr $h_{22e} = 8,0\text{ }\mu\text{S}$.
- b) Oblicz pozostałe parametry ppQ: I_{BQ} , U_{EQ} , U_{CEQ} , U_{BQ} .
- c) Oblicz zastępczą R_B i rezystory R_1 , R_2 dzielnika zasilającego bazę.
- d) Oblicz parametry zastępcze wzmacniacza: R_o , R_i , k_{i0} .

Rozwiązanie

Kluczowym problemem do rozwiązania tego zadania jest wyznaczenie spoczynkowego prądu kolektora I_{CQ} . Można to zrobić z podanej konduktancji wyjściowej h_{22e} tranzystora:

$$h_{22e} \equiv \frac{1}{r_{ce}} \approx \frac{I_{CQ}}{U_Y} \rightarrow I_{CQ} = U_Y h_{22e} = 200\text{ V} \cdot 8 \cdot 10^{-6}\text{ S} = 1,60\text{ mA}. \quad (6.5.1)$$

Teraz można już obliczyć potrzebny rezystor kolektorowy i kilka wielkości związanych z punktem pracy tranzystora:

$$\begin{aligned} k_{u0} &\approx -\frac{R_C I_{CQ}}{\varphi_T} \rightarrow R_C = -\frac{\varphi_T k_{u0}}{I_{CQ}} = \\ &= -\frac{26\text{ mV}(-150\text{ V/V})}{1,6\text{ mA}} = 2,44\text{ k}\Omega, \text{ wybrano } 2,40\text{ k}\Omega, \end{aligned} \quad (6.5.2)$$

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta_0} = \frac{1,6 \cdot 10^{-3}\text{ A}}{270} = 5,93 \cdot 10^{-6}\text{ A} = 5,93\text{ }\mu\text{A}, \quad (6.5.3)$$

$$\begin{aligned} U_{EQ} &= R_E I_{EQ} = R_E (I_{CQ} + I_{BQ}) = \\ &= 1 \cdot 10^3\text{ }\Omega (1,600 + 5,93) \cdot 10^{-6}\text{ A} = 1,61\text{ V}, \end{aligned} \quad (6.5.4)$$

$$\begin{aligned} U_{CEQ} &= E_C - U_{R_C} - U_{EQ} = E_C - R_C I_{CQ} - U_{EQ} = \\ &= 10\text{ V} - 2,4\text{ k}\Omega \cdot 1,6\text{ mA} - 1,61\text{ V} = 4,55\text{ V}, \end{aligned} \quad (6.5.5)$$

$$U_{BQ} = U_{EQ} + U_{BEQ} = (1,61 + 0,65)\text{ V} = 2,26\text{ V}. \quad (6.5.6)$$

Z warunku stabilizacji punktu pracy oblicza się dopuszczalną maksymalną wartość zastępczej rezystancji w obwodzie bazy R_B , a następnie wartości obu rezystorów tworzących dzielnik $R_1 R_2$ do polaryzacji bazy. Przyjęto do obliczeń minimalną wartość wzmocnienia prądowego tranzystora równą połowie podanej wartości znamionowej:

$$R_B \leq 0,1\beta_{0\min}R_E = 0,1\frac{\beta_0}{2}R_E = 0,1 \cdot \frac{270}{2} \cdot 1,0 \text{ k}\Omega = 13,5 \text{ k}\Omega, \quad (6.5.7)$$

$$R_1 = \frac{E_C}{U_{BQ}}R_B \leq \frac{10}{2,26}13,5 \text{ k}\Omega = 59,7 \text{ k}\Omega, \quad (6.5.8)$$

$$R_2 = \frac{E_C}{E_C - U_{BQ}}R_B \leq \frac{10}{10 - 2,26}13,5 \text{ k}\Omega = 17,4 \text{ k}\Omega. \quad (6.5.9)$$

Wybrano $R_1 = 56 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 16 \text{ k}\Omega$ i w rezultacie zastępcza wartość R_B :

$$R_B = R_1 \parallel R_2 = \frac{56 \cdot 16}{56 + 16} \text{ k}\Omega = 12,4 \text{ k}\Omega. \quad (6.5.10)$$

Ponieważ wybrano wartości rezystorów nieco inne od obliczonych, trzeba sprawdzić, czy ppQ nie zmieni się znacząco, np. obliczając U_{EQ} i porównując z (6.5.4):

$$U_{EQ} = U_{BQ} - U_{BEQ} = E_C \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_{BEQ} = 10 \text{ V} \frac{16}{56 + 16} - 0,65 \text{ V} = 1,57 \text{ V}. \quad (6.5.11)$$

Zmiana tego napięcia, a tym samym zmiana prądu emitera oraz kolektora jest około $-2,5\%$, co uznano za dopuszczalne w porównaniu z tolerancjami rezystorów, zazwyczaj $\pm 5\%$ i błędem pominięcia prądu bazy, obciążającego dzielnik R_1R_2 , około $4,3\%$. Obliczenie tego ostatniego pozostawiono Czytelnikowi w charakterze własnego ćwiczenia.

Na koniec obliczenie pozostałych roboczych parametrów układu wzmacniającego:

$$R_o \approx R_C = 2,40 \text{ k}\Omega, \quad (6.5.12)$$

$$R_i \approx 0,8r_{be} \equiv 0,8h_{11e} = 0,8 \frac{\beta_0 \phi_T}{I_{CQ}} = 0,8 \frac{270 \cdot 26 \text{ mV}}{1,60 \text{ mA}} = 3,51 \text{ k}\Omega, \quad (6.5.13)$$

$$k_{i0} \approx -0,8\beta \equiv -0,8h_{21e} = -0,8 \cdot 270 \text{ A/A} = -216 \text{ A/A}. \quad (6.5.14)$$

Czytelnik może dla wprawy obliczyć parametry robocze układu z dokładnych zależności i porównać z tymi wynikami.

Odp. a) $I_{CQ} = 1,60 \text{ mA}$, $R_C = 2,40 \text{ k}\Omega$. b) $I_{BQ} = 5,93 \mu\text{A}$, $U_{EQ} = 1,61 \text{ V}$, $U_{CEQ} = 4,55 \text{ V}$, $U_{BQ} = 2,26 \text{ V}$. c) $R_1 = 56,0 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 16,0 \text{ k}\Omega$, $R_B = 12,4 \text{ k}\Omega$. d) $R_o = 2,40 \text{ k}\Omega$, $R_i = 3,51 \text{ k}\Omega$, $k_{i0} = -216 \text{ A/A}$.

Zad. 6.6. Problematyka: wzmacniacz sygnałów przemiennych, w układzie WC (wtórnik emiterowy) na tranzystorze bipolarnym, punkt pracy tranzystora, parametry zastępcze – robocze układu.

Treść zadania

Zbudowano wtórnik emiterowy, czyli wzmacniacz w układzie WC (rys. 6.6.1) na tranzystorze krzemowym npn małej mocy o $U_{BEQ} = 0,65 \text{ V}$, $\beta \approx \beta_0 \in [250,350] \text{ A/A}$, pozostałe elementy $R_1 = R_2 = 82 \text{ k}\Omega$, $R_E = 3,6 \text{ k}\Omega$ a zasilanie $E_C = 9,0 \text{ V}$. Oblicz I_{CQ} i U_{CEQ} . Sprawdź, czy spełnione są warunki stabilizacji punktu pracy ppQ. Oblicz parametry robocze wzmacniacza: k_{i0} , k_{i0} , R_i , R_o z zależności w wersji przybliżonej i podstawowej.

Rozwiązanie

Wskutek istnienia elementu łączącego obwody wejściowy i wyjściowy, układ nie całkiem spełnia warunek unilateralności. Będzie to można zaobserwować jako częściową zależność wejściowej rezystancji od rezystancji obciążenia oraz częściową zależność rezystancji wyjściowej od rezystancji źródła sygnału.

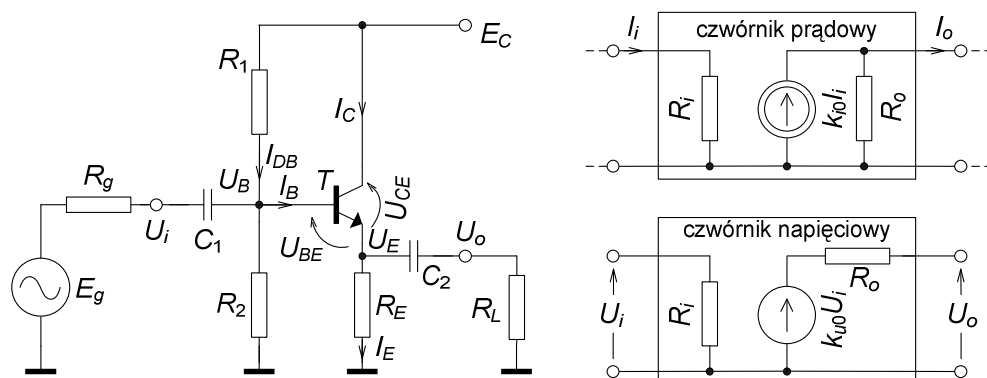
Rozwiązanie należy zacząć od obliczenia spoczynkowych napięć i prądu kolektora w układzie:

$$U_{BQ} \approx E_C \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 9,0 \frac{82}{82 + 82} \text{ V} = 4,50 \text{ V} , \tag{6.6.1}$$

$$U_{EQ} = U_{BQ} - U_{BEQ} = (4,50 - 0,65) \text{ V} = 3,85 \text{ V} , \tag{6.6.2}$$

$$U_{CEQ} = E_C - U_{EQ} = (9,0 - 3,85) \text{ V} = 5,15 \text{ V} , \tag{6.6.3}$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{U_{EQ}}{R_E} = \frac{3,85}{3,6} \text{ mA} = 1,07 \text{ mA} . \tag{6.6.4}$$



Rys. 6.6.1. Wzmacniacz w układzie WC (wtórnik emiterowy) ze źródłem sygnału i obciążeniem, oraz małosygnałowe układy zastępcze w środku pasma częstotliwościowego, do zad. 6.6.

Typową wartość współczynnika wzmocnienia prądowego tranzystora najlepiej oszacować jako średnią geometryczną z granic podanego przedziału wartości. Autor poleca tę średnią, a nie zwykłą arytmetyczną na podstawie swego doświadczenia:

$$\beta_{\text{typ}} \approx \beta_{0\text{typ}} = \sqrt{\beta_{0\text{min}} \cdot \beta_{0\text{max}}} = \sqrt{250 \cdot 350} \frac{\text{A}}{\text{A}} = 296 \frac{\text{A}}{\text{A}}. \quad (6.6.5)$$

Teraz można obliczyć typową i maksymalną wartość prądu bazy:

$$I_{B\text{typ}} \equiv I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta_{0\text{typ}}} = \frac{1,07}{296} \text{ mA} = 3,61 \mu\text{A}, \quad (6.6.6)$$

$$I_{B\text{max}} = \frac{I_{CQ}}{\beta_{0\text{min}}} = \frac{1,07}{250} \text{ mA} = 4,28 \mu\text{A}. \quad (6.6.7)$$

Powinno się jeszcze obliczyć wartość prądu dzielnika polaryzującego bazę, potrzebną do sprawdzenia warunku stabilności punktu pracy:

$$I_{DB} = \frac{E_C}{R_1 + R_2} = \frac{9,0}{82 + 82} \text{ mA} = 54,9 \mu\text{A}. \quad (6.6.8)$$

Sprawdzenie warunków stabilności statycznego punktu pracy:

$$I_{DB} \geq 10I_{B\text{max}}, \quad 54,9 \mu\text{A} \geq 42,8 \mu\text{A}, \quad (6.6.9)$$

$$\text{oraz z } R_B = R_1 \parallel R_2 = (82 \parallel 82) \text{ k}\Omega = 41 \text{ k}\Omega \quad (6.6.10)$$

$$R_B \leq 0,1\beta_{0\text{min}}R_E, \quad 41 \text{ k}\Omega \leq 90 \text{ k}\Omega,$$

$$U_{EQ} \geq U_{BEQ}, \quad 3,85 \text{ V} \geq 0,65 \text{ V}, \quad 6 \text{ razy!} \quad (6.6.11)$$

Wszystkie nierówności są prawdziwe, punkt pracy będzie stabilny. Teraz można obliczyć parametry małosygnałowe - robocze układu:

$$r_{be} \equiv h_{11e} \approx \beta_{0\text{typ}} \frac{\varphi_T}{I_{CQ}} \approx 296 \frac{26 \text{ mV}}{1,07 \text{ mA}} = 7,19 \text{ k}\Omega, \quad (6.6.12)$$

$$k_{u0} \equiv k_u|_{R_L \rightarrow \infty \Omega} = \frac{1}{1 + \frac{r_{be}}{(\beta_{\text{typ}} + 1)R_E}} = \frac{1}{1 + \frac{7,19}{(296 + 1)3,6}} \frac{\text{V}}{\text{V}} = 0,993 \frac{\text{V}}{\text{V}} \quad (6.6.13)$$

$$\text{a przybliżenie} \quad k_{u0} \approx 1,00 \frac{\text{V}}{\text{V}}, \quad (6.6.14)$$

$$k_{i0} \equiv k_i|_{R_L \rightarrow 0 \Omega} = \frac{(\beta_{\text{typ}} + 1)R_B}{r_{be} + R_B} \approx \frac{(296 + 1)41}{7,19 + 41} \frac{\text{A}}{\text{A}} = 253 \frac{\text{A}}{\text{A}} \quad (6.6.15)$$

$$\text{a przybliżenie} \quad k_{i0} \approx 0,8\beta_{\text{typ}} = 0,8 \cdot 296 = 237 \frac{\text{A}}{\text{A}}. \quad (6.6.16)$$

W zależności na zastępczą rezystancję wejściową układu jest składnik zależny od rezystancji obciążenia R_L ; jest to ten wcześniej sygnalizowany efekt:

$$R_i = R_B \parallel [r_{be} + (\beta_{\text{typ}} + 1)(R_E \parallel R_L)]. \quad (6.6.17)$$

Pouczające będzie sprawdzenie, w jakim teoretycznie zakresie może zmieniać się wejściowa rezystancja przy dwóch skrajnych przypadkach; definicyjnej pracy napięciowej gdy $R_L \Rightarrow \infty \Omega$ a następnie definicyjnej pracy prądowej gdy $R_L \Rightarrow 0 \Omega$.

Dla pracy napięciowej pomija się obciążenie wyjścia, bowiem $R_L \gg R_E$:

$$R_i|_{R_L \Rightarrow \infty \Omega} = R_B \parallel [r_{be} + (\beta_{\text{typ}} + 1)R_E] = 41 \parallel [7,19 + (296 + 1)3,6] \text{ k}\Omega =$$

$$(41 \parallel 1076) \text{ k}\Omega = \frac{1}{\frac{1}{41} + \frac{1}{1076}} \text{ k}\Omega = 39,5 \text{ k}\Omega \quad (6.6.18)$$

a przybliżenie $R_i \approx R_B = 41,0 \text{ k}\Omega$. (6.6.19)

Dla pracy prądowej, gdy $R_L \Rightarrow 0 \Omega$

$$R_i \approx R_B \parallel r_{be} = (41 \parallel 7,19) \text{ k}\Omega = \frac{1}{\frac{1}{41} + \frac{1}{7,19}} \text{ k}\Omega = 6,12 \text{ k}\Omega \quad (6.6.20)$$

i można w tym przypadku zastosować takie przybliżenie, jak dla układu WE z kondensatorem C_E

$$R_i \approx 0,8r_{be} = 0,8 \cdot 7,19 \text{ k}\Omega = 5,75 \text{ k}\Omega. \quad (6.6.21)$$

Stosunek skrajnych wartości wejściowej rezystancji, z zal. (6.6.18) i (6.6.20) jest około 6,5.

Zastępcza rezystancja wyjściowa układu zależy od rezystancji źródła sygnału R_g :

$$R_o = \frac{r_{be} + R_B \parallel R_g}{\beta_{\text{typ}} + 1} \parallel R_E. \quad (6.6.22)$$

I podobnie jak w przypadku wejściowej rezystancji układu, teraz także zostaną uwzględnione dwa skrajne przypadki pracy; teoretycznie czysto napięciowej a następnie czysto prądowej.

Dla pracy czysto napięciowej, gdy $R_g \Rightarrow 0 \Omega$:

$$R_o|_{R_g \Rightarrow 0 \Omega} = \frac{r_{be}}{\beta_{\text{typ}} + 1} \parallel R_E = \left(\frac{7,19}{296 + 1} \parallel 3,6 \right) \text{ k}\Omega =$$

$$= \frac{1}{\frac{296 + 1}{7,19} + \frac{1}{3,6}} \text{ k}\Omega = 24,0 \Omega \quad (6.6.23)$$

a przybliżenie dla takiej pracy

$$R_o \approx (1 \div 2)r_{eb} = (1 \div 2) \frac{r_{be}}{\beta_{\text{typ}} + 1} = (1 \div 2) \frac{7,19 \text{ k}\Omega}{296 + 1} = (24 \div 48) \Omega. \quad (6.6.24)$$

Dla pracy prądowej, gdy krańcowo $R_g \gg R_B$

$$R_o|_{R_g \rightarrow \infty \Omega} = \frac{r_{be} + R_B}{\beta_{typ} + 1} \parallel R_E = \left[\frac{7,19 + 41}{296 + 1} \parallel 3,6 \right] \text{ k}\Omega =$$

$$\frac{1}{\frac{296 + 1}{48,2} + \frac{1}{3,6}} \text{ k}\Omega = 155 \Omega . \quad (6.6.25)$$

Dla tej rezystancji stosunek skrajnych wartości z zal. (6.6.25) i (6.6.23) jest także około 6,5. Natomiast stosunek wartości rezystancji wejściowej do wyjściowej, sugerujący sposób wykorzystania, jest dla pracy napięciowej maksymalny $1,65 \cdot 10^3$ a dla pracy prądowej minimalny 39,5. Stąd wniosek, że ten wzmacniacz nadaje się przede wszystkim do współpracy ze źródłami sygnału i obciążeniami o wyraźnie większych rezystancjach R_g i R_L od odpowiednio wejściowej R_i i wyjściowej R_o , jak typowy przetwornik napięciowy.

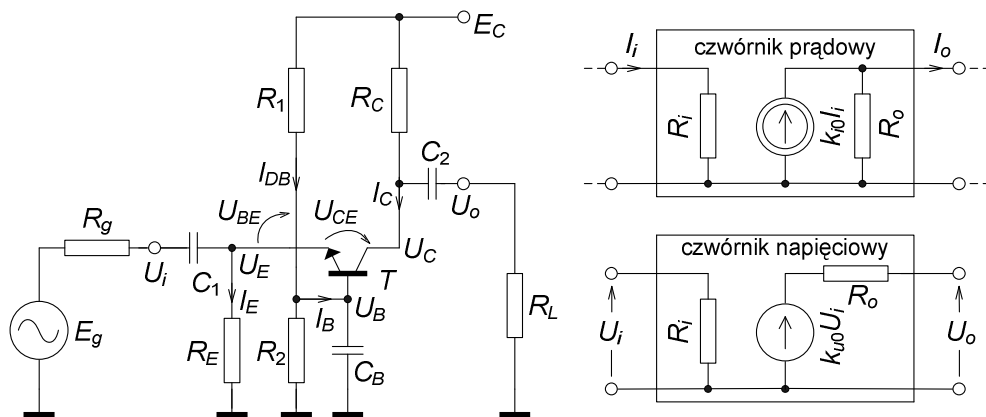
Odp. Parametry ppQ: $I_{CQ} = 1,07 \text{ mA}$, $U_{CEQ} = 5,15 \text{ V}$.

Parametry robocze układu, druga wartość przybliżona: $k_{u0} = 0,993 \text{ V/V}$ i $1,00 \text{ V/V}$, $k_{i0} = 253 \text{ A/A}$ i 237 A/A , R_i dla czystej pracy napięciowej $39,5 \text{ k}\Omega$ i $41,0 \text{ k}\Omega$ a dla czystej pracy prądowej $6,12 \text{ k}\Omega$ i $5,75 \text{ k}\Omega$, R_o dla czystej pracy napięciowej $24,0 \Omega$ i $(24,0 \div 48,0) \Omega$ a dla czystej pracy prądowej 155Ω .

Zad. 6.7. Problematyka: wzmacniacz sygnałów przemiennych, w układzie WB na tranzystorze bipolarnym, punkt pracy tranzystora, parametry zastępcze – robocze układu.

Treść zadania

Zbudowano wzmacniacz w układzie WB (rys. 6.7.1) z kondensatorem C_B na krzemowym tranzystorze npn małej mocy o $U_{BEQ} = 0,65 \text{ V}$, $\beta \approx \beta_0 = 350 \text{ A/A}$, zasilanie układu $E_C = 20 \text{ V}$ a rezystory w układzie $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$, $R_E = 470 \Omega$, $R_C = 3,3 \text{ k}\Omega$. Oblicz I_{CQ} i U_{CEQ} . Oblicz parametry robocze wzmacniacza w środku pasma częstotliwościowego: k_{u0} , k_{i0} , R_i , R_o z zależności w wersji podstawowej i przybliżonej oraz porównaj je.



Rys. 6.7.1. Wzmacniacz w układzie WB ze źródłem sygnału i obciążeniem, oraz małosygnałowe układy zastępcze w środku pasma częstotliwościowego, do zad. 6.7.

Rozwiązanie

Obliczenie wartości wielkości określających punkt pracy Q:

$$U_{BQ} \approx E_C \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 20 \frac{12}{100 + 12} \text{ V} = 2,14 \text{ V}, \quad (6.7.1)$$

$$U_{EQ} = U_{BQ} - U_{BEQ} = (2,14 - 0,65) \text{ V} = 1,49 \text{ V}, \quad (6.7.2)$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{U_{EQ}}{R_E} = \frac{1,49}{0,47} \text{ mA} = 3,17 \text{ mA}, \quad (6.7.3)$$

$$U_{CEQ} = E_C - I_{CQ}R_C - I_{EQ}R_E \approx E_C - I_{EQ}(R_C + R_E) = [20 - 3,17(3,3 + 0,47)] \text{ V} = 8,05 \text{ V}. \quad (6.7.4)$$

Teraz obliczenie wielkości związanych z parametrami zastępczymi – roboczymi małosygnalowymi tego układu:

$$R_B = R_1 \parallel R_2 = (100 \parallel 12) \text{ k}\Omega = \frac{100 \cdot 12}{100 + 12} \text{ k}\Omega = 10,7 \text{ k}\Omega, \quad (6.7.5)$$

$$r_{be} \equiv h_{11e} \approx \beta_0 \frac{\varphi_T}{I_{CQ}} \approx 350 \frac{26 \text{ mV}}{3,17 \text{ mA}} = 2,87 \text{ k}\Omega, \quad (6.7.6)$$

$$r_{ce} \equiv \frac{1}{h_{22e}} = \frac{U_Y}{I_{CQ}} \approx \frac{200 \text{ V}}{3,17 \text{ mA}} = 63,1 \text{ k}\Omega. \quad (6.7.7)$$

Własna transmitancja napięciowa z zależności dokładnej

$$k_{u0} = \beta \frac{R_C \parallel [r_{ce}(\beta + 1)]}{r_{be}} = 350 \frac{3,3 \parallel [63,1(350 + 1)] \text{ V}}{2,87} \frac{\text{V}}{\text{V}} = 402 \frac{\text{V}}{\text{V}} \quad (6.7.8)$$

a teraz z zależności przybliżonej, praktycznie to samo (mniej o około 0,008 %)

$$k_{u0} \approx \frac{U_{R_C}}{\varphi_T} = \frac{R_C I_{CQ}}{\varphi_T} \approx \frac{3,3 \text{ k}\Omega \cdot 3,17 \text{ mA}}{0,026 \text{ V}} = 402 \frac{\text{V}}{\text{V}}. \quad (6.7.9)$$

Własna transmitancja prądowa z zależności dokładnej

$$k_{i0} = \frac{\beta R_E}{(\beta + 1)R_E + r_{be}} = \frac{350 \cdot 0,47}{(350 + 1) \cdot 0,47 + 2,87} = 0,980 \frac{\text{A}}{\text{A}} \quad (6.7.10)$$

a teraz z zależności przybliżonej wynik o około 2 % większy

$$k_{i0} \approx 1,00 \frac{\text{A}}{\text{A}}. \quad (6.7.11)$$

Zastępcza wejściowa rezystancja układu z zależności dokładnej

$$R_i = \frac{r_{be}}{\beta + 1} \parallel R_E = \left[\frac{2,87}{350 + 1} \parallel 0,47 \right] \cdot 10^3 \Omega = 8,04 \Omega \quad (6.7.12)$$

i przybliżenie większe o około 1,7 %

$$R_i \approx r_{eb} \equiv \frac{r_{be}}{\beta+1} = \frac{2870}{350+1} \Omega = 8,18 \Omega. \quad (6.7.13)$$

Zastępcza wyjściowa rezystancja układu z zależności dokładnej

$$R_o = R_C \parallel [r_{ce}(\beta+1)] = \{3,3 \parallel [63,1(350+1)]\} \text{k}\Omega = 3,30 \text{k}\Omega \quad (6.7.14)$$

i przybliżenie większe zaledwie o około 0,015 %

$$R_o \approx R_C = 3,30 \text{k}\Omega. \quad (6.7.15)$$

Na koniec jeszcze obliczenie stosunku wartości rezystancji wejściowej do wyjściowej; w tym układzie jest to $2,44 \cdot 10^{-3}$. Ma więc ten układ własności dokładnie przeciwne do poprzedniego; źródło sygnału powinno mieć małą rezystancję a obciążenie układu może mieć znacznie większą.

Odp. Parametry ppQ: $I_{CQ} = 3,17 \text{ mA}$, $U_{CEQ} = 8,05 \text{ V}$.

Parametry robocze układu, druga wartość przybliżona: $k_{u0} = 402 \text{ V/V}$ i 402 V/V , $k_{i0} = 0,980 \text{ A/A}$ i $1,00 \text{ A/A}$, $R_i = 8,04 \Omega$ i $8,18 \Omega$, $R_o = 3,30 \text{ k}\Omega$ i $3,30 \text{ k}\Omega$.

Zad. 6.8. Problematyka: wzmacniacz sygnałów przemiennych, na tranzystorze bipolarnym w układzie WE, z dzielonym rezystorem emiterowym dla uzyskania stabilnego punktu pracy przy małym napięciu zasilającym.

Treść zadania

Źródłem napięcia zasilającego wzmacniacz WE ma być bateria 3R12, o znamionowej wartości siły elektromotorycznej $E_C = 4,5 \text{ V}$. Wzmacniacz powinien mieć wzmocnienie napięciowe $|k_{u0}| = 10 \text{ V/V}$ i rezystancje: wejściową $R_i \geq 20 \text{ k}\Omega$ i wyjściową $R_o \leq 5 \text{ k}\Omega$. Powinien także przenosić maksymalne symetryczne amplitudy sygnału sinusoidalnego przy obciążeniu wyjścia rezystancją $R_L = 2R_o$. Zastosuj tranzystor krzemowy npn małej mocy o $U_{BEQ} = 0,65 \text{ V}$ i $\beta_0 \approx \beta \approx (240 \div 420) \text{ A/A}$, przyjmij granicę jego liniowej pracy $U_{CE\min} = 0,5 \text{ V}$. Punkt pracy tranzystora powinien być stabilny. Stosuj przybliżone zależności na parametry małosygnałowe układu. Oblicz wartości rezystorów do układu.

Rozwiązanie

W przypadku tak stosunkowo niewielkiego wzmocnienia i żądania liniowej pracy z maksymalnymi symetrycznymi amplitudami należy zastosować układ wzmacniacza WE bez kondensatora C_E , czyli z ujemnym sprzężeniem zwrotnym, jak na rys. 6.1.1 w zadaniu 6.1. Dla takiego układu pierwszą wartość rezystora można wybrać od razu:

$$R_C \approx R_o, \quad \text{wybrano} \quad R_C = 4,3 \text{ k}\Omega. \quad (6.8.1)$$

Z żądanej wartości wzmocnienia wynika:

$$k_{u0} \approx -\frac{R_C}{R_E} \rightarrow R_E = -\frac{R_C}{k_{u0}} = -\frac{4,3}{-10} \text{ k}\Omega = 430 \Omega. \quad (6.8.2)$$

Obliczenia rezystancji do wyznaczenia zgodnie z kryterium maksymalnych symetrycznych amplitud optymalnego prądu kolektora w punkcie pracy (patrz zad. 6.3):

$$R_{LTDC} = R_E + R_C = (0,43 + 4,3) \text{ k}\Omega = 4,73 \text{ k}\Omega, \quad (6.8.3)$$

$$\begin{aligned} R_{LTAC} &= R_E + (R_C \parallel R_L) = R_E + \frac{R_C \cdot 2R_C}{3R_C} = R_E + \frac{2}{3} R_C = \\ &= \left(0,43 + \frac{2}{3} \cdot 4,3 \right) \text{ k}\Omega = 3,30 \text{ k}\Omega, \end{aligned} \quad (6.8.4)$$

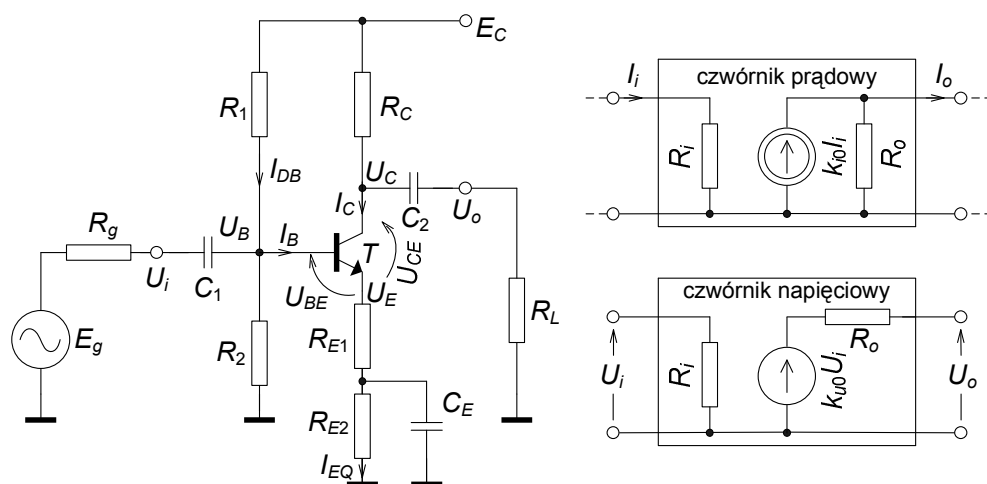
$$\begin{aligned} I_{CQ} &= \frac{E_C - U_{CE\min}}{R_{LTDC} + R_{LTAC}} = \frac{(4,5 - 0,5) \text{ V}}{(4,73 + 3,30) \text{ k}\Omega} = \frac{4,0}{8,03} \text{ mA} = \\ &= 0,498 \text{ mA} \approx 0,50 \text{ mA}. \end{aligned} \quad (6.8.5)$$

Tranzystor ma być krzemowy, o $U_{BEQ} \approx 0,65 \text{ V}$ i można już sprawdzić jedno z kryteriów stabilności punktu pracy:

$$U_{EQ} \equiv U_{R_{EQ}} = I_{EQ} R_E \approx I_{CQ} R_E = 0,498 \text{ mA} \cdot 0,43 \text{ k}\Omega = 0,214 \text{ V}. \quad (6.8.6)$$

Ostatni wynik jest przynajmniej 3 razy za mały, aby spełnić warunek, racjonalnie zmniejszający wpływ temperaturowych zmian napięcia U_{BE} :

$$U_{EQ} \geq (1 \div 3) U_{BEQ}. \quad (6.8.7)$$



Rys. 6.8.1. Wzmacniacz w układzie WE z dwuczęściowym rezystorem emiterowym, umożliwiającym uzyskanie stabilnego punktu pracy przy niewielkim napięciu zasilania oraz małosygnałowe układy zastępcze w środku pasma częstotliwościowego, do zad. 6.8.

Zwiększenie wartości R_E nie wchodzi w grę, bo zmalałoby wzmacnienie k_{u0} . Najprostszym rozwiązaniem przy twardo narzuconym napięciu zasilania E_C jest zastosowanie dwóch rezystorów między emiterem tranzystora a masą, przy czym jeden z nich jest bocznikowany kondensatorem C_E , jak pokazano na rys. 6.8.1.

Dla prądu stałego między emiterem i masą jest łączna rezystancja $R_{E1} + R_{E2}$, natomiast dla sygnału przemiennego ze środka pasma częstotliwościowego rezystancja R_{E2} jest bocznikowana reaktancją kondensatora C_E i pozostaje tylko R_{E1} . Stąd

$$R_{E1} = -\frac{R_C}{k_{u0}} = \frac{-4,3}{-10} \text{ k}\Omega = 430 \Omega \quad (6.8.8)$$

oraz z warunku stabilizacji $(R_{E1} + R_{E2})_{\min} \approx \frac{U_{BEQ}}{I_{CQ}}$. (6.8.9)

Po takiej modyfikacji układu wartość rezystancja R_{LTAC} obciążenia tranzystora dla sygnału nie zmieni się, bowiem R_{E1} równa się poprzedniej wartości R_E , natomiast wzrosnie rezystancja R_{LTDC} dla prądu stałego:

$$R_{LTDC} = R_{E1} + R_{E2} + R_C \geq \frac{U_{BEQ}}{I_{CQ}} + R_C. \quad (6.8.10)$$

Po podstawieniu tej zależności do warunku (6.8.5) na uzyskanie symetrycznych amplitud i przekształceniach

$$I_{CQ} \leq \frac{E_C - U_{CE\min} - U_{BEQ}}{R_{E1} + \frac{5}{3}R_C} = \frac{(4,5 - 0,5 - 0,65)\text{V}}{(0,43 + 7,17)\text{k}\Omega} = 0,441 \text{ mA}. \quad (6.8.11)$$

Można już obliczyć minimalną wartość rezystora R_{E2} :

$$\begin{aligned} R_{E2} &\geq (R_{E1} + R_{E2})_{\min} - R_{E1} = \frac{U_{BEQ}}{I_{CQ}} - R_{E1} = \\ &= \left(\frac{0,65}{0,441} - 0,43 \right) \text{k}\Omega = 1,04 \text{k}\Omega. \end{aligned} \quad (6.8.12)$$

Zbyt duży R_{E2} ograniczałby dynamikę sygnału (wartość międzyszczytowa) na wyjściu układu. Dlatego zdecydowano się na wartość bliską granicy obliczonej z zależności (6.8.12) i wybrano

$$R_{E2} = 1,1 \text{k}\Omega, \quad \text{w rezultacie suma} \quad R_{E1} + R_{E2} = 1,53 \text{k}\Omega. \quad (6.8.13)$$

Skorygowana wartość pożądanego prądu kolektora, po zastosowaniu zależności (6.8.10) i (6.8.5)

$$I_{CQ} = \frac{(4,5 - 0,5)\text{V}}{(5,83 + 3,30)\text{k}\Omega} = 0,438 \text{ mA}. \quad (6.8.14)$$

W celu obliczenia wartości rezystorów, tworzących dzielnik zasilający bazę tranzystora trzeba najpierw obliczyć napięcie między bazą i masą układu oraz z warunku stabilności graniczną wartość równoległego połączenia tych rezystorów:

$$\begin{aligned} U_{BQ} &= U_{BEQ} + U_{EQ} \approx U_{BEQ} + I_{CQ}(R_{E1} + R_{E2}) = \\ &= (0,65 + 0,438 \cdot 1,53)\text{V} = 1,32 \text{ V}, \end{aligned} \quad (6.8.15)$$

$$R_B = R_1 \parallel R_2 \leq 0,1\beta_{0\min} R_E = 0,1 \cdot 240 \cdot 1,53 \text{k}\Omega = 36,7 \text{k}\Omega. \quad (6.8.16)$$

Przy założeniu, że dzielnik $R_1 R_2$ nie jest praktycznie obciążony przez prąd bazy tranzystora można zapisać

$$U_{BQ} = E_C \frac{R_2}{R_1 + R_2} = E_C \frac{R_B}{R_1} \quad (6.8.17)$$

$$\text{i stąd} \quad R_1 = R_B \frac{E_C}{U_{BQ}} \leq 36,7 \frac{4,5}{1,32} \text{ k}\Omega = 125 \text{ k}\Omega, \text{ wybrano } 120 \text{ k}\Omega. \quad (6.8.18)$$

Zależność na R_2 można wyprowadzić z nieco innej postaci podziału dzielnika:

$$E_C - U_{BQ} = E_C \frac{R_1}{R_1 + R_2} = E_C \frac{R_B}{R_2} \quad (6.8.19)$$

$$\text{i stąd} \quad R_2 = R_B \frac{E_C}{E_C - U_{BQ}} \leq 36,7 \frac{4,5}{4,5 - 1,32} \text{ k}\Omega = 51,9 \text{ k}\Omega, \text{ wybrano } 51 \text{ k}\Omega. \quad (6.8.20)$$

Dobrano już wszystkie rezystory do układu, można więc ostatecznie obliczyć wartości wielkości w punkcie pracy:

$$U_{BQ} = E_C \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 4,5 \frac{51}{171} \text{ V} = 1,34 \text{ V}, \quad (6.8.21)$$

$$U_{EQ} = U_{BQ} - U_{BEQ} = (1,34 - 0,65) \text{ V} = 0,69 \text{ V} > U_{BEQ}, \quad (6.8.22)$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{U_{EQ}}{R_{E1} + R_{E2}} = \frac{0,69 \text{ V}}{1,53 \text{ k}\Omega} = 0,451 \text{ mA}, \quad (6.8.23)$$

$$U_{CQ} = E_C - I_{CQ} R_C = (4,5 - 0,451 \cdot 4,3) \text{ V} = 2,56 \text{ V}, \quad (6.8.24)$$

$$\begin{aligned} U_{CEQ} &= U_{CQ} - U_{EQ} = (2,56 - 0,69) \text{ V} = 1,87 \text{ V} \quad \text{lub z} \\ U_{CEQ} &= E_C - I_{CQ} R_C - I_{EQ} (R_{E1} + R_{E2}) \approx E_C - I_{CQ} (R_C + R_{E1} + R_{E2}) \end{aligned} \quad (6.8.25)$$

oraz sprawdzić warunki stabilności spoczynkowego punktu pracy ppQ. Jeden z nich już sprawdzono na końcu zal. (6.8.22), do pozostałych trzeba obliczyć zastępczą rezystancję R_B i typowy prąd bazy I_{BQ} w oparciu o średnią geometryczną granicznych wartości współczynnika β_0 :

$$R_B = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 35,8 \text{ k}\Omega, \quad (6.8.26)$$

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta_{0\text{typ}}} = \frac{I_{CQ}}{\sqrt{\beta_{0\text{min}} \beta_{0\text{max}}}} = \frac{0,451 \text{ mA}}{\sqrt{240 \cdot 420}} = 1,42 \mu\text{A}, \quad (6.8.27)$$

$$\text{prąd dzielnika} \quad I_{DB} \approx \frac{E_C}{R_1 + R_2} = \frac{4,5 \text{ V}}{171 \text{ k}\Omega} = 26,3 \mu\text{A}. \quad (6.8.28)$$

Jak wynika z (6.8.27) i (6.8.28) prąd płynący przez rezystory R_1 i R_2 jest przeszło osiemnaście razy większy od typowego spoczynkowego prądu bazy, można więc uznać, że jest spełniony praktyczny warunek nie obciążania dzielnika. Obliczona z (6.8.26) wartość R_B jest mniejsza od dopuszczalnej granicznej wyznaczonej z (6.8.16), a więc i ten warunek jest spełniony. Na koniec z przybliżonych wzorów oszacowano parametry robocze – małosygnałowe układu i porównano z wymogami

w treści zadania:

$$R_i \approx R_B = 35,8 \text{ k}\Omega > 20 \text{ k}\Omega, \quad R_o \approx R_C = 4,30 \text{ k}\Omega < 5,0 \text{ k}\Omega, \quad (6.8.29)$$

$$\text{stosunek rezystancji} \quad \frac{R_i}{R_o} \approx \frac{R_B}{R_C} = \frac{35,8}{4,3} = 8,33, \quad (6.8.30)$$

$$k_{u0} \approx -\frac{R_C}{R_{E1}} = -10,0 \frac{\text{V}}{\text{V}}, \quad k_{i0} \approx -\frac{R_B}{R_{E1}} = -83,3 \frac{\text{A}}{\text{A}}. \quad (6.8.31)$$

Autor proponuje Czytelnikowi w ramach ćwiczeń własnych sprawdzenie błędów przybliżeń w zależnościach (6.8.29) i (6.8.31) w oparciu o zależności w tabeli w Dodatku, bowiem wynikiem podzielenia rezystora emiterowego na dwie części jest stosunkowo duża wartość R_B ; warunek na nią był dla prądu stałego i spełniła go suma rezystorów emiterowych. Podstawą do wątpliwości co do praktycznej słuszności przybliżeń na parametry robocze układu może być porównanie stosunku rezystancji wejściowej do wyjściowej oraz wzmocnienia prądowego z tego zadania z wynikami np. w zad. 6.2 lub 6.3.

Jeżeli dopuszczalna byłaby zmiana wartości napięcia zasilania E_C , to byłaby to najprostsza droga do spełnienia wszystkich pozostałych wymagań bez korekty układu, tj. byłby jeden rezystor R_E , nie zablokowany kondensatorem C_E . Innym prostym rozwiązaniem byłoby zastosowanie tranzystora germanowego, o mniejszym napięciu $U_{BEQ} \approx 0,25 \text{ V}$, przy czym miałby on mniejsze wzmocnienie prądowe i mniejszą rezystancję r_{ce} .

Odp. Rezystory: $R_1 = 120 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 51 \text{ k}\Omega$, $R_C = 4,3 \text{ k}\Omega$, $R_{E1} = 430 \Omega$, $R_{E2} = 1,1 \text{ k}\Omega$.
Parametry ppQ: $I_{CQ} = 0,451 \text{ mA}$, $U_{CEQ} = 1,87 \text{ V}$. Parametry robocze układu:
 $k_{u0} = -10,0 \text{ V/V}$, $k_{i0} = -83,3 \text{ A/A}$, $R_i = 35,8 \text{ k}\Omega$, $R_o = 4,30 \text{ k}\Omega$.

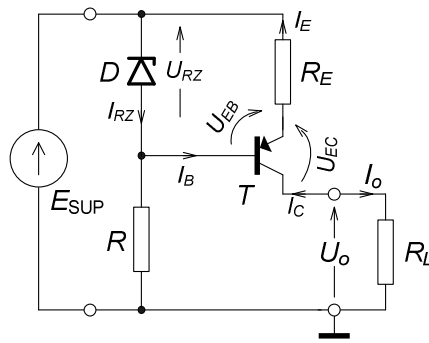
Zad. 6.9. Problematyka: źródło prądowe na tranzystorze bipolarnym, w układzie prądowego stabilizatora kompensacyjnego.

Treść zadania

Oblicz wartości elementów i napięcia zasilania do układu stabilizatora prądowego na tranzystorze bipolarnym. Wyjściowy prąd wpływający powinien mieć $I_o = 1,00 \text{ mA}$ a obciążenie połączone z masą (rys. 6.9.1) zakres $R_L = (0 \div 20) \text{ k}\Omega$. Źródło zasilania E_{SUP} powinno być dodatnie w stosunku do masy, maksymalna temperatura otoczenia nie przekroczy $\vartheta_{\text{max}} = 40 \text{ }^\circ\text{C}$. Przyjmij, że tranzystor do układu jest krzemowym pnp małej mocy, o $\beta \approx \beta_0 = (150 \div 280) \text{ A/A}$. Oblicz parametry robocze źródła: rezystancję wyjściową i współczynnik stabilizacji prądowej bez uwzględnienia efektów cieplnych spowodowanych zmianą mocy wydzielającej się w diodzie stabilizacyjnej i w tranzystorze.

Rozwiązanie

Struktura układu została narzucona w zadaniu. Należy dobrać typ diody stabilizacyjnej D i wartości R , R_E , E_{SUP} . Postanowiono wybrać diodę małej mocy ($P_{DM} = 0,5 \text{ W}$) o możliwie małej rezystancji dynamicznej i jednocześnie małym współczynnikiem temperaturowym napięcia w zakresie przebiecia. Wybrano diodę o parametrach: $U_{RZ} = 6,2 \text{ V} \pm 5 \%$, $\vartheta_{j\text{max}} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$, przy $I_{RZ} = 5 \text{ mA}$ typowa rezystancja dynamiczna $r_{RZ} = 6 \Omega$ i typowy współczynnik temperaturowy $\alpha_U = 2,2 \text{ mV/deg}$.



Rys. 6.9.1. Układ najprostszego stabilizatora kompensacyjnego prądu, ze źródłem odniesienia na diodzie stabilizacyjnej i ujemnym sprzężeniu zwrotnym prądowo-szeregowym wprowadzonym za pomocą R_E .

Wszystkie prądy elektrod tranzystora są ujemne, przy takim zastrzałkowaniu jak na rys. 6.9.1. Natomiast zmieniono kolejność indeksów w oznaczeniu spadków napięcia na tranzystorze, dzięki czemu oba: U_{EB} i U_{EC} są dodatnie.

Przyjęto, że granicą liniowej pracy tranzystora jest formalne przejście do stanu nasycenia, tj. moment zrównania się potencjałów kolektora i bazy, czyli $U_{EC} = U_{EB}$. Warunek na minimalne napięcie zasilania ma formę:

$$\begin{aligned} E_{\text{SUP}} &\geq U_{o\text{max}} + U_{EC\text{min}} + U_{R_E} = U_{o\text{max}} + U_{EB} + U_{R_E} = \\ &= U_{o\text{max}} + U_{RZ} = I_o R_{L\text{max}} + U_{RZ} = (1 \cdot 20 + 6,2)\text{V} = 26,2 \text{ V}. \end{aligned} \quad (6.9.1)$$

Ponieważ prawdopodobne źródło napięcia E_{SUP} to zasilacz sieciowy z filtrem, wybrano z małym zapasem wartość $E_{\text{SUP}} = (30 \pm 3)\text{V}$, dopuszczając około $\pm 10\%$ wahań napięcia spowodowanych zmianami napięcia sieci. Następnie obliczono typową wartość współczynnika wzmocnienia prądowego tranzystora i maksymalną wartość prądu bazy:

$$\beta_{\text{typ}} \approx \beta_{0\text{typ}} = \sqrt{\beta_{0\text{max}} \beta_{0\text{min}}} = \sqrt{280 \cdot 150} = 205 \frac{\text{A}}{\text{A}}, \quad (6.9.2)$$

$$I_{B\text{max}} = \frac{I_C}{\beta_{0\text{min}}} = \frac{-I_o}{\beta_{0\text{min}}} = \frac{-1 \text{ mA}}{150} = -6,67 \mu\text{A}. \quad (6.9.3)$$

Dobór punktu pracy diody nie zależy w tym przypadku od prądu bazy, bo jest on pomijalnie mały. Ponieważ nie sformułowano żadnego warunku co do sprawności układu, postanowiono prąd diody dobrać jako średnią geometryczną z wartości ograniczających jej zakres dopuszczalnej pracy:

$$\begin{aligned} I_{RZ\text{max}} &= \frac{P_{D\text{max}}}{U_{RZ}} = \frac{P_{DM}}{U_{RZ}} \cdot \frac{\vartheta_{j\text{max}} - \vartheta_{a\text{max}}}{\vartheta_{j\text{max}} - 25^\circ\text{C}} = \\ &= \frac{0,5 \text{ W}}{6,2 \text{ V}} \cdot \frac{150 - 40}{150 - 25} = 71,0 \text{ mA}, \end{aligned} \quad (6.9.4)$$

$$I_{RZ\text{min}} = 0,1 \frac{P_{DM}}{U_{RZ}} = 0,1 \frac{0,5 \text{ W}}{6,2 \text{ V}} = 8,06 \text{ mA}, \quad (6.9.5)$$

$$I_{RZ} = \sqrt{I_{RZ\text{max}} I_{RZ\text{min}}} = \sqrt{71 \cdot 8,06} \text{ mA} = 23,9 \text{ mA}. \quad (6.9.6)$$

Można już obliczyć wartość rezystora R , na podstawie znamionowej wartości napięcia zasilania i prądu z zależności (6.9.6)

$$R = \frac{E_{\text{SUP}} - U_{RZ}}{I_{RZ}} = \frac{(30 - 6,2) \text{ V}}{23,9 \text{ mA}} = 0,996 \text{ k}\Omega, \quad \text{wybrano } R = 1,00 \text{ k}\Omega, \quad (6.9.7)$$

a następnie wartość rezystora emiterowego R_E

$$\begin{aligned} R_E &= \frac{U_{RZ} - U_{EB}}{-I_E} = \frac{\beta_0}{\beta_0 + 1} \cdot \frac{U_{RZ} - U_{EB}}{I_o} = \\ &= \frac{205}{205 + 1} \cdot \frac{6,2 - 0,65}{1} \text{ k}\Omega = 5,52 \text{ k}\Omega. \end{aligned} \quad (6.9.8)$$

Postanowiono podzielić R_E na dwie części, stały rezystor $5,1 \text{ k}\Omega$ i połączony z nim szeregowo regulowany $1,0 \text{ k}\Omega$, co umożliwi adjustację wartości wyjściowego prądu.

Wszystkie elementy do układu już są wybrane, kolej na obliczenie parametrów roboczych układu. Zaczęto od oszacowania dynamicznej konduktancji wyjściowej tranzystora:

$$h_{22e} = \frac{1}{r_{ce}} = \frac{-I_C}{U_Y} = \frac{I_o}{U_Y} = \frac{1 \text{ mA}}{150 \text{ V}} = 6,67 \mu\text{S}. \quad (6.9.9)$$

Wyjściowa konduktancja dynamiczna stabilizatora prądu:

$$g_o = \frac{\partial I_o}{\partial U_o} \approx \frac{h_{22e}}{\beta + 1} \approx \frac{h_{22e}}{\beta} = \frac{6,67}{205} \mu\text{S} = 32,5 \text{ nS} \quad \text{czyli } r_o = 30,8 \text{ M}\Omega. \quad (6.9.10)$$

Współczynnik stabilizacji prądowej, przy zasilaniu ze źródła napięciowego:

$$\begin{aligned} G_i &\equiv \frac{\partial I_o}{\partial E_{\text{SUP}}} \approx \frac{h_{22e}}{\beta} + \frac{r_{RZ}}{R_E R} = \\ &= 32,5 \text{ nS} + \frac{6}{5,52 \cdot 1} \mu\text{S} = 32,5 \text{ nS} + 1,09 \mu\text{S} = 1,12 \mu\text{S}. \end{aligned} \quad (6.9.11)$$

Wyraźnie dominującym jest drugi składnik współczynnika stabilizacji, zależny od rezystorów i diody. Można jeszcze obliczyć współczynnik stabilizacji, zdefiniowany dla zmian względnych:

$$S_i \equiv \frac{\frac{\partial I_o}{I_o}}{\frac{\partial E_{\text{SUP}}}{E_{\text{SUP}}}} = G_i \frac{E_{\text{SUP}}}{I_o} = 1,12 \cdot 10^{-6} \frac{30}{1 \cdot 10^{-3}} = 3,36 \cdot 10^{-2} \frac{\%}{\%}. \quad (6.9.12)$$

Odp. Dioda C6V2 małej mocy $P_{DM} = 0,5 \text{ W}$, rezystory $R = 1,0 \text{ k}\Omega$, $R_E = 5,52 \text{ k}\Omega$, złożony ze stałego $5,1 \text{ k}\Omega$ i regulowanego $1,0 \text{ k}\Omega$, napięcie zasilania znamionowo $E_{\text{SUP}} = 30 \text{ V}$ z dopuszczalną tolerancją $\pm 10 \%$, wyjściowa konduktancja dynamiczna $g_o = 32,5 \text{ nS}$, współczynniki stabil. $G_i = 1,12 \mu\text{S}$ i $S_i = 3,36 \cdot 10^{-2} \%$.

Zad. 6.10. Problematyka: układ transmisji sygnału cyfrowego przez łącze izolacyjne, zastosowanie klucza tranzystorowego i transoptora, graniczne wartości parametrów.

Treść zadania

Oblicz wartości rezystorów do układu transmisji sygnału binarnego, bez negacji, przez łącze izolacyjne (rozdzielone potencjały odniesienia – masy), na transoptorze, z dwoma dodatkowymi tranzystorami pracującymi jako klucze na wejściu i wyjściu (rys. 6.10.1). Pomiń tolerancje wartości rezystancji rezystorów i napięć źródeł zasilających. Układ będzie pracował w zakresie temperatury otoczenia $(25 \pm 5)^\circ\text{C}$. Przyjmij dla stanu nasycenia tranzystorów wartość współczynnika przesterowania 3.

Dane standardów sygnałów:

- wejście, stan niski $U_{iL} = (0 \div 0,40)\text{V}$ dla odpowiednio $I_{iL} = - (0 \div 2,0)\text{mA}$,
 stan wysoki $U_{iH} = (3,5 \div 5,0)\text{V}$ dla odpowiednio $I_{iH} = + (0,20 \div 0)\text{mA}$,
- wyjście, stan niski $U_{oL} = (0 \div 0,60)\text{V}$ dla odpowiednio $I_{oL} = - (0 \div 20)\text{mA}$,
 stan wysoki $U_{oH} = (6,0 \div 9,0)\text{V}$ dla odpowiednio $I_{oH} = + (2,0 \div 0)\text{mA}$.

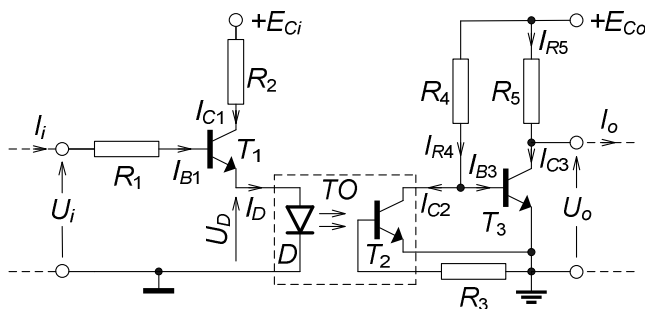
Dane źródeł zasilających:

- strona wejściowa $E_{Ci} = + 5,00\text{ V}$,
- strona wyjściowa $E_{Co} = + 9,00\text{ V}$.

Dane transoptora TO:

- LED GaAs podczerwień, $I_{D\max} = 50\text{ mA}$, $U_D = (1,0 \div 1,3)\text{V}$ dla $I_D = (1 \div 10)\text{mA}$,
- fototranzystor krzemowy npn, $I_{C\max} = 50\text{mA}$, przy $R_3 = 0,22\text{ M}\Omega$ i w stanie nasycenia tranzystora $U_{CE\text{sat}} = (0,10 \div 0,40)\text{V}$ minimalna wartość współczynnika transmisji prądowej (current transfer ratio) $CTR_{\min} \equiv K_{I\min} \equiv (I_C/I_D)_{\min} = 0,06$.

Dane tranzystorów: krzemowe npn małej mocy, $I_{C\max} = 50\text{ mA}$, $U_{CE0} = 30\text{ V}$, $U_{BE} \approx 0,65\text{ V}$, $U_{CE\text{sat}} = (0,1 \div 0,4)\text{V}$, $\beta_0 = (200 \div 360)\text{A/A}$.



Rys. 6.10.1. Układ do transmisji sygnału cyfrowego z izolacją galwaniczną obwodów.

Rozwiązanie

Jest to zadanie o charakterze prostego projektu; struktura układu i dane części elementów są narzucone. Przy analizie należy posługiwać się odpowiednimi granicznymi wartościami i zacząć ją od końca układu, od wyjścia.

Na wyjściu jest stan wysoki, gdy tranzystor T_3 jest zatkany i wartość rezystora R_5 można obliczyć z wyjściowych granicznych wartości prądu i napięcia:

$$R_5 \leq \frac{E_{Co} - U_{oH\min}}{I_{oH\max}} = \frac{(9 - 6)\text{V}}{2\text{ mA}} = 1,5\text{ k}\Omega, \quad \text{wybrano } R_5 = 1,3\text{ k}\Omega. \quad (6.10.1)$$

Gdy T_3 jest w nasyceniu, wyjście jest w stanie niskim i przez tranzystor płynie

suma prądów z rezystora i z wyjścia:

$$I_{C3\max} = I_{R_5} + (-I_{oL\max}) = \frac{E_{Co} - U_{CE3\text{sat min}}}{R_5} - I_{oL\max} =$$

$$= \frac{(9 - 0,1)}{1,3} \text{mA} + 20 \text{mA} = 26,8 \text{mA}. \quad (6.10.2)$$

Aby stan nasycenia tranzystora T_3 był pewny, prąd jego bazy musi być odpowiednio duży. Z dodatkowym współczynnikiem nasycenia

$$I_{B3\min} = 3 \frac{I_{C3\max}}{\beta_{03\min}} = 3 \frac{26,8}{200} \text{mA} = 0,402 \text{mA}. \quad (6.10.3)$$

Gdy T_3 jest w nasyceniu, T_2 musi być zatkany i cały prąd bazy T_3 płynie przez rezystor R_4 :

$$R_4 \leq \frac{E_{Co} - U_{BE3}}{I_{B3\min}} = \frac{(9 - 0,65)\text{V}}{0,402 \text{mA}} = 20,8 \text{k}\Omega, \quad \text{wybrano } R_4 = 18 \text{k}\Omega. \quad (6.10.4)$$

Przeciwny stan T_3 – zatkanie zostanie osiągnięte, gdy cały prąd z rezystora R_4 popłynie do kolektora T_2 , czyli gdy T_2 wejdzie w stan nasycenia i wtedy

$$I_{C2\max} = \frac{E_{Co} - U_{CE2\text{sat min}}}{R_4} = \frac{(9 - 0,1)}{18} \text{mA} = 0,494 \text{mA}. \quad (6.10.5)$$

Prąd płynący przez diodę transoptora, czego efektem będzie obliczony prąd fototranzystora T_2 , musi mieć przynajmniej wartość:

$$I_{D\min} = \frac{I_{C2\max}}{K_{I\min}} = \frac{0,494}{0,06} \text{mA} = 8,23 \text{mA}. \quad (6.10.6)$$

Przewodzenie tej diody będzie skutkiem stanu nasycenia tranzystora T_1 , którego prąd kolektora powinien być przynajmniej równy wynikowi z (6.10.6), a to zapewni dobór odpowiedniego rezystora R_2 :

$$R_2 \leq \frac{E_{Ci} - U_{CE1\text{sat max}} - U_{D\max}}{I_{D\min}} =$$

$$= \frac{(5 - 0,4 - 1,3)\text{V}}{8,23 \text{mA}} = 401 \Omega, \quad \text{wybrano } R_2 = 360 \Omega. \quad (6.10.7)$$

Aby popłynęła maksymalna wartość prądu kolektora T_1

$$I_{C1\max} = \frac{E_{Ci} - U_{CE1\text{sat min}} - U_{D\min}}{R_2} = \frac{(5 - 0,1 - 1,0)}{0,36} \text{mA} = 10,8 \text{mA} \quad (6.10.8)$$

i nie wyszedł on z nasycenia, prąd jego bazy nie może być mniejszy od:

$$I_{B1\min} = 3 \frac{I_{C1\max}}{\beta_{01\min}} = 3 \frac{10,8}{200} \text{mA} = 0,162 \text{mA}. \quad (6.10.9)$$

Rezystor R_1 w bazie T_1 , zapewniający taki prąd bazy przy określonych

parametrach stanu wysokiego sygnału wejściowego:

$$R_1 \leq \frac{U_{iH \min} - U_{BE1} - U_{D \max}}{I_{B1 \min}} = \quad (6.10.10)$$
$$= \frac{(3,5 - 0,65 - 1,3)\text{V}}{0,162 \text{ mA}} = 9,57 \text{ k}\Omega, \quad \text{wybrano } R_1 = 8,2 \text{ k}\Omega.$$

To obliczenie kończy analizę. Wartość rezystora R_3 zgodnie z danymi transoptora powinna być równa $0,22 \text{ M}\Omega$.

Wybierano wartości rezystorów z zapasem przynajmniej 10 %, aby ewentualne rozrzuty wynikające z tolerancji nie miały wpływu na spełnienie stosowanych w obliczeniach nierówności. Ponieważ w każdym punkcie analizy formułowano warunki dla najgorszego przypadku, układ ma duży zapas bezpieczeństwa i np. praca przy podwyższonej temperaturze otoczenia do np. $40 \text{ }^\circ\text{C}$ powinna być także poprawna.

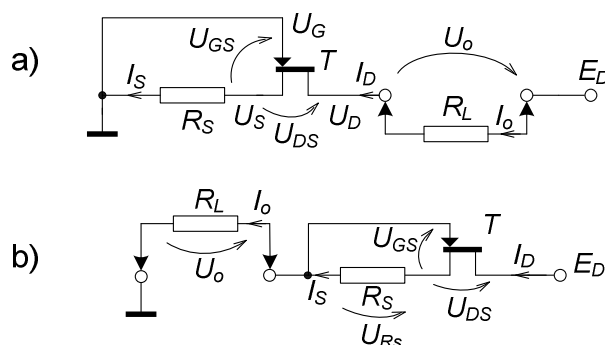
Odp. Rezystory: $R_1 = 8,2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 360 \text{ }\Omega$, $R_3 = 0,22 \text{ M}\Omega$, $R_4 = 18 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 1,3 \text{ k}\Omega$.

7. ZASTOSOWANIE TRANZYSTORÓW UNIPOLARNYCH

Zad. 7.1. Problematyka: źródło prądowe na tranzystorze polowym złączowym, dobór rezystora w źródle, parametry robocze źródła.

Treść zadania

Rezystancja wyjściowa źródła prądowego na tranzystorze polowym JFET z kanałem **n** (rys. 7.1.1) ma być przynajmniej 10 razy większa od rezystancji kanału r_{ds} tranzystora. Oblicz wartość graniczną prądu wyjściowego źródła dla tego przypadku, dobierz okrągłą zbliżoną wartość znamionową I_o a następnie oblicz wartość rezystora R_S . Źródło zasilania ma $E_D = 15\text{ V}$ a tranzystor ma napięcie odcięcia $U_P = -3,8\text{ V}$ i prąd $I_D(U_{GS} = 0\text{ V}) \equiv I_{DSS} = 12\text{ mA}$. Oblicz zakres dopuszczalnej rezystancji obciążenia wyjścia źródła R_L .



Rys. 7.1.1. Źródło prądowe na JFETn w dwóch wersjach: a) obciążenie R_L (wyjście) w obwodzie prądu drenu I_D tranzystora, b) obciążenie w obwodzie prądu źródła I_S tranzystora, dołączone do masy.

Rozwiązanie

Pokazane na rys. 7.1.1 układy mają praktycznie identyczne parametry przy prądzie stałym, bowiem w obu $I_o = I_D \approx I_S$, zgodnie z własnością tranzystora polowego $I_G \Rightarrow 0\text{ A}$. Istotną zaletą układu b) jest połączenia jednego końca obciążenia R_L z masą, co w niektórych zastosowaniach może być niezbędne.

Z narzuconego w treści stosunku rezystancji wynika stosunek prądów I_{DSS} i I_o :

$$r_o \approx r_{ds} \left[2 \sqrt{\frac{I_{DSS}}{I_o}} - 1 \right] \rightarrow \frac{r_o}{r_{ds}} = \left[2 \sqrt{\frac{I_{DSS}}{I_o}} - 1 \right] \geq 10, \quad (7.1.1)$$

$$\sqrt{\frac{I_{DSS}}{I_o}} \geq 5,5 \rightarrow \frac{I_{DSS}}{I_o} \geq 30,3 \rightarrow I_o \leq \frac{12\text{ mA}}{30,3} = 0,396\text{ mA}. \quad (7.1.2)$$

Przyjęto znamionowy prąd źródła $I_o = 300\text{ }\mu\text{A}$. Teraz można obliczyć wartość rezystora R_S a następnie napięcia U_{GS} :

$$R_S = \frac{U_P}{I_o} \left[\left| \sqrt{\frac{I_o}{I_{DSS}}} \right| - 1 \right] = \frac{-3,8 \text{ V}}{0,30 \text{ mA}} \left[\left| \sqrt{\frac{0,30}{12}} \right| - 1 \right] =$$

$$= (-12,7)(-0,842) \text{ k}\Omega = 10,7 \text{ k}\Omega \quad (7.1.3)$$

i sprawdzenie $\frac{r_o}{r_{ds}} = \left[2 \left| \sqrt{\frac{I_{DSS}}{I_o}} \right| - 1 \right] = \left[2 \left| \sqrt{\frac{12}{0,30}} \right| - 1 \right] = 11,6 \approx 12,$ (7.1.4)

$$U_{RS} = I_S \cdot R_S = I_D \cdot R_S = I_o \cdot R_S = 0,30 \text{ mA} \cdot 10,7 \text{ k}\Omega = 3,21 \text{ V}, \quad (7.1.5)$$

$$U_{GS} = -U_{RS} = -3,21 \text{ V} \quad \text{natomiast} \quad U_{DS} = E_D - U_{RS} - I_o \cdot R_L. \quad (7.1.6)$$

Minimalna rezystancja obciążenia to oczywiście $R_{L\min} = 0 \Omega$; są to warunki idealne dla źródła prądowego. Wtedy napięcie na tranzystorze $U_{DS} = (15 - 3,21) \text{ V} = 11,8 \text{ V}$. Wartość R_L od góry jest ograniczona minimalną dopuszczalną wartością napięcia U_{DS} . Warunek na pracę tranzystora we właściwym zakresie charakterystyk ma postać:

$$U_{DS} > U_{GS} - U_P = (-3,21 - (-3,8)) \text{ V} = 0,59 \text{ V}. \quad (7.1.7)$$

Przyjęto z zapasem $U_{DS\min} = 2,0 \text{ V}$, aby nie zmniejszyć zbyttnio r_{ds} tranzystora i z przekształconej zależności (7.1.6):

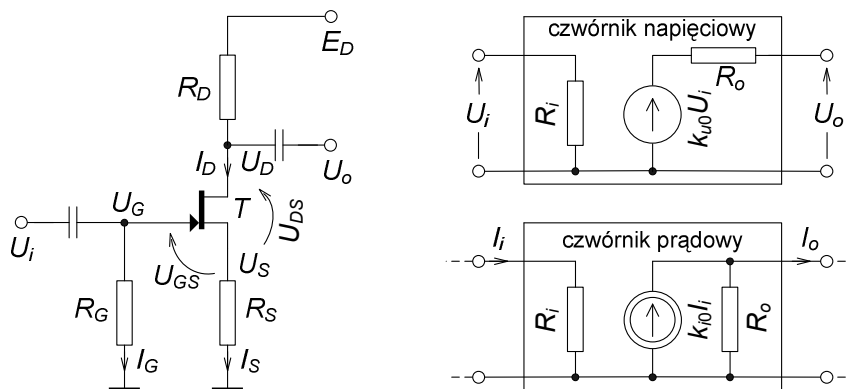
$$R_{L\max} = \frac{E_D - U_{RS} - U_{DS\min}}{I_o} = \frac{(15 - 3,21 - 2,0) \text{ V}}{0,30 \text{ mA}} = 32,6 \text{ k}\Omega. \quad (7.1.8)$$

Odp. $I_o \leq 396 \mu\text{A}$, wybrano $I_o = 300 \mu\text{A}$, $R_S = 10,7 \text{ k}\Omega$, $U_{GS} = -3,21 \text{ V}$,
 $R_{L\min} = 0 \Omega$, $R_{L\max} = 32,6 \text{ k}\Omega$.

Zad. 7.2. Problematyka: punkt pracy tranzystora unipolarnego (polowego) w układzie wzmacniacza sygnałów przemiennych, parametry robocze takiego wzmacniacza, traktowanego jako czwórnik liniowy i unilateralny.

Treść zadania

Dobierz tak elementy we wzmacniaczu sygnałów przemiennych na tranzystorze polowym złączowym z kanałem **n**, w układzie WS bez kondensatora C_S (rys. 7.2.1), aby transkonduktancja tranzystora w punkcie pracy ppQ była $g_m = g_{m0}/3$ oraz transmitancja własna napięciowa całego układu $k_{u0} = -5,0 \text{ V/V}$. Narzucone są wartości rezystora upływowego bramki $R_G = 10 \text{ M}\Omega$, napięcia źródła zasilania $E_D = 25 \text{ V}$, znamionowych parametrów tranzystora: napięcia odcięcia $U_{GS\text{off}} \equiv U_P = -3,8 \text{ V}$ oraz prądu drenu $I_{DSS} = 12 \text{ mA}$ przy zerowym napięciu bramka-źródło. Oblicz parametry punktu pracy ppQ oraz robocze, zastępczego czwórnika w wersji napięciowej i prądowej w środku pasma częstotliwościowego.



Rys. 7.2.1. Wzmacniacz w układzie WS bez kondensatora C_S , oraz jego zastępcze, małosygnałowe czwórniki w wersji napięciowej i prądowej, do zad. 7.2.

Rozwiązanie

Z pierwszego warunku w zadaniu można wyznaczyć napięcie statycznego punktu pracy U_{GSQ} :

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{-U_P} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_P}\right) = g_{m0} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_P}\right) = \frac{g_{m0}}{3}, \quad (7.2.1)$$

$$1 - \frac{U_{GSQ}}{U_P} = \frac{g_m}{g_{m0}} = \frac{1}{3} \quad \rightarrow \quad \frac{U_{GSQ}}{U_P} = \frac{2}{3} \quad \rightarrow \quad U_{GSQ} = -2,53 \text{ V}, \quad (7.2.2)$$

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{-U_P} = \frac{2 \cdot 12}{-(-3,8)} \text{ mS} = 6,32 \text{ mS}, \quad g_m = \frac{g_{m0}}{3} = 2,11 \text{ mS}. \quad (7.2.3)$$

Można teraz obliczyć prąd drenu, przy czym pomija się prąd upływu bramki I_G :

$$I_{SQ} = I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_P}\right)^2 = 12 \left(1 - \frac{2}{3}\right)^2 \text{ mA} = \frac{I_{DSS}}{9} = 1,33 \text{ mA}. \quad (7.2.4)$$

Obliczenie rezystora R_S w obwodzie źródła tranzystora dla osiągnięcia takiego I_{DQ} :

$$R_S = \frac{U_{SQ}}{I_{SQ}} = \frac{-U_{GSQ}}{I_{SQ}} = \frac{-(-2,53) \text{ V}}{1,33 \text{ mA}} = 1,90 \text{ k}\Omega. \quad (7.2.5)$$

Z transmitancji napięciowej można wyznaczyć rezystor w drenie (z uproszczonej zależności), a następnie wartości pozostałych wielkości określających punkt pracy ppQ tranzystora:

$$k_{u0} \approx \frac{-R_D \cdot g_m}{1 + R_S \cdot g_m} = \frac{-R_D}{\frac{1}{g_m} + R_S} \quad \text{i stąd} \quad (7.2.6)$$

$$R_D = -k_{u0} \left(\frac{1}{g_m} + R_S \right) = -(-5) \left(\frac{1}{2,11} + 1,90 \right) \text{k}\Omega =$$

$$= 5 \cdot 2,37 \text{k}\Omega = 11,9 \text{k}\Omega, \quad (7.2.7)$$

$$U_{DQ} = E_D - I_{DQ} \cdot R_D = 25 \text{ V} - 1,33 \text{ mA} \cdot 11,9 \text{ k}\Omega = 9,17 \text{ V}, \quad (7.2.8)$$

$$U_{SQ} = -U_{GSQ} = 2,53 \text{ V}, \quad (7.2.9)$$

$$U_{DSQ} = U_{DQ} - U_{SQ} = (9,17 - 2,53) \text{ V} = 6,64 \text{ V}. \quad (7.2.10)$$

Ta ostatnia wartość świadczy o położeniu punktu pracy w zakresie tzw. pentodowym charakterystyk tranzystora, właściwym dla wzmacniania. Rozpoznaje się to po spełnieniu nierówności:

$$U_{DSQ} = 6,64 \text{ V} > U_{GSQ} - U_P = (-2,53 - (-3,8)) \text{ V} = +1,27 \text{ V}. \quad (7.2.11)$$

Pozostały jeszcze do obliczenia wartości elementów w zastępczych czwórnikach układu, poza narzuconą w treści transmitancją napięciową:

$$R_i \approx R_G = 10 \text{ M}\Omega, \quad R_o \approx R_D = 11,9 \text{ k}\Omega, \quad (7.2.12)$$

$$k_{i0} = k_{u0} \frac{R_i}{R_o} = -5,00 \frac{10^7}{11,9 \cdot 10^3} \text{ A/A} = -4,20 \cdot 10^3 \text{ A/A}. \quad (7.2.13)$$

Zwraca uwagę bardzo duża wartość transmitancji prądowej, wynikająca z dużego stosunku rezystancji wejściowej do wyjściowej układu. W razie wykonania tego układu należy polecić zastosowanie rezystorów z szeregu E24, o 5% tolerancji wartości (Dodatek): $R_S = 2,0 \text{ k}\Omega$, $R_D = 12 \text{ k}\Omega$.

Odp. $R_S = 1,90 \text{ k}\Omega$, zalecane $2,0 \text{ k}\Omega$, $R_D = 11,9 \text{ k}\Omega$, zalecane $12 \text{ k}\Omega$,

$$U_{GSQ} = -U_{SQ} = -2,53 \text{ V}, \quad U_{DQ} = 9,17 \text{ V}, \quad U_{DSQ} = 6,64 \text{ V},$$

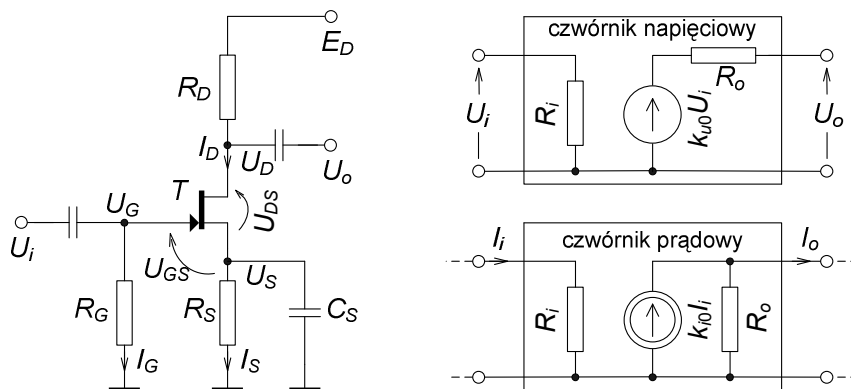
$$I_{SQ} \approx I_{DQ} = 1,33 \text{ mA}, \quad g_m = 2,11 \text{ mS}$$

$$R_i = 10 \text{ M}\Omega, \quad R_o = 11,9 \text{ k}\Omega, \quad k_{u0} = -5,00 \text{ V/V}, \quad k_{i0} = -4,20 \cdot 10^3 \text{ A/A}.$$

Zad. 7.3. Problematyka: wzmacniacz sygnałów przemiennych, w układzie WS na tranzystorze unipolarnym, punkt pracy tranzystora, parametry układu zastępczego oraz ocena jego nieliniowości.

Treść zadania

We wzmacniaczu WS z kondensatorem C_S (rys. 7.3.1) zastosowano tranzystor polowy JFETn o napięciu odcięcia $U_P = -4,80 \text{ V}$ i prądzie $I_{DSS} = 15,8 \text{ mA}$ przy zerowej wartości napięcia bramka-źródło U_{GS} tranzystora. W układzie $R_G = 8,2 \text{ M}\Omega$ i $R_D = 5,1 \text{ k}\Omega$. Stosuj zależności przybliżone, załóż, że charakterystyka przejściowa tranzystora w układzie WS, zarówno statyczna, jak i dynamiczna jest czystą parabolą, pominię prąd upływowy bramki oraz rezystancje r_{gs} i r_{ds} . Dobierz taki punkt pracy (tj. oblicz R_S , I_{DQ} , U_{GSQ}), aby $k_{u0} = -8,0 \text{ V/V}$. Oblicz parametry małosygnałowego modelu liniowego układu R_i , R_o , k_{i0} . Oszacuj nieliniowość pracy układu jako niesymetrię wzmacniania amplitud wejściowego sygnału sinusoidalnego o wartości skutecznej $U_i = 100 \text{ mV}$.



Rys. 7.3.1. Wzmacniacz w układzie WS z kondensatorem C_S , oraz jego zastępcze, małosygnałowe czwórniki w wersji napięciowej i prądowej, do zad. 7.3.

Rozwiązanie

Wpięcie kondensatora C_S równolegle do rezystora R_S oznacza połączenie źródła S tranzystora z masą dla sygnałów przemiennych; o wzmacnieniu napięciowym decyduje transkonduktancja tranzystora g_m oraz rezystancja R_D . Z żądanego wzmacnienia własnego można obliczyć niezbędną transkonduktancję i punkt pracy tranzystora:

$$k_{u0} \approx -g_m R_D \quad \rightarrow \quad g_m = -\frac{k_{u0}}{R_D} = -\frac{-8,0}{5,1 \text{ k}\Omega} = 1,57 \text{ mS}, \quad (7.3.1)$$

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{-U_P} = \frac{2 \cdot 15,8 \text{ mA}}{-(-4,8) \text{ V}} = 6,58 \text{ mS}, \quad (7.3.2)$$

z zależności
$$g_m = g_{m0} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_P} \right) \quad (7.3.3)$$

$$U_{GSQ} = U_P \left(1 - \frac{g_m}{g_{m0}} \right) = -4,8 \text{ V} \cdot \left(1 - \frac{1,57}{6,58} \right) = -3,65 \text{ V} \quad (7.3.4)$$

oraz z zależności
$$g_m = \frac{2 \cdot \sqrt{I_{DQ} I_{DSS}}}{-U_P} \quad (7.3.5)$$

$$I_{DQ} = \frac{(g_m U_P)^2}{4I_{DSS}} = \frac{(1,57 \cdot 10^{-3} \text{ S} \cdot 4,8 \text{ V})^2}{4 \cdot 15,8 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = 0,899 \text{ mA}. \quad (7.3.6)$$

Można teraz obliczyć rezystor R_S , który taki punkt pracy wymusi:

$$R_S = \frac{U_{SQ}}{I_{SQ}} = \frac{-U_{GSQ}}{I_{DQ}} = \frac{-(-3,65) \text{ V}}{0,899 \text{ mA}} = 4,06 \text{ k}\Omega. \quad (7.3.7)$$

Proponuje się Czytelnikowi niezależne obliczenie R_S z poniższych zależności, celem przyswojenia tematu. Są one stosowane, gdy jest znana potrzebna wartość jednej z wielkości określających punkt pracy, napięcia U_{GSQ} lub prądu I_{DQ} :

$$R_S = -\frac{U_{GSQ}}{I_{DSS}} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_P}\right)^{-2} \quad \text{lub} \quad R_S = \frac{U_P}{I_{DQ}} \left[\sqrt{\frac{I_{DQ}}{I_{DSS}}} - 1 \right]. \quad (7.3.8)$$

Obliczenie zastępczych parametrów małosygnałowych:

$$R_i \approx R_G = 8,2 \text{ M}\Omega \quad \text{oraz} \quad R_o \approx R_D = 5,1 \text{ k}\Omega, \quad (7.3.9)$$

$$k_{i0} \approx k_{u0} \frac{R_i}{R_o} = -8,0 \frac{\text{V}}{\text{V}} \cdot \frac{8,2 \text{ M}\Omega}{5,1 \text{ k}\Omega} = -12,9 \frac{\text{kA}}{\text{A}} = -1,29 \cdot 10^4 \frac{\text{A}}{\text{A}}. \quad (7.3.10)$$

Ocenę nieliniowości, zgodnie z sugestią w treści zadania i zależnością (7.3.1), oparto na różnicy transkonduktancji w punkcie pracy (tj. przy przejściu sygnału wejściowego przez zero) i dla amplitudy wejściowego sygnału. Jest to najprostsza metoda analityczna. Przez g_m oznaczana jest transkonduktancja w ppQ, a tutaj zaproponowano dodatkowo g_{m+} dla dodatniej wartości szczytowej wejściowego sygnału i odpowiednio g_{m-} dla szczytowej ujemnej. Odpowiednie odchylenia względne, jako miary nieliniowości – niedokładności liniowości δ_l oblicza się z zależności:

$$\delta_{l+} = \left(1 - \frac{g_{m+}}{g_m}\right) 100\% \quad \text{oraz} \quad \delta_{l-} = \left(1 - \frac{g_{m-}}{g_m}\right) 100\%. \quad (7.3.11)$$

Ponieważ transkonduktacja zależy liniowo od chwilowych zmian napięcia U_{GS} (patrz (7.3.3)), można obie zależności z (7.3.11) połączyć w jedną, z symetrycznymi odchyleniami napięcia o amplitudę, czyli o $\pm\sqrt{2}U_i$:

$$\begin{aligned} \delta_{l\pm} &= \left[1 - \frac{g_{m0} \left(1 - \frac{U_{GSQ} \pm \sqrt{2} U_i}{U_P}\right)}{g_{m0} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_P}\right)} \right] 100\% = \frac{\pm\sqrt{2} U_i}{U_P - U_{GSQ}} 100\% = \\ &= \frac{\pm\sqrt{2} \cdot 0,1 \text{ V}}{(-4,8 + 3,65) \text{ V}} 100\% = \pm 12\%. \end{aligned} \quad (7.3.12)$$

Zaleca się wykonanie samodzielnego przekształcenia w zależności (7.3.12), z której jasno wynika, że im bliżej punktu odcięcia będzie położony punkt pracy tranzystora (mała różnica w mianowniku), tym większa nieliniowość.

Odp. $U_{GSQ} = -3,65 \text{ V}$, $I_{DQ} = 0,899 \text{ mA}$, $R_S = 4,06 \text{ k}\Omega$,

$R_i = 8,20 \text{ M}\Omega$, $R_o = 5,10 \text{ k}\Omega$, $k_{u0} = -8,00 \text{ V/V}$, $k_{i0} = -1,29 \cdot 10^4 \text{ A/A}$, błąd liniowości $\delta_l = \pm 12\%$ dla wejściowego sygnału sinusoidalnego o wartości skutecznej $U_i = 100 \text{ mV}$; szczyt wejściowy dodatni mocniej wzmacniany, wejściowy ujemny – słabiej.

Zad. 7.4. Problematyka: wzmacniacz sygnałów przemiennych, w układzie WS na tranzystorze unipolarnym, zależność punktu pracy i parametrów roboczych układu od parametrów tranzystora.

Treść zadania

Zaprojektowano wzmacniacz w układzie WS z kondensatorem C_S (rys. 7.3.1): $E_D = 20 \text{ V}$, $R_G = 4,7 \text{ M}\Omega$, $R_D = 6,8 \text{ k}\Omega$, $R_S = 1,2 \text{ k}\Omega$. Będzie on zastosowany w produkowanym masowo urządzeniu, z losowymi egzemplarzami tranzystora JFETn, którego grupa B ma w katalogu podany przedział od a) $U_P = -2,0 \text{ V}$ i $I_{DSS} = 6,0 \text{ mA}$ do b) $U_P = -4,0 \text{ V}$ i $I_{DSS} = 15 \text{ mA}$. Oblicz zakres zmian punktu pracy (U_{GSQ} , I_{DQ} , U_{DSQ}) oraz wzmocnienia napięciowego k_{u0} , spowodowanych losowością parametrów tranzystora. Przyjmij, że charakterystyka przejściowa tranzystora w tym układzie jest krzywą drugiego stopnia, prąd bramki praktycznie $I_G = 0 \text{ A}$, pomiń w obliczeniach r_{ds} .

Rozwiązanie

Układ wzmacniacza jest taki, jak w poprzednim zadaniu. Tym razem wszystkie elementy są znane, a problemem jest rozrzut parametrów między egzemplarzami tranzystora. Wyznaczenie punktu (U_{GSQ} , I_{DQ}) na charakterystyce tranzystora przy znanym R_S wymaga rozwiązania równania kwadratowego. Należy posłużyć się przekształconą zależnością (7.3.8)

$$\frac{1}{R_S} = \frac{I_{SQ}}{U_{SQ}} = \frac{I_{DQ}}{-U_{GSQ}} = \frac{I_{DSS}}{-U_{GSQ}} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_P}\right)^2. \quad (7.4.1)$$

Wprowadzono oznaczenie $x = \frac{U_{GSQ}}{U_P}$, (7.4.2)

$$\frac{1}{R_S} = \frac{I_{DSS}}{-xU_P}(1-x)^2 \rightarrow (1-x)^2 + x \frac{U_P}{I_{DSS}R_S} = 0, \quad (7.4.3)$$

$$x^2 + 2x \left(\frac{U_P}{2I_{DSS}R_S} - 1 \right) + 1 = 0. \quad (7.4.4)$$

Warto wprowadzić jeszcze jedno oznaczenie:

$$\mu = \frac{U_P}{2I_{DSS}R_S} - 1 \quad (7.4.5)$$

i ostatecznie $x^2 + 2\mu x + 1 = 0$. (7.4.6)

Rozwiązaniem tego równania są formalnie dwie wartości, z których tylko dodatnia i nie większa od 1 będzie miała sens fizyczny (patrz zal. (7.4.2)):

$$x = -\mu \mp \sqrt{\mu^2 - 1}. \quad (7.4.7)$$

a) Obliczenia dla wartości $U_P = -2,0 \text{ V}$ i $I_{DSS} = 6,0 \text{ mA}$.

$$\mu = \frac{U_P}{2I_{DSS}R_S} - 1 = \frac{-2,0 \text{ V}}{2 \cdot 6,0 \text{ mA} \cdot 1,2 \text{ k}\Omega} - 1 = -1,139, \quad (7.4.8)$$

$$x = -\mu \mp \sqrt{\mu^2 - 1} = 1,139 \mp \sqrt{1,297 - 1} = 0,594 \quad \text{lub} \quad 1,684. \quad (7.4.9)$$

Drugi wynik odrzucono i obliczono wartości napięć i prądu w punkcie pracy:

$$U_{GSQ} = xU_P = 0,594(-2,0) \text{ V} = -1,19 \text{ V}, \quad (7.4.10)$$

$$I_{DQ} = I_{SQ} = \frac{U_{SQ}}{R_S} = \frac{-U_{GSQ}}{R_S} = \frac{-(-1,19)}{1,2} \text{ mA} = 0,992 \text{ mA}, \quad (7.4.11)$$

$$\begin{aligned} U_{DSQ} &= E_D - I_{DQ}R_D - I_{SQ}R_S = E_D - I_{DQ}(R_D + R_S) = \\ &= [20 - 0,992(6,8 + 1,2)] \text{ V} = 12,1 \text{ V}. \end{aligned} \quad (7.4.12)$$

Teraz można obliczyć transkonduktancję tranzystora w tym punkcie pracy a następnie zastępcze parametry małosygnałowe układu:

$$g_m = \frac{2\sqrt{I_{DQ}I_{DSS}}}{-U_P} = \frac{2\sqrt{0,992 \cdot 6,0}}{-(-2,0)} \text{ mS} = 2,44 \text{ mS}, \quad (7.4.13)$$

$$k_{u0} \approx -g_m R_D = -2,44 \text{ mS} \cdot 6,8 \text{ k}\Omega = -16,6 \frac{\text{V}}{\text{V}}, \quad (7.4.14)$$

$$R_i \approx R_G = 4,7 \text{ M}\Omega \quad \text{oraz} \quad R_o \approx R_D = 6,8 \text{ k}\Omega, \quad (7.4.15)$$

$$k_{i0} = k_{u0} \frac{R_i}{R_o} = -16,6 \frac{\text{V}}{\text{V}} \cdot \frac{4,7 \text{ M}\Omega}{6,8 \text{ k}\Omega} = -11,5 \frac{\text{kA}}{\text{A}} = -1,15 \cdot 10^4 \frac{\text{A}}{\text{A}}. \quad (7.4.16)$$

Zmiana parametrów tranzystora nie zmieni oczywiście zastępczych rezystancji, a jedynie transmitancje.

b) Obliczenia dla wartości $U_P = -4,0 \text{ V}$ i $I_{DSS} = 15 \text{ mA}$.

$$\mu = \frac{U_P}{2I_{DSS}R_S} - 1 = \frac{-4,0 \text{ V}}{2 \cdot 15 \text{ mA} \cdot 1,2 \text{ k}\Omega} - 1 = -1,111, \quad (7.4.17)$$

$$x = -\mu \mp \sqrt{\mu^2 - 1} = 1,111 \mp \sqrt{1,234 - 1} = 0,627 \quad \text{lub} \quad 1,595. \quad (7.4.18)$$

Pozostawiono tylko pierwszy wynik; wartości wielkości w punkcie pracy:

$$U_{GSQ} = xU_P = 0,627(-4,0) \text{ V} = -2,51 \text{ V}, \quad (7.4.19)$$

$$I_{DQ} = I_{SQ} = \frac{U_{SQ}}{R_S} = \frac{-U_{GSQ}}{R_S} = \frac{-(-2,51)}{1,2} \text{ mA} = 2,09 \text{ mA}, \quad (7.4.20)$$

$$U_{DSQ} = E_D - I_{DQ}R_D - I_{SQ}R_S = E_D - I_{DQ}(R_D + R_S) = [20 - 2,09(6,8 + 1,2)] \text{ V} = 3,28 \text{ V}, \quad (7.4.21)$$

$$\text{a warunek } U_{DSQ} > U_{GSQ} - U_P = [-2,51 - (-4,0)] \text{ V} = 1,49 \text{ V}. \quad (7.4.22)$$

A teraz transkonduktancja w tym punkcie pracy oraz zastępcze parametry małosygnalowe układu:

$$g_m = \frac{2\sqrt{I_{DQ}I_{DSS}}}{-U_P} = \frac{2\sqrt{2,09 \cdot 15}}{-(-4,0)} \text{ mS} = 2,80 \text{ mS}, \quad (7.4.23)$$

$$k_{u0} \approx -g_m R_D = -2,80 \text{ mS} \cdot 6,8 \text{ k}\Omega = -19,0 \frac{\text{V}}{\text{V}}, \quad (7.4.24)$$

$$\text{takie same } R_i \approx R_G = 4,7 \text{ M}\Omega \quad \text{oraz} \quad R_o \approx R_D = 6,8 \text{ k}\Omega, \quad (7.4.25)$$

$$k_{i0} = k_{u0} \frac{R_i}{R_o} = -19,0 \frac{\text{V}}{\text{V}} \cdot \frac{4,7 \text{ M}\Omega}{6,8 \text{ k}\Omega} = -13,1 \frac{\text{kA}}{\text{A}} = -1,31 \cdot 10^4 \frac{\text{A}}{\text{A}}. \quad (7.4.26)$$

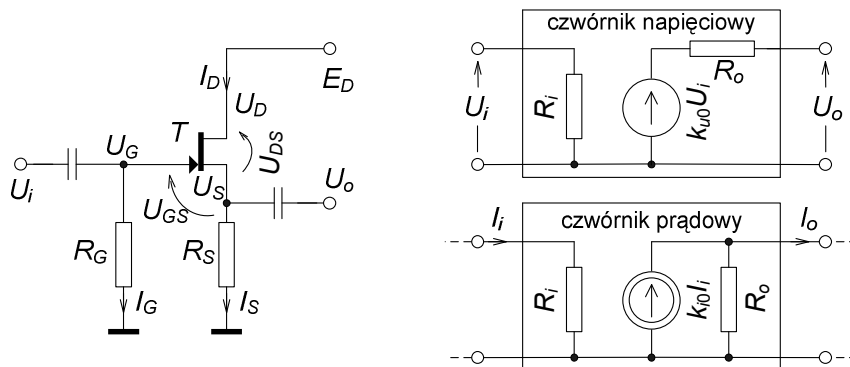
Odp. Przedział zmian dla odpowiednio zmiany parametrów tranzystora a) ÷ b):

$U_{GSQ} = -(1,19 \div 2,51) \text{ V}$, $I_{DQ} = (0,992 \div 2,09) \text{ mA}$, $U_{DSQ} = (12,1 \div 3,28) \text{ V}$,
 $g_m = (2,44 \div 2,80) \text{ mS}$, $k_{u0} = -(16,6 \div 19,0) \text{ V/V}$, $k_{i0} = -(1,15 \div 1,31) \cdot 10^4 \text{ A/A}$,
 stałe $R_i = 4,7 \text{ M}\Omega$ i $R_o = 6,8 \text{ k}\Omega$. Zmiany punktu pracy znaczne, np. prądu około 2,1 razy ale transmitancji napięciowej i prądowej tylko o około 15 %.

Zad. 7.5. Problematyka: wzmacniacz sygnałów przemiennych w układzie WD (wtórnik źródłowy) na tranzystorze polowym, punkt pracy tranzystora, parametry układu zastępczego.

Treść zadania

We wzmacniaczu WD (wtórnika źródłowym, rys. 7.5.1) zastosowano tranzystor JFETn o $U_P = -2,25 \text{ V}$, $I_{DSS} = 5,65 \text{ mA}$ oraz rezystor upływowy w obwodzie bramki $R_G = 10 \text{ M}\Omega$. Stosuj zależności przybliżone, pomini r_{gs} i r_{ds} . Dobierz taki punkt pracy (tj. oblicz I_{DQ} , U_{GSQ} , R_S), aby $k_{u0} = 0,75 \text{ V/V}$. Oblicz pozostałe małosygnalowe parametry liniowych modeli układu R_i , R_o , k_{i0} .



Rys. 7.5.1. Wzmacniacz w układzie WD (wtórnik źródłowy) oraz jego zastępcze, małosygnalowe czwórniki w wersji napięciowej i prądowej, do zad. 7.5.

Rozwiązanie

Przybliżona zależność na własną transmitancję napięciową wtórника zawiera transkonduktancję tranzystora i rezystancję R_S lub napięcie odcięcia U_P i napięcie punktu pracy U_{GSQ} . Łatwiej skorzystać z tej drugiej wersji, bo ma tylko jedną niewiadomą:

$$k_{u0} \approx \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S} = \frac{2U_{GSQ}}{U_P + U_{GSQ}} \quad (7.5.1)$$

skąd
$$U_{GSQ} \approx \frac{U_P k_{u0}}{2 - k_{u0}} = \frac{-2,25 \cdot 0,75}{2 - 0,75} \text{ V} = -1,35 \text{ V} . \quad (7.5.2)$$

Teraz można obliczyć rezystor R_S oraz spoczynkowy prąd drenu I_{DQ} a przy okazji także transkonduktancję tranzystora g_m :

$$\begin{aligned} R_S &= -\frac{U_{GSQ}}{I_{DSS}} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_P} \right)^{-2} = \\ &= -\frac{-1,35}{5,65} \left(1 - \frac{-1,35}{-2,25} \right) \text{ k}\Omega = 1,49 \text{ k}\Omega \approx 1,50 \text{ k}\Omega , \end{aligned} \quad (7.5.3)$$

$$I_{DQ} \approx I_{SQ} = \frac{U_{SQ}}{R_S} = \frac{-U_{GSQ}}{R_S} = \frac{-(-1,35) \text{ V}}{1,49 \text{ k}\Omega} = 0,906 \text{ mA} \quad (7.5.4)$$

lub
$$I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_P} \right)^2 = 5,65 \text{ mA} \left(1 - \frac{-1,35}{-2,25} \right)^2 = 0,904 \text{ mA} , \quad (7.5.5)$$

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{-U_P} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_P} \right) = \frac{2 \cdot 5,65 \text{ mA}}{-(-2,25) \text{ V}} \left(1 - \frac{-1,35}{-2,25} \right) = 2,01 \text{ mS} . \quad (7.5.6)$$

Pozostałe parametry małosygnalowe:

$$R_i \approx R_G = 10,0 \text{ M}\Omega , \quad (7.5.7)$$

$$\begin{aligned} R_o &\approx \frac{1}{g_m} \parallel R_S = \frac{1}{2,01 \text{ mS}} \parallel 1,49 \text{ k}\Omega = \frac{1}{2,01 + \frac{1}{1,49}} \text{ k}\Omega = \\ &= 0,373 \text{ k}\Omega = 373 \Omega , \end{aligned} \quad (7.5.8)$$

$$k_{i0} = k_{u0} \frac{R_i}{R_o} = 0,75 \frac{10^7 \text{ A}}{373 \text{ A}} = 2,01 \cdot 10^4 \frac{\text{A}}{\text{A}} . \quad (7.5.9)$$

W porównaniu z wcześniejszymi zadaniami, w których tranzystor połowy pracował w układzie WS tym razem rezystancja wyjściowa jest znacznie mniejsza, ale nie aż tak mała jak we wtórniku emiterowym na tranzystorze bipolarnym. Brak w zależnościach wpływu obciążenia na rezystancję wejściową i rezystancji źródła sygnału na rezystancję wyjściową, co było we wtórniku emiterowym. Dzieje się tak z powodu bardzo dużej rezystancji wejściowej samego tranzystora, praktycznie

całkowicie do pominięcia. W zakresie wyższych częstotliwości może uwidocznić się taki wpływ ze względu na pojemności w tranzystorze i w układzie, dominujące w wejściowej impedancji.

Odp. $U_{GSQ} = -1,35 \text{ V}$, $I_{DQ} = 0,906 \text{ mA}$, $R_S = 1,49 \text{ k}\Omega$,
 $R_i = 10,0 \text{ M}\Omega$, $R_o = 373 \text{ }\Omega$, $k_{u0} = 0,75 \text{ V/V}$, $k_{i0} = 2,01 \cdot 10^4 \text{ A/A}$.

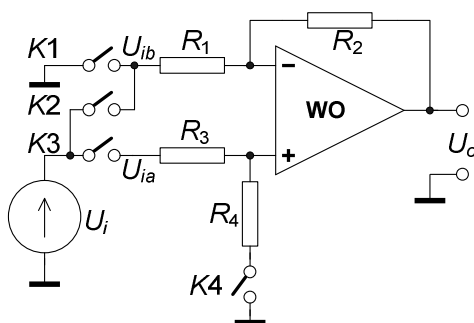
8. LINIOWE PRZETWORNIKI SYGNAŁÓW, PODSTAWOWE UKŁADY NA IDEALNYCH WZMACNIACZACH OPERACYJNYCH

Zad. 8.1. Problematyka: układy na wzmacniaczach operacyjnych (WO) idealizowanych, najprostsze układy aplikacyjne.

Treść zadania

Określ transmitancję dla sygnału oraz oblicz wartość napięcia wyjściowego U_o w układzie z rys. 8.1.1, przy wejściowym sygnale $U_i = 1,00 \text{ V}$ w zależności od położenia kluczy $K1...K4$. Załóż, że WO jest idealny. Obliczenia wykonaj dla wartości: $R_1 = R_3 = 3,00 \text{ k}\Omega$, $R_2 = R_4 = 12,0 \text{ k}\Omega$. Wyróżnij pięć kombinacji załączeń kluczy:

- | | |
|-----------------------------|-------------------------|
| a) załączony $K3$, | b) załączone $K1, K3$, |
| c) załączone $K1, K3, K4$, | d) załączone $K2, K4$, |
| e) załączone $K2, K3, K4$. | |



Rys. 8.1.1. Schemat struktury z kluczami określającymi rodzaj układu na WO.

Rozwiązanie

Zaleca się Czytelnikowi narysowanie schematów układów do poszczególnych punktów a)...e). Celem uproszczenia zapisu w indeksie transmitancji będzie umieszczona tylko niezbędna informacja o jej napięciowym typie – indeks u , a w przypadku e) dodatkowo indeks d – różnicowa lub indeks c – wspólna.

Przypadek a); jest to wtórnik, czyli wzmacniacz napięciowy o znamionowej transmitancji $k_u = 1,00 \text{ V/V}$

$$U_o = k_u \cdot U_i = 1,00 \frac{\text{V}}{\text{V}} \cdot 1,00 \text{ V} = 1,00 \text{ V}, \quad (8.1.1)$$

Przypadek b); jest to napięciowy wzmacniacz nieodwracający, o transmitancji

$$k_u = \frac{U_o}{U_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{12 \text{ k}\Omega}{3,0 \text{ k}\Omega} = 5,00 \frac{\text{V}}{\text{V}}, \quad (8.1.2)$$

$$U_o = k_u \cdot U_i = 5,00 \frac{\text{V}}{\text{V}} \cdot 1,00 \text{ V} = 5,00 \text{ V} . \quad (8.1.3)$$

Przypadek c); jest to taki sam wzmacniacz, jak w przypadku b), ale sygnał wejściowy jest dzielony przez dzielnik R_3R_4 , stąd wypadkowa transmitancja:

$$k_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{R_4}{R_4 + R_3} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = \frac{12 \text{ k}\Omega}{15 \text{ k}\Omega} \cdot \left(1 + \frac{12 \text{ k}\Omega}{3,0 \text{ k}\Omega}\right) = 4,00 \frac{\text{V}}{\text{V}} , \quad (8.1.4)$$

$$U_o = k_u \cdot U_i = 4,00 \frac{\text{V}}{\text{V}} \cdot 1,00 \text{ V} = 4,00 \text{ V} . \quad (8.1.5)$$

Przypadek d); jest to napięciowy wzmacniacz odwracający, o transmitancji:

$$k_u = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{12 \text{ k}\Omega}{3,0 \text{ k}\Omega} = -4,00 \frac{\text{V}}{\text{V}} , \quad (8.1.6)$$

$$U_o = k_u \cdot U_i = \left(-4,00 \frac{\text{V}}{\text{V}}\right) \cdot 1,00 \text{ V} = -4,00 \text{ V} . \quad (8.1.7)$$

Przypadek e); jest to napięciowy wzmacniacz różnicowy, którego oba wejścia są zwarte, co oznacza, że wejściowy sygnał różnicowy $U_{id} = U_{ia} - U_{ib}$ jest równy zero (indeks d – difference czyli różnica), a wspólny $U_{ic} = \frac{1}{2}(U_{ia} + U_{ib})$ równa się U_i (indeks c – common czyli wspólny):

transmitancja dla sygnału U_{ia}

$$k_{ua} = \frac{U_o}{U_{ia}} = \frac{R_4}{R_4 + R_3} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = \frac{\frac{R_4}{R_3}}{\frac{R_4}{R_3} + 1} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) , \quad (8.1.8)$$

jeżeli jest spełniony warunek symetrii pierwszego rodzaju dla tego wzmacniacza,

$$\text{czyli} \quad \frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} \quad \text{to} \quad k_{ua} = \frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{12 \text{ k}\Omega}{3,0 \text{ k}\Omega} = 4,00 \frac{\text{V}}{\text{V}} , \quad (8.1.9)$$

transmitancja dla sygnału U_{ib}

$$k_{ub} = \frac{U_o}{U_{ib}} = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{12 \text{ k}\Omega}{3,0 \text{ k}\Omega} = -4,00 \frac{\text{V}}{\text{V}} . \quad (8.1.10)$$

Teraz transmitancja dla sygnału różnicowego $U_{id} = U_{ia} - U_{ib}$

$$k_{ud} = \frac{U_o}{U_{id}} = \frac{k_{ua} \cdot U_{ia} + k_{ub} \cdot U_{ib}}{U_{ia} - U_{ib}} \underset{k_{ub} = -k_{ua}}{=} k_{ua} \frac{U_{ia} - U_{ib}}{U_{ia} - U_{ib}} = k_{ua} = 4,00 \frac{\text{V}}{\text{V}} \quad (8.1.11)$$

oraz dla wspólnego $U_{ic} = \frac{1}{2}(U_{ia} + U_{ib})$

$$k_{uc} = \frac{U_o}{U_{ic}} = \frac{k_{ua} \cdot U_{ia} + k_{ub} \cdot U_{ib}}{0,5(U_{ia} + U_{ib})} \stackrel{U_{ib}=U_{ia}}{=} \frac{U_{ia}(k_{ua} + k_{ub})}{U_{ia}} =$$

$$= k_{ua} + k_{ub} = (4,00 - 4,00) \frac{V}{V} = 0,00 \frac{V}{V}. \quad (8.1.12)$$

Ponieważ w przypadku e) na wejściu jest tylko sygnał wspólny, równy U_i a różnicowy równa się 0,00 V, to efekt na wyjściu będzie $U_o = 0,00$ V.

- Odp.** a) $k_u = 1,00$ V/V, $U_o = 1,00$ V, b) $k_u = 5,00$ V/V, $U_o = 5,00$ V,
 c) $k_u = 4,00$ V/V, $U_o = 4,00$ V, d) $k_u = -4,00$ V/V, $U_o = -4,00$ V,
 e) $k_{ud} = 4,00$ V/V, $k_{uc} = 0,00$ V/V, $U_o = 0,00$ V.

Zad. 8.2. Problematyka: przetwornik liniowy, logarytmiczna miara transmitancji.

Treść zadania

Wzmocnienie napięciowe układu, w mierze logarytmicznej wynosi 53,6 dB. Oblicz napięcie wejściowe U_i układu, jeżeli napięcie wyjściowe $U_o = 4,53$ V. Przyjmij, że charakterystyka przejściowa układu przechodzi przez początek układu współrzędnych prostokątnych (Czytelniku; po co to założenie?).

Rozwiązanie

Wartość transmitancji napięciowej w mierze logarytmicznej jest tak zdefiniowana:

$$k_u [\text{dB}] = 20 \log |k_u| = 20 \log \left| \frac{U_o}{U_i} \right|. \quad (8.2.1)$$

Do rozwiązania zadania przekształca się zależność (8.2.1) na odwrotną. Można obliczyć wzmocnienie w [V/V] ale z niepewnością znaku, co wynika z definicji miary logarytmicznej (nie można logarytmować wartości ujemnej):

$$|k_u| = 10^{\frac{k_u [\text{dB}]}{20}} = 10^{\frac{53,6}{20}} = 10^{2,68} = 479 \frac{V}{V}. \quad (8.2.2)$$

W rezultacie także napięcie wejściowe można obliczyć tylko jako moduł:

$$|U_i| = \frac{|U_o|}{|k_u|} = \frac{4,53 \text{ V}}{479} = 9,46 \text{ mV}. \quad (8.2.3)$$

- Odp.** $|U_i| = 9,46$ mV lub inaczej $U_i = \pm 9,46$ mV oraz dodatkowo $|k_u| = 479$ V/V lub inaczej $k_u = \pm 479$ V/V.

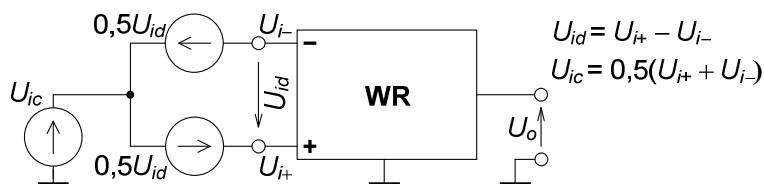
Zad. 8.3. Problematyka: wzmacniacz różnicowy i jego wzmocnienia – transmitancje oraz miara jakości, logarytmiczna miara transmitancji i jakości.

Treść zadania

Napięciowe wzmocnienia wzmacniacza różnicowego podano w decybelach: dla sygnału różnicowego $k_{ud} [\text{dB}] = 32,3$ dB, dla sygnału wspólnego $k_{uc} [\text{dB}] = -63,6$ dB. Oblicz współczynnik CMRR w mierze logarytmicznej i normalnej oraz wzmocnienia w [V/V].

Rozwiązanie

Na rys. 8.3.1 pokazany jest blokowo schemat ze wzmacniaczem różnicowym WR, definiujący sygnały wejściowe i wyjściowy. Źródła sygnałów wejściowych zostały tak narysowane, aby wprost ilustrowały definicje wejściowych sygnałów: różnicowego i wspólnego.



Rys. 8.3.1. Wzmacniacz różnicowy o niesymetrycznym wyjściu.

Definicje współczynnika tłumienia sygnału wspólnego *WTSW*, najczęściej oznaczanego skrótem *CMRR* od angielskiej nazwy (common mode rejection ratio), w zwykłej mierze i logarytmicznej:

$$CMRR \equiv WTSW = \left| \frac{k_{ud}}{k_{uc}} \right|, \quad CMRR_{[dB]} = 20 \log CMRR. \quad (8.3.1)$$

W tekście zadania wartości wzmocnień układu podano w mierze logarytmicznej, dlatego najprościej zacząć od obliczenia wartości *CMRR* w decybelach:

$$CMRR_{[dB]} = 20 \log CMRR = 20 \log \left| \frac{k_{ud}}{k_{uc}} \right| = k_{ud}[dB] - k_{uc}[dB] = [32,3 - (-63,6)] \text{ dB} = 95,9 \text{ dB}, \quad (8.3.2)$$

a następnie przeliczyć na normalną miarę

$$CMRR = 10^{\frac{CMRR_{[dB]}}{20}} = 10^{\frac{95,9}{20}} = 6,24 \cdot 10^4. \quad (8.3.3)$$

Wzmocnienia układu, dla sygnału różnicowego i wspólnego można obliczyć z niepewnością co do znaku, co jest konsekwencją miary logarytmicznej:

$$|k_{ud}| = 10^{\frac{k_{ud}[dB]}{20}} = 10^{\frac{32,3}{20}} = 41,2 \frac{\text{V}}{\text{V}}, \quad (8.3.4)$$

$$|k_{uc}| = 10^{\frac{k_{uc}[dB]}{20}} = 10^{\frac{-63,6}{20}} = 6,61 \cdot 10^{-4} \frac{\text{V}}{\text{V}}. \quad (8.3.5)$$

Odp. $CMRR_{[dB]} = 95,9 \text{ dB}$, $CMRR = 6,24 \cdot 10^4$,
 $k_{ud} = \pm 41,2 \text{ V/V}$, $k_{uc} = \pm 6,61 \cdot 10^{-4} \text{ V/V}$.

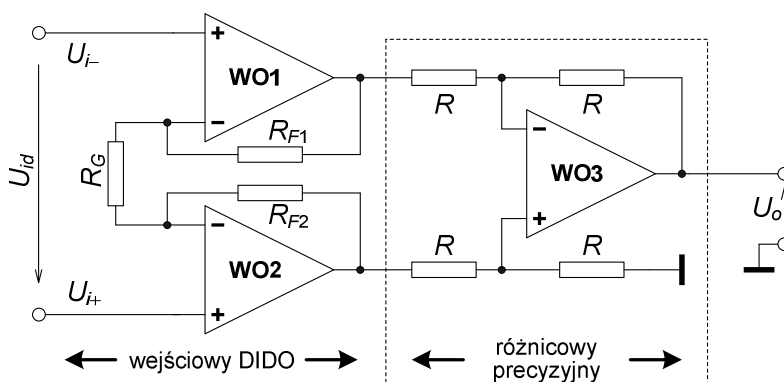
Zad. 8.4. Problematyka: wzmacniacz różnicowy instrumentalny, transmitancje, miara jakości, miara logarytmiczna.

Treść zadania

We wzmacniaczu instrumentalnym, w wejściowym stopniu DIDO są elementy $R_{F1} = 82,5 \text{ k}\Omega$, $R_{F2} = 107,5 \text{ k}\Omega$, $R_G = 10,0 \text{ k}\Omega$, a drugi stopień, precyzyjny scalony wzmacniacz różnicowy ma wzmocnienie sygnału różnicowego $k_{ud2} = 1,00 \text{ V/V}$ oraz współczynnik tłumienia sygnału wspólnego $CMRR_2 \geq 100 \text{ dB}$. Oblicz wzmocnienie różnicowe k_{ud} , wspólne k_{uc} i $CMRR$ wzmacniacza instrumentalnego.

Rozwiązanie

Rysunek 8.4.1 przedstawia schemat jednego z typów wzmacniaczy instrumentalnych, zmienny wejściowym stopniem DIDO, czyli differential input differential output – różnicowe wejście, różnicowe wyjście. Rezystory R_{F1} i R_{F2} są zwykle jednakowe, jednak ich ewentualna niesymetria, np. wywołana tolerancją wykonania nie ma istotnego wpływu na jakość układu.



Rys. 8.4.1. Pomiarowy wzmacniacz różnicowy, zwany wzmacniaczem instrumentalnym, z wejściowym stopniem DIDO.

Wzmocnienie napięciowego sygnału różnicowego U_{id} w stopniu DIDO na wejściu zależy od sumy rezystancji R_F oraz rezystancji R_G , natomiast wzmocnienie napięciowego sygnału wspólnego U_{ic} nie zależy praktycznie od ich wartości (U_{od1} i U_{oc1} to odpowiednio napięcie różnicowe i wspólne na wyjściu stopnia DIDO):

$$\begin{aligned}
 U_{id} &= U_{i+} - U_{i-}, & U_{ic} &= 0,5(U_{i+} + U_{i-}) \\
 k_{ud1} &= \frac{U_{od1}}{U_{id}} = \frac{R_{F1} + R_{F2}}{R_G} + 1 = \frac{82,5 + 107,5}{10} + 1 = +20,0 \frac{\text{V}}{\text{V}} \\
 k_{uc1} &= \frac{U_{oc1}}{U_{ic}} \equiv +1,00 \frac{\text{V}}{\text{V}},
 \end{aligned} \tag{8.4.1}$$

co pozwala łatwo zmieniać wzmocnienie różnicowe przez zmianę jednego rezystora bez zmiany wzmocnienia wspólnego. Współczynnik tłumienia sygnału wspólnego $CMRR$ w drugim stopniu trzeba przeliczyć z decybeli na normalną miarę, aby obliczyć parametry całego układu:

$$CMRR_2 = 10^{\frac{CMRR_2[\text{dB}]}{20}} \geq 10^{\frac{100}{20}} = 1,00 \cdot 10^5 \tag{8.4.2}$$

$$\text{i stąd} \quad k_{uc2} = \pm \frac{|k_{ud2}|}{CMRR_2} \leq \pm \frac{1}{1,00 \cdot 10^5} = \pm 1,00 \cdot 10^{-5} \frac{V}{V}. \quad (8.4.3)$$

Wypadkowe wzmocnienia będą obliczone jako iloczyny odpowiednich wzmocnień stopni, z przyjęciem w praktyce braku obciążenia wyjścia pierwszego stopnia przez wejście drugiego. Jest to uzasadnione bardzo małą rezystancją wyjściową pierwszego stopnia, spowodowaną typem zastosowanego w nim ujemnego sprzężenia zwrotnego; nie ma potrzeby uwzględniania straty sygnału na sprzęgu między stopniami układu:

$$k_{ud} \approx k_{ud1} \cdot k_{ud2} = 20,0 \cdot 1,00 \frac{V}{V} = +20,0 \frac{V}{V} \quad (8.4.4)$$

$$k_{uc} \approx k_{uc1} \cdot k_{uc2} \leq \left[1,00 (\pm 1,00 \cdot 10^{-5}) \right] \frac{V}{V} = \pm 1,00 \cdot 10^{-5} \frac{V}{V}. \quad (8.4.5)$$

Wypadkowy $CMRR$ będzie większy niż w stopniu drugim:

$$CMRR_{[dB]} = 20 \log \left| \frac{k_{ud}}{k_{uc}} \right| \geq 20 \log \left[\frac{20,0}{1 \cdot 10^{-5}} \right] = (20 \cdot 6,30) \text{ dB} = 126 \text{ dB}. \quad (8.4.6)$$

Odp. $k_{ud} = 20,0 \text{ V/V}$, $k_{uc} = \pm 1,00 \cdot 10^{-5} \text{ V/V}$, $CMRR_{[dB]} \equiv WTSW_{[dB]} \geq 126 \text{ dB}$.

Zad. 8.5. Problematyka: podstawowe układy na idealnych wzmacniaczach operacyjnych, uproszczona analiza układu.

Treść zadania

Zaprojektuj układ ze wzmacniaczami operacyjnymi (WO), realizujący funkcję:

$$U_o = 5,00 \cdot U_{i1} - 3,00 \cdot U_{i2} - 0,500 \cdot U_{i3}. \quad (8.5.1)$$

Założ, że źródła sygnałów wejściowych mają pomijalne rezystancje wewnętrzne a wzmacniacze operacyjne są idealne.

Rozwiązanie

Ponieważ transmitancje napięciowe przy dwóch sygnałach wejściowych są ujemne, najlepiej zastosować klasyczny układ sumatora prądowego, z dodatkowym wzmacniaczem odwracającym dla sygnału z wejścia nr 1 – rys. 8.5.1.

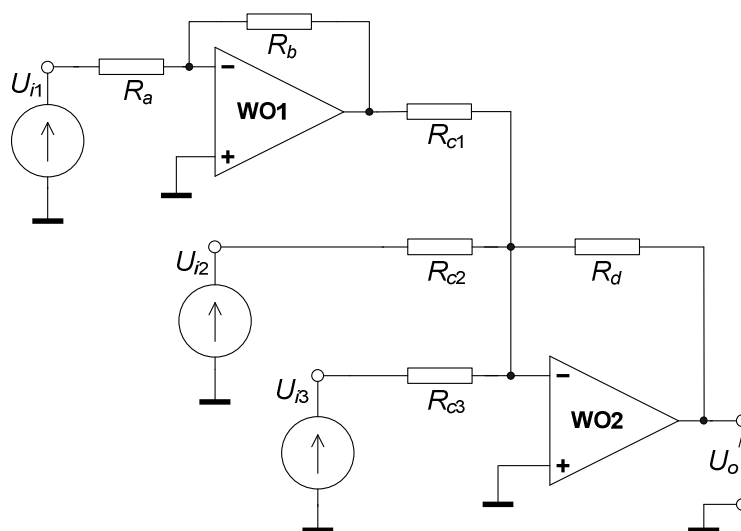
Zależność napięcia wyjściowego od napięć wejściowych dla tego układu:

$$\begin{aligned} U_o &= - \left(- \frac{R_b}{R_a} \right) \cdot \frac{R_d}{R_{c1}} \cdot U_{i1} - \frac{R_d}{R_{c2}} \cdot U_{i2} - \frac{R_d}{R_{c3}} \cdot U_{i3} = \\ &= \frac{R_b}{R_a} \cdot \frac{R_d}{R_{c1}} \cdot U_{i1} - \frac{R_d}{R_{c2}} \cdot U_{i2} - \frac{R_d}{R_{c3}} \cdot U_{i3}. \end{aligned} \quad (8.5.2)$$

Po porównaniu (8.5.2) z (8.5.1) i przyjęciu $R_{c1} = R_d$ (podstawowa zasada; możliwie duże wzmocnienie sygnału we wstępnych stopniach, tutaj 5 razy dla sygnału U_{i1}):

$$\frac{R_d}{R_{c2}} = 3,00 \quad \frac{R_d}{R_{c3}} = 0,500 \quad \text{i} \quad \frac{R_b}{R_a} = 5,00 \quad (8.5.3)$$

$$\rightarrow R_{c2} = \frac{R_d}{3,00}, \quad R_{c3} = 2,00 \cdot R_d \quad \text{i} \quad R_a = \frac{R_b}{5,00}.$$



Rys. 8.5.1. Wstępny szkic układu do rozwiązania zad. 8.5.

Wartości rezystorów nie powinny być zbyt duże, bowiem prądy polaryzacji wejść rzeczywistych wzmacniaczy mogą dać zauważalne spadki napięcia na nich. Nie mogą być także zbyt małe, aby nie obciążały zanadto rzeczywistych źródeł sygnałów oraz wyjść wzmacniaczy. Przyjęto wartości $R_b = R_d = R_{c1} = 20,0 \text{ k}\Omega$; stąd wartości rezystancji pozostałych rezystorów i rezystancji wejściowych, obciążające źródła sygnałów:

$$R_a = \frac{R_b}{5,00} = 4,00 \text{ k}\Omega, \quad R_{c2} = \frac{R_d}{3,00} = 6,67 \text{ k}\Omega, \quad R_{c3} = 2,00 \cdot R_d = 40,0 \text{ k}\Omega \quad (8.5.4)$$

$$R_{i1} = R_a = 4,00 \text{ k}\Omega, \quad R_{i2} = R_{c2} = 6,67 \text{ k}\Omega, \quad R_{i3} = R_{c3} = 40,0 \text{ k}\Omega.$$

Odp. $R_a = 4,00 \text{ k}\Omega$, $R_b = R_{c1} = 20,0 \text{ k}\Omega$, $R_{c2} = 6,67 \text{ k}\Omega$, $R_{c3} = 40,0 \text{ k}\Omega$, $R_d = 20 \text{ k}\Omega$.

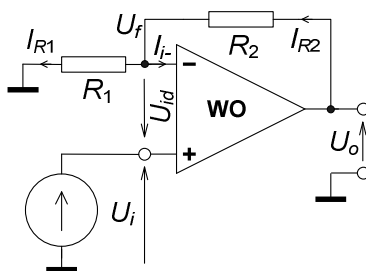
Zad. 8.6. Problematyka: układy na wzmacniaczach operacyjnych idealizowanych, napięciowy wzmacniacz nieodwracający.

Treść zadania

Wzmocnienie napięciowe układu na WO z pętlą USZ ma wynosić $k_{uf} = +15 \text{ V/V}$. Prąd pobierany przez gałąź sprzężenia zwrotnego z wyjścia WO nie powinien przekroczyć $1,0 \text{ mA}$ przy wejściowym sygnale $U_i = 0,40 \text{ V}$. Oblicz wartości rezystorów, tworzących czwórnik sprzężenia zwrotnego.

Rozwiązanie

Pętlę USZ typu napięciowo-szeregowego tworzą dwa rezystory (rys. 8.6.1), doprowadzające część napięcia wyjściowego na wejście odwracające WO, a na wejście nieodwracające jest wprowadzony sygnał wejściowy.



Rys. 8.6.1. Schemat układu napięciowego wzmacniacza nieodwracającego na WO.

Do analizy przyjęto, że prąd pobierany przez dzielnik R_2R_1 będzie wynosił dokładnie połowę dopuszczalnego prądu, czyli $0,50 \text{ mA}$ przy $U_i = 0,40 \text{ V}$.

Metoda A. Obliczenia zaczyna się od wyjściowego sygnału:

$$U_o = k_{uf} \cdot U_i = 15 \frac{\text{V}}{\text{V}} \cdot 0,40 \text{ V} = 6,0 \text{ V}, \quad (8.6.1)$$

$$R_2 = \frac{U_o - U_f}{I_{R_2}} \underset{U_{id} \Rightarrow 0}{\approx} \frac{U_o - U_i}{I_{R_2}} = \frac{(6,0 - 0,40) \text{ V}}{0,50 \text{ mA}} = 11,2 \text{ k}\Omega, \quad (8.6.2)$$

wykorzystuje się $I_{R_1} = I_{R_2}$ bowiem $I_{i-} \Rightarrow 0$, (8.6.3)

$$R_1 = \frac{U_f}{I_{R_1}} \approx \frac{U_i}{I_{R_2}} = \frac{0,40 \text{ V}}{0,50 \text{ mA}} = 0,80 \text{ k}\Omega = 800 \Omega. \quad (8.6.4)$$

Metoda B. Zadanie można rozwiązać bez obliczania wyjściowego napięcia U_o :

$$R_1 = \frac{U_f}{I_{R_1}} \underset{U_{id} \Rightarrow 0, I_{i-} \Rightarrow 0}{\approx} \frac{U_i}{I_{R_2}} = \frac{0,40 \text{ V}}{0,50 \text{ mA}} = 0,80 \text{ k}\Omega = 800 \Omega, \quad (8.6.5)$$

$$k_{uf} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \rightarrow R_2 = R_1 (k_{uf} - 1) = 0,80 \text{ k}\Omega \cdot (15 - 1) = 11,2 \text{ k}\Omega. \quad (8.6.6)$$

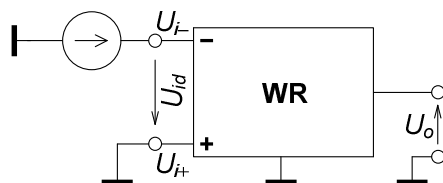
Odp. $R_1 = 800 \Omega$, $R_2 = 11,2 \text{ k}\Omega$.

Zad. 8.7. Problematyka: wzmacniacz różnicowy, sterowanie asymetryczne, wejściowe sygnały i ich wzmacnianie.

Treść zadania

Wejście wzmacniacza różnicowego wysterowano niesymetrycznie: na wejściu odwracającym $U_{i-} = +0,686 \text{ V}$, nieodwracające połączono z masą. Oblicz oddzielnie wyjściowe napięcia wzmacniacza – reakcję na wejściowy sygnał różnicowy $U_o(U_{id})$ i reakcję na wejściowy sygnał wspólny $U_o(U_{ic})$, jeżeli $k_{ud} \equiv A_{ud} = +8,00 \text{ V/V}$ a $CMRR_{[\text{dB}]} = 60,0 \text{ dB}$.

Rozwiązanie



Rys. 8.7.1. Wzmacniacz różnicowy sterowany niesymetrycznie, tylko na wejściu odwracającym.

Opisany w treści przypadek sterowania pokazano na rys. 8.7.1. Takie wystereowanie powoduje, że wzmacniacz różnicowy dostaje na wejściu oba sygnały, różnicowy U_{id} i wspólny U_{ic} , pomimo fizycznego wystereowania tylko jednym źródłem U_{i-} . Zgodnie z definicjami wejściowych sygnałów:

$$U_{id} = U_{i+} - U_{i-} = (0 - 0,686) \text{ V} = -0,686 \text{ V}, \quad (8.7.1)$$

$$U_{ic} = 0,5(U_{i+} + U_{i-}) = 0,5(0 + 0,686) \text{ V} = +0,343 \text{ V}. \quad (8.7.2)$$

Z definicji współczynnika tłumienia sygnału wspólnego, przeliczonego z miary decybelowej na normalną można obliczyć moduł wzmocnienia wspólnego:

$$k_{uc} = \pm \frac{|k_{ud}|}{CMRR} = \pm \frac{|k_{ud}|}{\frac{CMRR_{[dB]}}{10^{\frac{20}{20}}}} = \pm \frac{8}{\frac{60}{1 \cdot 10^3}} = \pm \frac{8}{1 \cdot 10^3} = \pm 8,00 \cdot 10^{-3} \frac{\text{V}}{\text{V}}. \quad (8.7.3)$$

A teraz kolej na obliczenie składowych sygnału wyjściowego, zależnych oddzielnie od obu składników sygnału wejściowego, przy czym znak reakcji na pobudzenie wspólne nie jest znany:

$$U_o(U_{id}) = k_{ud}U_{id} = 8 \cdot (-0,686) \text{ V} = -5,49 \text{ V}, \quad (8.7.4)$$

$$U_o(U_{ic}) = k_{uc}U_{ic} = (\pm 8 \cdot 10^{-3}) \cdot 0,343 \text{ V} = \pm 2,74 \text{ mV}. \quad (8.7.5)$$

Bardzo ciekawy jest stosunek obliczonych składowych wyjściowego sygnału:

$$\left. \frac{U_o(U_{id})}{U_o(U_{ic})} \right|_{\text{ster. asymetryczne}} = \frac{5,49 \text{ V}}{2,74 \text{ mV}} = 2,00 \cdot 10^3 = 2 \cdot CMRR. \quad (8.7.6)$$

Wynik dał podwojoną wartość $CMRR$, wskutek dwukrotnie mniejszego sygnału wspólnego od różnicowego na wejściu. W przypadku większego współczynnika $CMRR$ układu sterowanego asymetrycznie można uznać, że reakcja na składnik wspólny może być zaniedbana; np. wystarczy efekt porównać z rozdzielczością woltomierza zastosowanego do pomiaru napięcia wyjściowego. Czytelnikowi proponuje się rozważenie, jaki powinien być $CMRR$ układu, aby nie była zauważalna różnica między sterowaniem symetrycznym i asymetrycznym wejść w przypadku użycia do badań cyfrowego woltomierza wyjściowego o 20 tys. jednostek pola odczytowego, z dodatkowym założeniem, że praktycznie niezauważalna jest $\frac{1}{2}$ najmniej znaczącej jednostki pola odczytowego.

Odp. $U_o(U_{id}) = -5,49 \text{ V}$, $U_o(U_{ic}) = \pm 2,74 \text{ mV}$, łącznie $U_o = -5,487 \text{ V}$ lub $-5,493 \text{ V}$.

9. PODSTAWY TEORII SPRĘŻENIA ZWROTNEGO

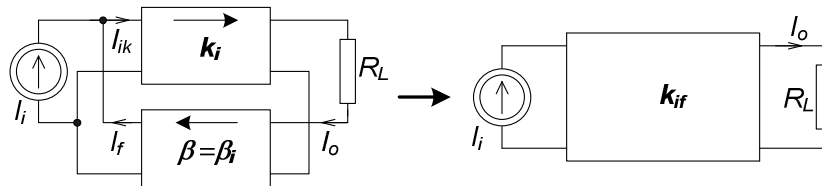
Zad. 9.1. Problematyka: układy z ujemnym sprzężeniem zwrotnym (USZ) na unilateralnych czwórnikach, nie oddziałujących na siebie, polepszanie parametrów wynikowego czwórnika.

Treść zadania

Zbuduj za pomocą USZ czwórnik o $k_{if} = -1,00 \cdot 10^2 \text{ A/A}$, $R_{if} \leq 0,1 \Omega$, $R_{of} \geq 10 \text{ k}\Omega$ i względnym wpływie transmitancji głównego czwórnika $|\delta| \leq 0,1 \%$. Dobierz parametry czwórników k i β . Przyjmij taki sam typ transmitancji czwórnika pierwotnego – głównego i po zamknięciu pętli, pomiń bezpośrednią interakcję czwórników.

Rozwiązanie

Wynikowy czwórnik powinien mieć transmitancję prądową, a więc prądowe powinny być sygnały na wejściu i wyjściu, także prądowe powinny być czwórniki w torze głównym i w sprzężeniu zwrotnym. Sprzężenie powinno być typu prądowo-równoległego; pętla śledzi prąd wyjściowy i sumuje w wejściowym węzle swój prąd wyjściowy z prądem źródła sygnału (rys. 9.1.1).



Rys. 9.1.1. Czwórnik o transmitancji prądowej, powstały wskutek zastosowania prądowo-równoległego USZ, do zad. 9.1.

Z procentowego, resztkowego wpływu czwórnika głównego na właściwości czwórnika wynikowego, po zamknięciu pętli sprzężenia oblicza się różnicę zwrotną:

$$\left| \delta_{k_{if}}(k_i) \right| \approx \frac{100\%}{F} \rightarrow F = \frac{100\%}{|\delta|} \geq \frac{100}{0,1} = 1,00 \cdot 10^3. \quad (9.1.1)$$

Znając różnicę zwrotną można obliczyć minimalną transmitancję k_i głównego czwórnika:

$$F \equiv \left| \frac{k_i}{k_{if}} \right| \rightarrow |k_i| = F \cdot |k_{if}| \geq 1 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^2 \frac{\text{A}}{\text{A}} = 1,00 \cdot 10^5 \frac{\text{A}}{\text{A}}. \quad (9.1.2)$$

Transmitancja czwórnika w sprzężeniu zwrotnym, obliczona z przybliżonej zależności będzie dodatnia:

$$\beta = \beta_i \equiv \frac{I_f}{I_o} \approx \frac{-1}{k_{if}} = \frac{-1}{-1 \cdot 10^2} \frac{\text{A}}{\text{A}} = 1,00 \cdot 10^{-2} \frac{\text{A}}{\text{A}}, \quad (9.1.3)$$

z czego wynika, że znak transmitancji obliczonej w zależności (9.1.2) jest ujemny. Jeżeli transmitancje obu czwórników będą zgodne z obliczonymi w zal. (9.1.2 i 9.1.3), to wypadkowa transmitancja, po zamknięciu pętli będzie nieco inna od żądanej:

$$k_{if} = \frac{k_i}{1 - k_i \beta_i} = \frac{-1 \cdot 10^5}{1 - (-1 \cdot 10^5 \cdot 1 \cdot 10^{-2})} \frac{\text{A}}{\text{A}} = \frac{-1 \cdot 10^5}{1001} \frac{\text{A}}{\text{A}} = -99,9 \frac{\text{A}}{\text{A}} \quad (9.1.4)$$

i dopiero przy dążeniu modułu k_i do nieskończoności można osiągnąć żadaną wartość $k_{if} = -100 \text{ A/A}$.

Rezystancja wejściowa układu z takim typem sprzężenia zwrotnego jest F razy mniejsza od rezystancji wejściowej czwórnika głównego:

$$R_{if} = \frac{R_i}{F} \rightarrow R_i = R_{if} F \leq 0,1 \cdot 1 \cdot 10^3 \Omega = 0,10 \text{ k}\Omega, \quad (9.1.5)$$

a wyjściowa rezystancja układu jest F razy większa od wyjściowej rezystancji czwórnika głównego

$$R_{of} = R_o F \rightarrow R_o = \frac{R_{of}}{F} \geq \frac{10}{1 \cdot 10^3} \text{ k}\Omega = 10 \Omega. \quad (9.1.6)$$

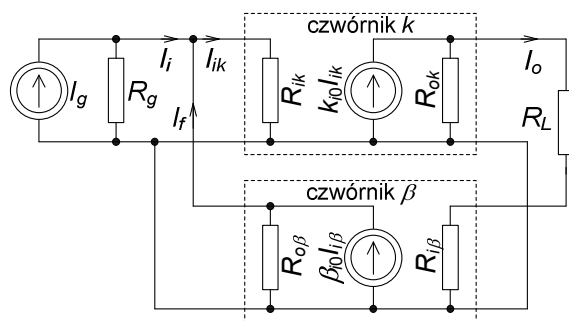
Odp. k_i ujemna $\geq 1,00 \cdot 10^5 \text{ A/A}$, $\beta_i = 1,00 \cdot 10^{-2} \text{ A/A}$, $R_i \leq 0,10 \text{ k}\Omega$, $R_o \geq 10 \Omega$, rzeczywiste $k_{if} = - (99,9 \div 100,0) \text{ A/A}$.

Zad. 9.2. Problematyka: wpływ ujemnego sprzężenia na właściwości układu, analiza elementarna, transmitancja główna prądowa i sprzężenie prądowo-równoległe.

Treść zadania

Czwórnik aktywny ma transmitancję prądową $k_{i0} = -2 \cdot 10^4 \text{ A/A}$. Objęto go pętlą USZ o $\beta_{i0} = +1,00 \cdot 10^{-2} \text{ A/A}$. Pomiń wpływ obciążania bloków. Oblicz przy obciążeniu $R_L \Rightarrow 0 \Omega$ wypadkową transmitancję czwórnika, różnicę zwrotną, czułość układu na procentowe zmiany w bloku k i w bloku β .

Rozwiązanie



Rys. 9.2.1. Przetwornik prądowy, z prądowo-równoległym USZ, do zad. 9.2.

Treść zadania mówi o braku wzajemnego obciążania bloków i w związku z tym prawdziwe będą dla czwórników prądowych poniższe nierówności:

$$R_L + R_{i\beta} \ll R_{ok}, \quad R_g \parallel R_{o\beta} \gg R_{ik}. \quad (9.2.1)$$

Różnicę zwrotną, wielkość określającą typ i głębokość sprzężenia zwrotnego, można wstępnie oszacować z przybliżonej zależności (dlatego górny wskaźnik przy F), dopuszczalnej przy silnym USZ:

$$F' = |k_{i0}\beta_{i0}| = 2 \cdot 10^4 \cdot 1 \cdot 10^{-2} = 200. \quad (9.2.2)$$

Ponieważ wartość F nie jest bardzo duża, wynikową transmitancję układu, po zamknięciu pętli USZ należy obliczyć z zależności podstawowej, dokładnej:

$$k_{if0} = \frac{k_{i0}}{1 - \beta_{i0}k_{i0}} = \frac{-2 \cdot 10^4}{1 - 1 \cdot 10^{-2}(-2 \cdot 10^4)} \frac{\text{A}}{\text{A}} = \frac{-2 \cdot 10^4}{201} \frac{\text{A}}{\text{A}} = -99,5 \frac{\text{A}}{\text{A}}. \quad (9.2.3)$$

Obliczenie jej z zależności uproszczonej, obowiązującej przy silnym USZ da wartość

$$k'_{if0} \approx -\frac{1_{i0}}{\beta_{i0}} = \frac{-1}{1 \cdot 10^{-2}} \frac{\text{A}}{\text{A}} = -100 \frac{\text{A}}{\text{A}}, \quad (9.2.4)$$

nieco zawyżoną, o 0,5 % w stosunku do wyniku dokładnego. Można teraz obliczyć dokładną wartość różnicy zwrotnej, z definicyjnego wzoru; stosunku transmitancji przed i po zastosowaniu sprzężenia zwrotnego:

$$F = \left| \frac{k_{i0}}{k_{if0}} \right| = \frac{2 \cdot 10^4}{99,5} = 201. \quad (9.2.5)$$

Czułości wynikowej transmitancji na zmiany w bloku k i bloku β powinno się wyrażać przez stosunki względnych zmian.

$$S_{k_f}(k) \equiv \frac{\delta_{k_{if0}}}{\delta_{k_{i0}}} = \frac{1}{F} = \frac{1}{201} \frac{\%}{\%} = 5,0 \cdot 10^{-3} \frac{\%}{\%}, \quad (9.2.6)$$

$$S_{k_f}(\beta) \equiv \frac{\delta_{k_{if0}}}{\delta_{\beta_{i0}}} = -\beta_{i0}k_{if0} = -1 \cdot 10^{-2}(-99,5) \frac{\%}{\%} = 0,995 \frac{\%}{\%}. \quad (9.2.7)$$

Zgodnie z teoretycznymi sugestiami, wpływ bloku k jest praktycznie pomijalny (około 200 razy mniejszy w tym przypadku) w stosunku do prawie 100 % wpływu bloku β na zmiany wynikowej transmitancji.

Odp. Sprzężenie nie jest bardzo silne, dlatego za właściwe uznano wyniki obliczone ze wzorów bez przybliżeń: $k_{if0} = -99,5 \text{ A/A}$, $F = 201$, $\delta_{k_f}/\delta_k = 5,0 \cdot 10^{-3}$, $\delta_{k_f}/\delta_\beta = 0,995$.

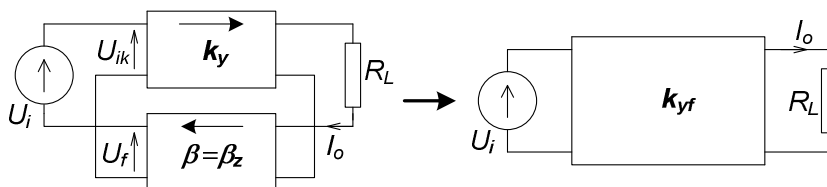
Zad. 9.3. Problematyka: układy z ujemnym sprzężeniem zwrotnym (USZ) na liniowych, unilateralnych czwórnikach, nie oddziałujących na siebie, elementarne związki.

Treść zadania

Czwórnik o transadmitancji $k_y = -2,0 \text{ mS}$ objęto pętlą USZ i w wyniku tego otrzymano czwórnik o transadmitancji $k_{yf} = -5,00 \mu\text{S}$. Przyjmij, że połączenie czwórników, głównego i sprzężenia zwrotnego nie zmienia ich podstawowych właściwości, stosuj do obliczeń przybliżone zależności. Oblicz różnicę zwrotną F , określ typ transmitancji toru sprzężenia zwrotnego i oblicz jej wartość. Oblicz błąd względny $|\delta|$ w [%] przybliżonej zależności na k_{yf} .

Rozwiązanie

Wynikowy czwórnik jest opisany transadmitancją, zatem wejściowym sygnałem jest napięcie, a wyjściowym prąd. Z tego wynika, że sprzężenie jest prądowo-szeregowe; pętla sprzężenia zwrotnego śledzi prąd wyjściowy, na wejściu sumuje napięcia w oczku, jak zilustrowano na rys. 9.3.1.



Rys. 9.3.1. Czwórnik transadmitancyjny, powstały wskutek zastosowania prądowo-szeregowego USZ.

Wartość różnicy zwrotnej wynosi:

$$F \equiv \left| \frac{k_y}{k_{yf}} \right| = \frac{2 \cdot 10^{-3} \text{ S}}{5 \cdot 10^{-6} \text{ S}} = 400. \tag{9.3.1}$$

Wielkością wejściową czwórnika sprzężenia zwrotnego jest prąd a wyjściową napięcie i do opisu tego czwórnika właściwą będzie transimpedancja:

$$\beta = \beta_z \equiv \frac{U_f}{I_o} \approx \frac{-1}{k_{yf}} = \frac{-1}{-5 \cdot 10^{-6} \text{ S}} = 0,200 \cdot 10^6 \Omega = 200 \text{ k}\Omega \tag{9.3.2}$$

Błąd stosowania uproszczonej zależności na k_{yf} (lub na β – zależność powyżej) wynika ze skończonej wartości transmitancji głównej k_y i jest odwrotnie proporcjonalny do różnicy zwrotnej:

$$\left| \delta_{k_{yf}}(k_y) \right| \approx \frac{100\%}{F} = \frac{100}{400} \% = 0,25 \% . \tag{9.3.3}$$

Odp. $F = 400$, $\beta = \beta_z = 200 \text{ k}\Omega$, $|\delta| = 0,25 \%$.

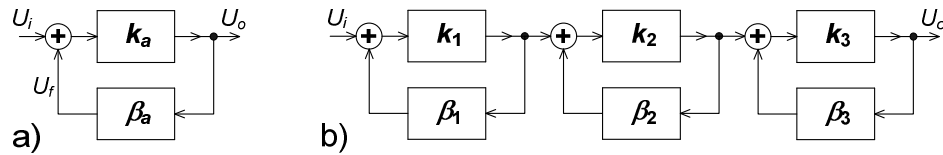
Zad. 9.4. Problematyka: wrażliwość układu ze sprzężeniem zwrotnym na zmiany w jego blokach, zależna od sposobu zapięcia pętli sprzężenia.

Treść zadania

Porównaj wrażliwość wynikowej transmitancji napięciowej k_f układu z ujemnym sprzężeniem zwrotnym na zmiany transmitancji napięciowych czwórników w torze głównym k i w torze sprzężenia zwrotnego β , przy czym rozpatrz przypadki (rys. 9.4.1):

- a) wrażliwość transmitancji k_{af} , gdy jest jeden czwórnik w torze głównym o transmitancji $k_a = -10^6 \text{ V/V}$ oraz jeden czwórnik w torze sprzężenia zwrotnego o transmitancji $\beta_a = 1,00 \cdot 10^{-2} \text{ V/V}$,
- b) wrażliwość transmitancji k_{bf} , gdy w torze głównym są trzy czwórniki o transmitancjach $k_b = k_1 = k_2 = k_3 = -100 \text{ V/V}$, przy czym każdy z nich jest objęty własnym sprzężeniem zwrotnym o transmitancji $\beta_b = \beta_1 = \beta_2 = \beta_3$.

Oblicz wartości transmitancji β_b do układu b), aby wynikowa transmitancja k_{bf} była taka sama jak k_{af} w układzie z punktu a). Przy analizie pomiń stratę sygnału na połączeniach między czwórnikami, oczywiście poza definicyjną operacją w węzle sumacyjnym.



Rys. 9.4.1. Układy ze sprzężeniem zwrotnym: a) jednostopniowy z globalnym sprzężeniem, b) trójstopniowy z lokalnymi sprzężeniami.

Rozwiązanie

Przypadek a), układ jednostopniowy z rys. 9.4.1a.

Obliczenia należy zacząć od wartości transmitancji wynikowej k_{af} oraz różnicy zwrotnej F_a , aby się zorientować, jak silne jest zastosowane ujemne sprzężenie zwrotne. Z definicyjnych zależności

$$k_{af} = \frac{k_a}{1 - k_a \beta_a} = \frac{-10^6}{1 + 10^6 \cdot 10^{-2}} = -99,99 \frac{\text{V}}{\text{V}} \approx -100 \frac{\text{V}}{\text{V}} = \frac{-1}{\beta_a}, \quad (9.4.1)$$

$$F_a = \left| \frac{k_a}{k_{af}} \right| = \frac{10^6}{99,99} = 10001 \approx 1,00 \cdot 10^4. \quad (9.4.2)$$

Obliczone wartości świadczą o silnym sprzężeniu w układzie a). Wrażliwość na zmiany jest wyrażana jako stosunek zmian względnych, zdefiniowanych poprzez pochodną cząstkową. Dla układu z rys. 9.4.1a będzie to:

$$\text{wrażliwość} \quad \frac{\delta_{k_f}(k)}{\delta_k} = \frac{\frac{\partial k_f}{k_f}}{\frac{\partial k}{k}} = \frac{\partial k_{af}}{\partial k_a} \cdot \frac{k_a}{k_{af}} = \frac{\partial k_{af}}{\partial k_a} \cdot F_a, \quad \text{przy czym} \quad (9.4.3)$$

$$\frac{\partial k_{af}}{\partial k_a} = \frac{1 - k_a \beta_a - (-\beta_a) k_a}{(1 - k_a \beta_a)^2} = \frac{1}{(1 - k_a \beta_a)^2} = \frac{1}{F_a^2} \quad \text{i wynik do (9.4.3)} \quad (9.4.4)$$

$$\frac{\delta_{k_{af}}}{\delta_{k_a}} = \frac{F_a}{F_a^2} = \frac{1}{|1 - k_a \beta_a|} = \frac{1}{F_a} = 9,999 \cdot 10^{-5} \approx 1,00 \cdot 10^{-4}. \quad (9.4.5)$$

Z kolei wrażliwość k_{af} na zmiany względne transmitancji czwórnika β_a :

$$\text{wrażliwość} \quad \frac{\delta_{k_f}(\beta)}{\delta_\beta} = \frac{\frac{\partial k_f}{k_f}}{\frac{\partial \beta}{\beta}} = \frac{\partial k_{af}}{\partial \beta_a} \cdot \frac{\beta_a}{k_{af}}, \quad \text{ale} \quad (9.4.6)$$

$$\frac{\partial k_{af}}{\partial \beta_a} = \frac{-(-k_a) k_a}{(1 - k_a \beta_a)^2} = k_{af}^2 \quad \text{i wynik do (9.4.6)} \quad (9.4.7)$$

$$\frac{\delta_{k_{af}}}{\delta_{\beta_a}} = k_{af}^2 \frac{\beta_a}{k_{af}} = k_{af} \beta_a = \frac{k_a \beta_a}{1 - k_a \beta_a} = \frac{-10^4}{1 + 10^4} = -0,9999 \approx -1,00. \quad (9.4.8)$$

Porównanie wartości z (9.4.5) i (9.4.8) potwierdza ogólny wniosek dotyczący wrażliwości wynikowej transmitancji przy silnym ujemnym sprzężeniu zwrotnym: wpływ czwórnika w torze głównym jest praktycznie pomijalny, natomiast wpływ czwórnika sprzężenia zwrotnego jest prawie 100%. Znamienny jest jeszcze znak czułości; dodatni dla wpływu czwórnika k i ujemny dla wpływu czwórnika β . Czytelnik w ramach pracy własnej może sprawdzić, jak byłoby przy dodatnim sprzężeniu zwrotnym, dla np. $k_a = +10^6$ V/V i $\beta_a = 9,9 \cdot 10^{-5}$ V/V.

Przypadek b), układ trójstopniowy z rys. 9.4.1b.

Najpierw zgodnie z treścią zadania należy obliczyć transmitancje β_b czwórników tworzących pętle sprzężenia, aby wynikowa transmitancja k_{bf} w układzie b) była taka sama jak k_{af} w a). Przy pominięciu straty sygnału na łączach między czwórnikami w kaskadzie:

$$k_{bf} \approx k_{1f} k_{2f} k_{3f} = \left[\frac{k_b}{1 - k_b \beta_b} \right]^3 = k_{af} = -100 \frac{\text{V}}{\text{V}} \quad \text{i stąd} \quad (9.4.9)$$

$$\beta_b = \frac{1}{k_b} - \frac{1}{\sqrt[3]{k_{af}}} = \frac{1}{-100} - \frac{1}{\sqrt[3]{-100}} = 0,2054 \frac{\text{V}}{\text{V}}. \quad (9.4.10)$$

Teraz w jednym stopniu ze sprzężeniem zwrotnym (indeks $i = 1, 2, 3$)

$$k_{if} = \frac{k_b}{1 - k_b \beta_b} = \frac{-100}{1 + 100 \cdot 0,2054} = -4,643 \frac{\text{V}}{\text{V}} \quad (9.4.11)$$

$$\text{oraz} \quad F_{ib} = \left| \frac{k_b}{k_{if}} \right| = \frac{100}{4,643} = 21,5 \quad \text{i formalnie} \quad F_b = \left| \frac{k_b^3}{k_{bf}} \right| \approx 1,00 \cdot 10^4. \quad (9.4.12)$$

Wrażliwość wynikowej transmitancji k_{bf} należy wyznaczyć dla wszystkich źródeł

zmian, trzech transmitancji głównych i trzech w sprzężeniach zwrotnych. Tak jak w (9.4.3):

$$\text{wrażliwość } \frac{\delta_{k_f}(k_1)}{\delta_{k_1}} = \frac{\partial k_{bf}}{\partial k_1} \cdot \frac{k_1}{k_{bf}} = k_{2f} k_{3f} \frac{\partial k_{1f}}{\partial k_1} \cdot \frac{k_1}{k_{1f} k_{2f} k_{3f}} = \frac{\delta_{k_{1f}}}{\delta_{k_1}} = \frac{1}{F_{1b}} \quad (9.4.13)$$

$$\text{i odpowiednio } \frac{\delta_{k_f}(k_2)}{\delta_{k_2}} = \frac{\delta_{k_{2f}}}{\delta_{k_2}} = \frac{1}{F_{2b}} \quad \text{oraz} \quad \frac{\delta_{k_f}(k_3)}{\delta_{k_3}} = \frac{\delta_{k_{3f}}}{\delta_{k_3}} = \frac{1}{F_{3b}}, \quad (9.4.14)$$

$$\text{a wartość } \frac{\delta_{k_f}(k_i)}{\delta_{k_i}} = \frac{\delta_{k_{if}}}{\delta_{k_i}} = \frac{1}{F_{ib}} = \frac{1}{21,5} = 4,65 \cdot 10^{-2}. \quad (9.4.15)$$

A teraz wynik dla wpływu czwórników β (Czytelnik może wykonać pełne wyprowadzenie w charakterze ćwiczenia):

$$\text{wrażliwość } \frac{\delta_{k_f}(\beta_i)}{\delta_{\beta_i}} = \frac{\delta_{k_{if}}}{\delta_{\beta_i}} = \frac{k_i \beta_i}{1 - k_i \beta_i} = \frac{-100 \cdot 0,2054}{1 + 100 \cdot 0,2054} = -0,954. \quad (9.4.16)$$

W układzie b), przy takiej samej wartości wynikowej transmitancji k_f , co w układzie a), wrażliwość jej na zmiany w czwórniku k wzrosła 465 razy, na zmiany w czwórniku β zmalała o niecałe 5 %. Tak więc w obu przypadkach wrażliwość na zmiany β jest praktycznie 100 %, natomiast wrażliwość na zmiany k zależy od różnicy zwrotnej osiągniętej w jednym stopniu; ze względu na ten parametr im mniej lokalnych pętli sprzężenia na rzecz globalnej pętli, tym lepiej. Jednak ze względu na prawdopodobieństwo wzbudzenia się układu może okazać się koniecznym kompromis pomiędzy udziałem lokalnych i globalnej pętli we właściwościach układu.

$$\text{Odp. a) } \delta_{k_{af}} / \delta_{k_a} \approx 1,00 \cdot 10^{-4}, \quad \delta_{k_{af}} / \delta_{\beta_a} \approx -1,00$$

$$\text{b) } \delta_{k_{bf}} / \delta_{k_b} \approx 4,65 \cdot 10^{-2}, \quad \delta_{k_{bf}} / \delta_{\beta_b} \approx -0,954, \quad \beta_b = 0,2054.$$

Zad. 9.5. Problematyka: czułość układu z ujemnym sprzężeniem zwrotnym na zakłócenia, zależna od miejsca ich wnikania oraz sposobu zapięcia pętli sprzężenia.

Treść zadania

Porównaj względną czułość na zakłócenia wnikające w różne punkty układu z ujemnym sprzężeniem, zdefiniowaną jako moduł stosunku transmitancji dla tych zakłóceń do transmitancji dla wejściowego sygnału użytecznego. Przyjmij, że sygnały wejściowe i wyjściowe bloków w układzie są tego samego typu, np. oba napięciowe lub oba prądowe, a więc wszystkie transmitancje są jednakowe, napięciowe lub prądowe. Analizę wykonaj dla dwóch przypadków układów:

- a) jedna globalna pętla sprzężenia; trzy stopnie połączone kaskadowo o transmitancjach $k_1 = k_2 = k_3 = -100$ w torze głównym oraz trzy stopnie kaskadowe o transmitancjach $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = 0,2154$ w pętli sprzężenia,
- b) całość złożona z dwóch kaskadowo połączonych układów o lokalnych pętlach sprzężenia; oba główne bloki mają transmitancję $k_1 = k_2 = -1000$ a bloki sprzężenia zwrotnego $\beta_1 = \beta_2 = 0,099$.

Wartości transmitancji bloków tak dobrano, aby wynikowa transmitancja po

zamknięciu pętli sprzężenia zwrotnego w przypadkach a) i b) miała taki sam moduł wartości.

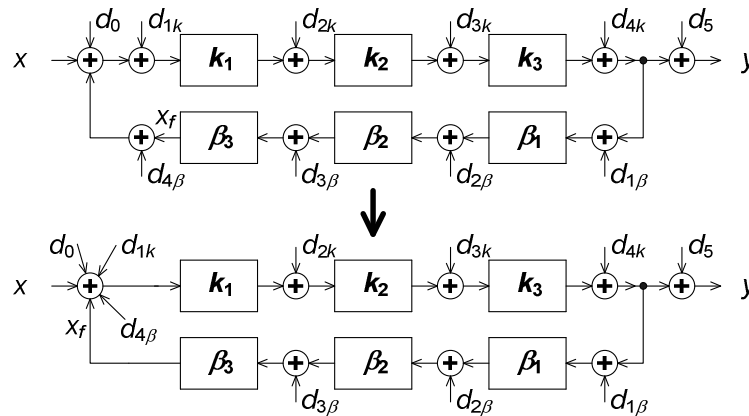
Rozwiązanie

Przypadek a), układ z globalną pętlą.

Analizę zaczyna się od zdefiniowania transmitancji, czyli czułości liniowego układu z zamkniętą pętlą sprzężenia w przypadku a) na wpływ sygnału użytecznego x oraz na wpływ zakłócenia d_{ij} , którego punkt wnikania jest określony indeksami ij (rys. 9.5.1):

$$k_{af}(x) = \frac{\partial y}{\partial x} \approx \frac{\Delta y(x)}{\Delta x}, \quad k_{af}(d_{ij}) = \frac{\partial y}{\partial d_{ij}} \approx \frac{\Delta y(d_{ij})}{\Delta d_{ij}}, \quad (9.5.1)$$

a czułość względna (relatywna) $S_r(d_{ij}) = \left| \frac{\Delta y(d_{ij})}{\Delta y(x)} \right|_{\Delta d_{ij}=\Delta x} = \left| \frac{k_{af}(d_{ij})}{k_{af}(x)} \right|$. (9.5.2)



Rys. 9.5.1. Układ z globalnym sprzężeniem zwrotnym i zakłóceniami d : pierwszy ze zdefiniowaniem punktów wnikania zakłóceń, drugi z uproszczeniem – wspólnym punktem sumowania na wejściu.

W górnej części rys. 9.5.1 zdefiniowano za pomocą sumatorów wszystkie możliwe punkty wnikania zakłóceń. Transmitancja w torze głównym a także w torze sprzężenia zwrotnego jest celowo podzielona na trzy części, aby można było wnioskować o wpływie zakłóceń przedostających się w różne punkty układu wielostopniowego. Uproszczono układ do wersji na dole rys. 9.5.1, sprowadzając trzy punkty sumowania na wejściu do jednego wspólnego. Czytelnik może sam przeciwwić wykazanie słuszności tej operacji. Nie można natomiast na wyjściu zrobić takiego uproszczenia.

Przy dalszej analizie zastosowano metodę superpozycji; wyznaczano transmitancje oddzielnie dla każdego z sygnałów z dolnego rys. 9.5.1, przy czym zakładano pomijalne straty sygnału na połączeniach między czwórnikami – wypadkowa transmitancja kaskady jest zatem równa iloczynowi transmitancji poszczególnych bloków kaskady. Transmitancja podstawowa, dla użytecznego sygnału:

$$k_{af}(x) = \frac{k}{1 - k \cdot \beta} \approx \frac{k_1 k_2 k_3}{1 - (k_1 k_2 k_3) \cdot (\beta_1 \beta_2 \beta_3)} = \frac{(-100)^3}{1 - (-100)^3 \cdot (0,2154)^3} = -100,05 \approx -100. \quad (9.5.3)$$

Transmitancje dla zakłóceń wnikaających do wejściowego sumatora są takie same

$$k_{af}(d_0) = k_{af}(d_{1k}) = k_{af}(d_{4\beta}) = k_{af}(x), \quad (9.5.4)$$

czego wynikiem są takie same czułości względne, równe jedności, zgodnie z (9.5.2)

$$S_r(x) = S_r(d_0) = S_r(d_{1k}) = S_r(d_{4\beta}) = 1,0. \quad (9.5.5)$$

Technika wyznaczania kolejnych transmitancji jest taka sama jak w zależności (9.5.3), tyle, że główny blok k i blok sprzężenia β składają się za każdym razem z innego zestawu – kaskadowego połączenia bloków. Mianownik liczbowo pozostaje taki sam, ale wyróżniono nawiasami część k i β . I tak np. dla zakłóceń d_{2k} wnikaających między bloki k_1 i k_2 czwornikiem k jest kaskada $k_2 k_3$ a pętlą sprzężenia zwrotnego jest kaskada $\beta_1 \beta_2 \beta_3 k_1$:

$$k_{af}(d_{2k}) \approx \frac{k_2 k_3}{1 - (k_2 k_3) \cdot (\beta_1 \beta_2 \beta_3 k_1)} = \frac{k_{af}(x)}{k_1} \quad (9.5.6)$$

$$S_r(d_{2k}) = \left| \frac{1}{k_1} \right| = 1,0 \cdot 10^{-2},$$

$$k_{af}(d_{3k}) \approx \frac{k_3}{1 - (k_3) \cdot (\beta_1 \beta_2 \beta_3 k_1 k_2)} = \frac{k_{af}(x)}{k_1 k_2} \quad (9.5.7)$$

$$S_r(d_{3k}) = \left| \frac{1}{k_1 k_2} \right| = 1,0 \cdot 10^{-4},$$

$$k_{af}(d_{4k}) \approx \frac{1}{1 - (1) \cdot (\beta_1 \beta_2 \beta_3 k_1 k_2 k_3)} = \frac{k_{af}(x)}{k_1 k_2 k_3} \quad (9.5.8)$$

$$S_r(d_{4k}) = \left| \frac{1}{k_1 k_2 k_3} \right| = 1,0 \cdot 10^{-6}.$$

Wyraźnie widać, że im bliżej końca toru głównego wnikaają zakłócenia, tym mniejsza jest czułość układu dla nich. Natomiast transmitancja dla zakłócenia d_5 sumującego się na wyjściu z sygnałem użytecznym, już poza układem jest równa jeden a czułość względna niezbyt mała, dziesięć tysięcy razy większa niż dla zakłócenia d_{4k} na końcu toru k :

$$k_{af}(d_5) = 1 \quad (9.5.9)$$

$$S_r(d_5) = \left| \frac{1}{k_{af}(x)} \right| = 1,0 \cdot 10^{-2}.$$

A teraz wyznaczenie transmitancji i czułości względnych dla zakłóceń wnikaających do toru sprzężenia; zastosowano taki sam sposób, jak w zależnościach (9.5.3...9.5.8):

$$k_{af}(d_{1\beta}) \approx \frac{\beta_1 \beta_2 \beta_3 k_1 k_2 k_3}{1 - (\beta_1 \beta_2 \beta_3 k_1 k_2 k_3) \cdot 1} = \beta_1 \beta_2 \beta_3 \cdot k_{af}(x) \approx 1,0$$

$$S_r(d_{1\beta}) = |\beta_1 \beta_2 \beta_3| \approx \left| \frac{1}{k_{af}(x)} \right| = 1,0 \cdot 10^{-2}, \quad (9.5.10)$$

$$k_{af}(d_{2\beta}) \approx \frac{\beta_2 \beta_3 k_1 k_2 k_3}{1 - (\beta_2 \beta_3 k_1 k_2 k_3) \cdot \beta_1} = \beta_2 \beta_3 \cdot k_{af}(x)$$

$$S_r(d_{2\beta}) = |\beta_2 \beta_3| = (0,2154)^2 \approx 4,6 \cdot 10^{-2}, \quad (9.5.11)$$

$$k_{af}(d_{3\beta}) \approx \frac{\beta_3 k_1 k_2 k_3}{1 - (\beta_2 \beta_3 k_1 k_2 k_3) \cdot (\beta_1 \beta_2)} = \beta_3 \cdot k_{af}(x)$$

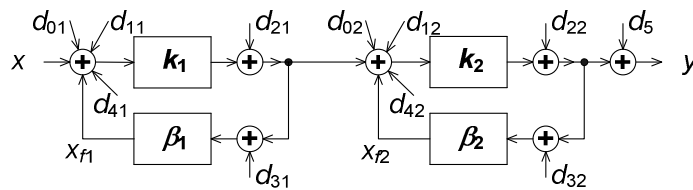
$$S_r(d_{3\beta}) = |\beta_3| = 0,2154 \approx 0,22. \quad (9.5.12)$$

Wartości czułości względnych dla zakłóceń w torze sprzężenia zwrotnego są znacząco większe niż dla zakłóceń z toru głównego, ale tendencja jest taka sama; im bliżej wyjścia całego układu, tym czułość mniejsza. Wyniki obliczeń zestawiono w tab. 9.5.1 celem łatwego powiązania czułości z wejściami zakłóceń oraz porównania z następnym analizowanym przypadkiem. Wyniki uszeregowano malejąco.

Tab. 9.5.1. Wartości czułości względnej układu dla sygnałów w zależności od punktu wnikania (rys. 9.5.1) do układu w przypadku a), tj. z globalnym sprzężeniem zwrotnym.

sygnał	x	d_0	d_{1k}	$d_{4\beta}$	$d_{3\beta}$	$d_{2\beta}$	$d_{1\beta}$	d_5	d_{2k}	d_{3k}	d_{4k}
czułość S_r [-]	1	1	1	1	0,22	0,046	10^{-2}	10^{-2}	10^{-2}	10^{-4}	10^{-6}

Przypadek b), układ z lokalnymi pętlami.



Rys. 9.5.2. Układ z dwoma stopniami o lokalnych sprzężeniach zwrotnych i zdefiniowanych punktach wnikania zakłóceń d .

W drugim rozpatrywanym przypadku (rys. 9.5.2) od razu przeniesiono formalnie rzeczywiste punkty wnikania zakłóceń na wejściu bloku k (d_{11} i d_{12}) i wyjściu bloku β (d_{41} i d_{42}) do wspólnego wejściowego sumatora cząstkowego układu z lokalnym sprzężeniem zwrotnym. Dotyczy to także wejściowych zakłóceń: przed pierwszym stopniem d_{01} i między stopniami d_{02} – porównaj z rys. 9.5.1.

Obliczono najpierw transmitancje układów (czułości bezwzględne) ze sprzężeniem zwrotnym, obu stopni i całości dla sygnału użytecznego x :

$$k_{bf1}(x) = k_{bf2}(x) = \frac{k_i}{1 - k_i \cdot \beta_i} = \frac{-10^3}{1 + 10^3 \cdot 0,099} = -10,0 \quad (9.5.13)$$

oraz $k_{bf}(x) \approx k_{bf1}(x) \cdot k_{bf2}(x) = (-10) \cdot (-10) = +100.$

Wartość transmitancji całego układu $k_{bf}(x)$ będzie odniesieniem przy obliczaniu względnych czułości układu dla poszczególnych sygnałów zakłócających:

$$S_r(d_{ij}) = \left| \frac{\Delta y(d_{ij})}{\Delta y(x)} \right|_{\Delta d_{ij} = \Delta x} = \left| \frac{k_{bf}(d_{ij})}{k_{bf}(x)} \right|. \quad (9.5.14)$$

Transmitancje dla zakłóceń wnikaających do wejściowego sumatora pierwszego stopnia są takie same, równe transmitancji całego układu dla użytecznego sygnału

$$k_{bf}(d_{01}) = k_{bf}(d_{11}) = k_{bf}(d_{41}) = k_{bf}(x), \quad (9.5.15)$$

i w rezultacie czułości względne są jednakowe, równe jedności

$$S_r(x) = S_r(d_{01}) = S_r(d_{11}) = S_r(d_{41}) = 1,0. \quad (9.5.16)$$

W układzie z rys. 9.5.2 technika wyznaczania kolejnych transmitancji nieco się różni od poprzedniego przypadku, bowiem są dwa niezależne stopnie ze swoimi lokalnymi sprzężeniami. Na przykład dla zakłóceń d_{21} w pierwszym stopniu blok k toru głównego będzie miał transmitancję 1, blok β toru sprzężenia zwrotnego transmitancję $\beta_1 k_1$ a dopiero po pomnożeniu przez $k_{bf2}(x)$ otrzyma się całkowitą transmitancję:

$$k_{bf}(d_{21}) \approx \frac{1}{1 - (1) \cdot (\beta_1 k_1)} k_{bf2}(x) = \frac{k_{bf1}(x)}{k_1} k_{bf2}(x) = \frac{k_{bf}(x)}{k_1} \quad (9.5.17)$$

$$S_r(d_{21}) = \left| \frac{1}{k_1} \right| = 1,0 \cdot 10^{-3},$$

$$k_{bf}(d_{31}) \approx \frac{\beta_1 k_1}{1 - (\beta_1 k_1) \cdot (1)} k_{bf2}(x) = \beta_1 \cdot k_{bf1}(x) \cdot k_{bf2}(x) = \beta_1 \cdot k_{bf}(x) \quad (9.5.18)$$

$$S_r(d_{31}) = |\beta_1| = 0,099.$$

Czułości dla zakłóceń w drugim stopniu oraz na wyjściu:

$$k_{bf}(d_{02}) = k_{bf}(d_{12}) = k_{bf}(d_{42}) = k_{bf2}(x)$$

$$S_r(d_{02}) = S_r(d_{12}) = S_r(d_{42}) = \left| \frac{k_{bf2}(x)}{k_{bf}(x)} \right| = \left| \frac{1}{k_{bf1}(x)} \right| = 0,10, \quad (9.5.19)$$

$$k_{bf}(d_{22}) = \frac{1}{1 - (1) \cdot (\beta_2 k_2)} = \frac{k_{bf2}(x)}{k_2} \approx \frac{k_{bf}(x)}{k_2 k_{bf1}(x)} \quad (9.5.20)$$

$$S_r(d_{22}) = \left| \frac{1}{k_2 k_{bf1}(x)} \right| = 1,0 \cdot 10^{-4},$$

$$k_{bf}(d_{32}) = \frac{\beta_2 k_2}{1 - (\beta_2 k_2) \cdot (1)} = \beta_2 k_{bf2}(x) \approx \beta_2 \frac{k_{bf}(x)}{k_{bf1}(x)} \quad (9.5.21)$$

$$S_r(d_{32}) = \left| \frac{\beta_2}{k_{bf1}(x)} \right| = 0,99 \cdot 10^{-2} ,$$

$$k_{bf}(d_5) = 1$$

$$S_r(d_5) = \left| \frac{1}{k_{bf}(x)} \right| = 1,0 \cdot 10^{-2} . \quad (9.5.22)$$

I na koniec zestawiono tabelę z wynikami (tab. 9.5.2), tego samego typu jak do poprzedniego przypadku.

Tab. 9.5.2. Wartości czułości względnej układu dla sygnałów w zależności od punktu wnikania (rys. 9.5.2) do układu w przypadku b); dwustopniowego z lokalnymi sprzężeniami zwrotnymi.

sygnał	x	d_{01}	d_{11}	d_{41}	d_{02}	d_{12}	d_{42}	d_{31}	d_5	d_{32}	d_{21}	d_{22}
czułość S_r [-]	1	1	1	1	0,1	0,1	0,1	$9,9 \cdot 10^{-2}$	10^{-2}	$9,9 \cdot 10^{-3}$	10^{-3}	10^{-4}

Podobnie jak w poprzednim przypadku, z rys. 9.5.1, czułość na zakłócenia dostające się bliżej wyjścia toru głównego jest mniejsza niż na zakłócenia wnikające na wejście (porównaj czułość na d_{21} i d_{11} oraz na d_{22} i d_{12}), ale dotyczy to pętli sprzężenia. Ponieważ poszczególne, lokalne pętle mają w tym przypadku mniejszą różnicę zwrotną, to i czułości będą większe, np. na d_{22} z tab. 9.5.2 i dla d_{4k} z tab. 9.5.1. Jeżeli zakłócenie wnika poza pętlami, jak np. d_5 czy d_{02} , to czułość dla niego jest wyraźnie większa niż dla zakłócenia wnikającego zaraz obok, ale do wnętrza pętli; porównaj czułości na d_5 i d_{22} , d_{02} i d_{21} , a także w poprzednim układzie na d_5 i d_{4k} . Czułości na zakłócenia w torze sprzężenia zwrotnego są na podobnym poziomie w obu układach i nie najmniejsze, w najlepszym przypadku rzędu 10^{-2} (sygnały $d_{1\beta}$ i d_{32}).

Z porównania czułości w obu układach wynika, że ze względu na zakłócenia w torze głównym układu, szczególnie wnikające do jego stopni końcowych, lepiej stosować rozwiązanie pokazane na rys. 9.5.1. Ale z powodu groźby wzbudzenia się układu z bardzo silnym USZ takie rozwiązanie może nie być optymalnym.

Zad. 9.6. Problematyka: ujemne sprzężenie zwrotne i jego wpływ na właściwości układu, elementarne zależności.

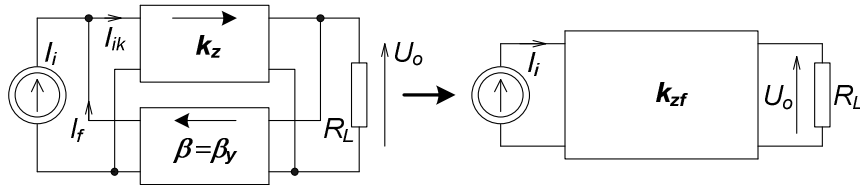
Treść zadania

Do aktywnego czwórnik o $k_z = -60 \text{ k}\Omega$ dołączono pasywną pętlę USZ o $\beta_s = +2,00 \text{ mS}$. Pomiń wpływ obciążania bloków. Jaki jest to typ sprzężenia?

- a) Oblicz z dokładnej i uproszczonej zależności wypadkową transmitancję.
- b) Oblicz moduł względnej niedokładności zależności przybliżonej na wypadkową transmitancję.
- c) Oblicz różnicę zwrotną.
- d) Porównaj typ transmitancji wypadkowego czwórnik z typem transmitancji czwórnik w gałęzi głównej układu i w pętli sprzężenia zwrotnego.

Rozwiązanie

Sygnalem wejściowym czwornika głównego, transimpedancyjnego jest prąd, a wyjściowym napięcie (rys. 9.6.1). Dla czwornika sprzężenia zwrotnego jest odwrotnie i dlatego ma on przeciwny typ transmitancji. Zastosowane sprzężenie zwrotne nie zmienia rodzaju wielkości wejściowej i wyjściowej i dlatego wynikowy czwornik będzie transimpedancyjny (przetwornik prądu na napięcie), jak główny czwornik. Tor sprzężenia pobiera informację o napięciu wyjściowym i po przetworzeniu na prąd w bloku β sumuje w węzle z prądem wejściowym, czyli równoległe do źródła sygnału, jest to zatem sprzężenie napięciowo-równoległe.



Rys. 9.6.1. Układ transimpedancyjny z napięciowo-równoległym USZ.

Obliczono wynikową transmitancję z dwóch zależności; podstawowej, ogólnej i przybliżonej, obowiązującej w przypadku silnego USZ:

$$k_{zf} = \frac{k_z}{1 - k_z \beta_y} = \frac{-60 \text{ k}\Omega}{1 - (-60 \text{ k}\Omega \cdot 2,00 \text{ mS})} = \frac{-60}{121} \text{ k}\Omega = -495,9 \Omega, \quad (9.6.1)$$

$$k'_{zf} \approx -\frac{1}{\beta_y} = \frac{-1}{2,00 \text{ mS}} = -500 \Omega. \quad (9.6.2)$$

Także różnicę zwrotną obliczono z dwóch zależności; podstawowej i przybliżonej:

$$F = \frac{k_z}{k_{zf}} = 1 - k_z \beta_y = 1 - (-60 \cdot 10^3 \Omega \cdot 2,00 \cdot 10^{-3} \text{ S}) = 121, \quad (9.6.3)$$

$$F' \approx -k_z \beta_y = \frac{k'_z}{k'_{zf}} = \frac{-60}{-0,500} = 120. \quad (9.6.4)$$

Wartość różnicy zwrotnej nie jest bardzo duża, a więc zastosowane USZ nie jest bardzo silne i w takim przypadku raczej nie należy posługiwać się zależnościami przybliżonymi. Błąd przybliżonej zależności na transmitancję jest proporcjonalny do odwrotności różnicy zwrotnej:

$$\left| \delta_{k'_{zf}} \right| = \frac{100 \%}{F} = \frac{100}{121} \% = 0,83 \% . \quad (9.6.5)$$

Odp. Sprzężenie napięciowo-równoległe, a) $k_{zf} = -495,9 \Omega$, $k'_{zf} = -500 \Omega$,

b) $|\delta| = 0,83 \%$, c) $F = 121$, $F' = 120$.

Zad. 9.7. Problematyka: ujemne sprzężenie zwrotne i jego wpływ na właściwości układu.

Treść zadania

Masz za zadanie zbudować za pomocą USZ czwórnik o $k_{zf} = -1,00 \text{ k}\Omega$, $R_{if} \leq 10 \text{ }\Omega$, $R_{of} \leq 0,10 \text{ }\Omega$ oraz module względnego, resztkowego wpływu skończonej transmitancji głównego czwornika $|\delta| \leq 1,0 \text{ \%}$. Dobierz parametry czworników w torze głównym i pętli USZ. Przyjmij dla uproszczenia identyczny charakter transmitancji czwornika pierwotnego w torze głównym i po zamknięciu pętli oraz czwórnik sprzężenia pasywny, nieodwracający. Ze względu na dosyć duży dopuszczalny błąd $|\delta|$ wykonaj obliczenia β z zależności przybliżonej oraz dokładnej.

Rozwiązanie

Wpływ czwornika głównego o k_z na wynikową transmitancję k_{zf} , po zamknięciu pętli USZ – jak na rys. 9.6.1, jest odwrotnie proporcjonalny do różnicy zwrotnej F ; można obliczyć jej minimalną wartość. Ponieważ w treści podano ten wpływ (błąd) w procentach, trzeba w zależności uwzględnić mnożnik 100 %:

$$|\delta_{k_{zf}}(k_z)| = \frac{100 \text{ \%}}{F} \rightarrow F = \frac{100 \text{ \%}}{|\delta|} \geq \frac{100}{1,0} = 100, \quad (9.7.1)$$

i można już obliczyć minimalną transmitancję głównego czwornika k_z

$$F = \left| \frac{k_z}{k_{zf}} \right| \rightarrow k_z = F \cdot k_{zf} \geq 100(-1 \cdot 10^3) \Omega = -100 \text{ k}\Omega. \quad (9.7.2)$$

Z przybliżonej zależności dla układu z silnym USZ obliczono orientacyjną wartość transmitancji czwornika sprzężenia. Jest ona typu admitancyjnego, przeciwnego do typu wynikowej transmitancji:

$$\beta'_y \approx -\frac{1}{k_{zf}} = \frac{-1}{-1 \cdot 10^3} \text{ S} = 1,00 \text{ mS}. \quad (9.7.3)$$

Ta sama transmitancja obliczona z zależności dokładnej, definicyjnej jest o 1 % mniejsza, czyli w rzeczywistości należy zastosować nieco słabsze USZ:

$$\begin{aligned} k_{zf} = \frac{k_z}{1 - k_z \beta_y} \rightarrow \beta_y &= \frac{1}{k_z} - \frac{1}{k_{zf}} = \frac{1}{k_z} (1 - F) = \\ &= \frac{1}{-1 \cdot 10^5} (1 - 100) \text{ S} = 0,99 \text{ mS}. \end{aligned} \quad (9.7.4)$$

Można jeszcze sprawdzić, jaka byłaby transmitancja wynikowa przy zastosowaniu czwornika β_y o wartości transmitancji obliczonej z zależności przybliżonej (9.7.3):

$$k_{zf} = \frac{k_z}{1 - k_z \beta_y} = \frac{-1 \cdot 10^5}{1 - (-1 \cdot 10^5 \cdot 1 \cdot 10^{-3})} \Omega = -990 \text{ }\Omega. \quad (9.7.5)$$

Wynik byłby mniejszy o 1 % od żądanej w zadaniu wartości. Na koniec obliczenie maksymalnych dopuszczalnych zastępczych rezystancji czwornika głównego k_z , przy założeniu, że różnica zwrotna F ma minimalną dopuszczalną wartość dla tego układu:

$$R_{if} = \frac{R_i}{F} \rightarrow R_i = R_{if} F \leq 10 \cdot 100 \Omega = 1,0 \text{ k}\Omega, \quad (9.7.6)$$

$$R_{of} = \frac{R_o}{F} \rightarrow R_o = R_{of} F \leq 0,1 \cdot 100 \Omega = 10 \Omega. \quad (9.7.7)$$

Odp. $F \geq 100$, $k_z \geq 100 \text{ k}\Omega$, $\beta_y' = 1,00 \text{ mS}$, $\beta_y = 0,99 \text{ mS}$, $R_i \leq 1,0 \text{ k}\Omega$, $R_o \leq 10 \Omega$.

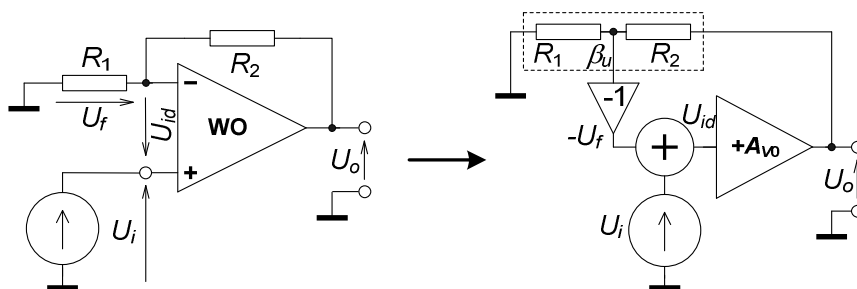
10. LINIOWE PRZETWORNIKI NA RZECZYWISTYCH WZMACNIACZACH OPERACYJNYCH Z UJEMNYM SPRĘŻENIEM ZWROTNYM

Zad. 10.1. Problematyka: zastosowanie ujemnego sprzężenia zwrotnego (USZ) w układach na rzeczywistych wzmacniaczach operacyjnych (WO), polepszanie parametrów wynikowego czwórnika, niedokładności przybliżonych zależności.

Treść zadania

Masz za zadanie osiągnąć wyjściową rezystancję $R_{of} \leq 20 \text{ m}\Omega$ wzmacniacza napięciowego o $k_{uf} = 25 \text{ V/V}$ na WO z pętlą USZ. Przyjmij typową wartość rezystancji wyjściowej $R_o \leq 100 \Omega$ samego WO, bez pętli. Oblicz niezbędną wartość wzmocnienia różnicowego A_{V0} tego WO z otwartą pętlą sprzężenia. Oblicz także wrażliwość wzmocnienia układu z USZ na zmiany wzmocnienia A_{V0} oraz niedokładność względną spowodowaną skończoną wartością A_{V0} .

Rozwiązanie



Rys. 10.1.1. Napięciowy wzmacniacz nieodwracający na WO; układ z napięciowo-szeregowym USZ.

W tym przypadku czwórnik w torze głównym jest napięciowy, od wejścia nieodwracającego WO, a wynikowy czwórnik, po zamknięciu pętli, jest także napięciowy. Znak głównej transmitancji jest formalnie dodatni, jak na prawym schemacie na rys. 10.1.1, a czwórnika sprzężenia zwrotnego ujemny, dzięki wykorzystaniu wejścia odwracającego WO. Zastosowane USZ jest napięciowo-szeregowe i można ze stosunku rezystancji wyjściowych przed zapięciem pętli i po jej zapięciu obliczyć pożądaną wartość różnicy zwrotnej:

$$R_{of} = \frac{R_o}{F} \rightarrow F = \frac{R_o}{R_{of}} \geq \frac{100 \Omega}{20 \cdot 10^{-3} \Omega} = 5,0 \cdot 10^3, \quad (10.1.1)$$

a następnie niezbędne wzmocnienie różnicowe WO

$$F = \frac{A_{V0}}{k_{uf}} \rightarrow A_{V0} = F \cdot k_{uf} \geq 5,0 \cdot 10^3 \cdot 25 \frac{\text{V}}{\text{V}} = 125 \frac{\text{V}}{\text{mV}} \approx 130 \frac{\text{V}}{\text{mV}}. \quad (10.1.2)$$

Zapis wyniku w (10.1.2) nawiązuje to formy podawania wartości A_{V0}

w katalogach.

Wrażliwość wzmocnienia k_{uf} po zamknięciu pętli na zmiany wzmocnienia A_{V0} czwórnika w torze głównym wyznacza się za pomocą pochodnej cząstkowej z podstawowej zależności teorii sprzężenia zwrotnego, z uwzględnieniem dodatkowego odwrócenia znaku po stronie wejścia odwracającego:

$$k_{uf} = \frac{A_{V0}}{1 - A_{V0}(-\beta)}, \quad \frac{\partial k_{uf}}{\partial A_{V0}} = \frac{1}{(1 + A_{V0}\beta)^2} = \left(\frac{k_{uf}}{A_{V0}}\right)^2. \quad (10.1.3)$$

Jest to wrażliwość wyrażona przez bezwzględne zmiany, czyli w [V/V]. Po zamianie nieskończenie małych, definicyjnych przyrostów, na realne, w rzeczywistym układzie:

$$\Delta k_{uf} \approx \left(\frac{k_{uf}}{A_{V0}}\right)^2 \cdot \Delta A_{V0} = \left(\frac{1}{F}\right)^2 \cdot \Delta A_{V0}. \quad (10.1.4)$$

Ale przecież k_{uf} jest F razy mniejsze od A_{V0} i dlatego zależność (10.1.4) nie daje miarodajnej oceny wrażliwości. Właściwsze jest wyrażenie wrażliwości przez stosunek względnych zmian δ , w [%/%]:

$$\frac{\delta_{k_{uf}}}{\delta_{A_{V0}}} = \frac{\frac{\Delta k_{uf}}{k_{uf}} \cdot 100\%}{\frac{\Delta A_{V0}}{A_{V0}} \cdot 100\%} \approx \frac{\partial k_{uf}}{\partial A_{V0}} \cdot \frac{A_{V0}}{k_{uf}} = \frac{k_{uf}}{A_{V0}} = \frac{1}{F} = \frac{1}{1 - A_{V0}(-\beta)}. \quad (10.1.5)$$

Tutaj warto wtrącić uwagę o znaku w wartości obliczonej z (10.1.5). W przypadku USZ jeden z czwórników musi mieć ujemną transmitancję, tutaj jest to zrealizowane poprzez wejście odwracające WO; mianownik i całość będą dodatnie. Jeżeli dodatkowo USZ jest silne, tzn. współczynnik F jest duży, powiedzmy powyżej kilkuset, można w mianowniku pominąć 1 i zapisać:

$$\frac{\delta_{k_{uf}}}{\delta_{A_{V0}}} = \frac{1}{1 + |A_{V0}\beta|} \underset{F \gg 1}{\approx} \frac{1}{|A_{V0}\beta|} = \frac{1}{F - 1} \approx 2,0 \cdot 10^{-4}. \quad (10.1.6)$$

A teraz wyznaczenie względnej niedokładności $\delta_{k_{uf}}(A_{V0})$ wzmocnienia k_{uf} spowodowanej skończoną wartością A_{V0} . Celem pokazania innych sposobów analizy takich problemów posłużono się dwoma definicjami wzmocnienia, dokładną na rzeczywistą wartość k_{uf} przy określonym wzmocnieniu A_{V0} oraz przybliżoną k'_{uf} , stosowaną gdy $A_{V0} \Rightarrow \infty$ i traktowaną jako idealna, w nomenklaturze metrologicznej – znamionowa:

$$k_{uf} = \frac{A_{V0}}{1 - A_{V0}(-\beta)} = \frac{1}{\frac{1}{A_{V0}} + \beta} \underset{A_{V0} \Rightarrow \infty}{\approx} \frac{1}{\beta} = k'_{uf}, \quad (10.1.7)$$

$$\begin{aligned} \delta_{k_{uf}}(A_{V0}) &= \frac{k_{uf} - k'_{uf}}{k'_{uf}} \cdot 100\% = \left[\frac{k_{uf}}{k'_{uf}} - 1 \right] \cdot 100\% = \\ &= \left[\frac{A_{V0}}{1 - A_{V0}(-\beta)} \cdot \left(\frac{\beta}{1} \right) - 1 \right] \cdot 100\% = \frac{-100\%}{1 - A_{V0}(-\beta)} = \\ &= \frac{-100\%}{F} = -\frac{k_{uf}}{A_{V0}} 100\% = \frac{-100\%}{1 + |A_{V0}\beta|} = -2,0 \cdot 10^{-2} \% . \end{aligned} \quad (10.1.8)$$

Obie wielkości, z (10.1.5) i (10.1.8) mają taki sam moduł (jeżeli ta druga nie jest w [%]), natomiast różnią się znakiem.

Odp. $A_{V0} \geq 1,25 \cdot 10^5$ V/V, $\delta_{k_{uf}} / \delta_{A_{V0}} = 2,0 \cdot 10^{-4}$, $\delta_{k_{uf}}(A_{V0}) = -2,0 \cdot 10^{-2} \%$.

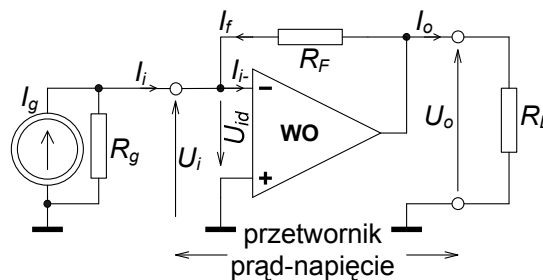
Zad. 10.2. Problematyka: układy na wzmacniaczach operacyjnych, ujemne sprzężenie zwrotne i jego wpływ na właściwości układu, przetwornik prądu na napięcie, przekształcanie opisu czwornika, uwzględnienie rzeczywistych właściwości czworników.

Treść zadania

Aktywny czwornik z pętlą USZ ma mieć transimpedancję $k_{zfo} = -1,00 \cdot 10^4 \Omega$, czyli bez poboru prądu z wyjścia i przy zwieraniu źródła sygnału swoim wejściem. Zakres wyjściowego sygnału U_o przyjmij od -10 V do $+10$ V. Zbuduj go wykorzystując WO i stosując odpowiednią pasywną pętlę sprzężenia. Parametry WO: $A_{V0} \geq 5,0 \cdot 10^4$ V/V, $R_i \approx R_{id} \geq 1,0$ M Ω , $R_o = 80 \Omega$. Określ typ niezbędnego USZ i typ transmitancji β czwornika sprzężenia zwrotnego, oblicz wartość β z przybliżonej zależności. Oblicz zakres sygnału wejściowego I_i oraz rezystancje układu: R_{if} , R_{of} .

Rozwiązanie

Właściwy dla przetwornika $i \rightarrow u$ typ USZ to napięciowo-równoległe, bo wyjście napięciowe, a wejście prądowe i sygnały (wejściowy zewnętrzny i z pętli) muszą się sumować w węzle. Wykorzystanie WO do budowy takiego czwornika $i \rightarrow u$, o zdefiniowanej transimpedancji daje jedną z najprostszyc struktur układu: rys. 10.2.1.



Rys. 10.2.1. Schemat układu przetwarzającego prąd na napięcie, wraz ze źródłem sygnału i obciążeniem. Zdefiniowana wielkość wejściowa to prąd I_i a wyjściowa to napięcie U_o .

Transmitancja czwornika β w pętli USZ (typu napięciowo-równoległego) musi być przeciwnego typu niż transmitancja wynikowego czwornika, po zamknięciu pętli, a więc musi być transadmitancją.

$$\text{Najpierw pętla} \quad \beta = \beta_y \equiv \frac{I_f}{U_o} \approx \frac{I_f}{U_o + U_{id}} = \frac{1}{R_F} \quad (10.2.1)$$

$$\text{i główny czwórnik} \quad k_z = \frac{U_o}{I_{i-}} = \frac{U_o}{-U_{id}} = -R_i \cdot A_{V0} , \quad (10.2.2)$$

$$\text{wynik to} \quad k_{zf} = \frac{k_z}{1 - k_z \cdot \beta_y} = \frac{-R_i \cdot A_{V0}}{1 + (R_i \cdot A_{V0}) \cdot \beta_y} \approx \frac{-1}{\beta_y} , \quad (10.2.3)$$

$$\beta_y \approx \frac{-1}{k_{zf}} = \frac{-1}{-1,0 \cdot 10^4 \Omega} = 1,00 \cdot 10^{-4} \frac{1}{\Omega} = 100 \mu\text{S} , \quad (10.2.4)$$

$$R_F = \frac{1}{\beta_y} \approx -k_{zf} = -(-1,0 \cdot 10^4 \Omega) = 10,0 \text{ k}\Omega . \quad (10.2.5)$$

$$\text{Zakres sygnału} \quad I_i = \frac{U_o}{k_{zf}} = \frac{(-10 \div +10) \text{ V}}{-10 \text{ k}\Omega} = (+1,0 \div -1,0) \text{ mA} . \quad (10.2.6)$$

Zastosowany w układzie wzmacniacz powinien dać taki prąd ze swojego wyjścia do pętli z rezystorem R_F oraz mieć zapas na prąd do obciążenia. Nie powinno to być problemem; przeciętne uniwersalne WO mają I_{max} rzędu (15÷30) mA. Żądany w tekście zadania zakres sygnału wyjściowego można osiągnąć z marginesem bezpieczeństwa, zasilając WO dwoma symetrycznymi napięciami, nie mniejszymi od 13 V.

A teraz obliczenie rezystancji wejściowej układu ze sprzężeniem zwrotnym; najpierw trzeba obliczyć różnicę zwrotną F :

$$F = \left| \frac{k_z}{k_{zf}} \right| = \left| \frac{-R_i \cdot A_{V0}}{k_{zf}} \right| \geq \frac{10^6 \Omega \cdot 5 \cdot 10^4}{10^4 \Omega} = 5,0 \cdot 10^6 , \quad (10.2.7)$$

$$R_{if} = \frac{R_i}{F} \leq \frac{1 \cdot 10^6 \Omega}{5 \cdot 10^6} = 0,20 \Omega \quad (10.2.8)$$

$$\text{lub inaczej} \quad R_{if} = \frac{R_F}{A_{V0}} \leq \frac{1 \cdot 10^4 \Omega}{5 \cdot 10^4} = 0,20 \Omega . \quad (10.2.9)$$

W praktyce stosowana jest ta ostatnia, przybliżona zależność.

Odp. $\beta_y = 100 \mu\text{S}$, $I_i = (+1,0 \div -1,0) \text{ mA}$, $R_{if} = 0,20 \Omega$.

Zad. 10.3. Problematyka: układy na rzeczywistych wzmacniaczach operacyjnych, układ całkujący, wpływ wejściowego prądu polaryzacji i napięcia niezrównoważenia.

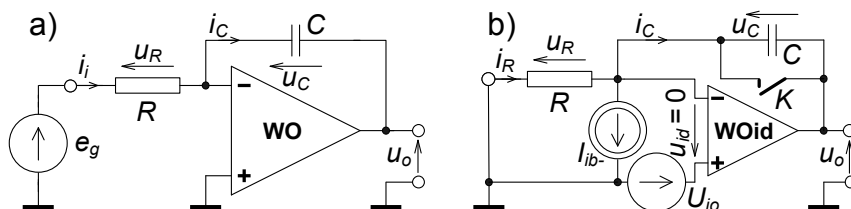
Treść zadania

Integrator na WO (rys. 10.3.1) ma kondensator o $C = 1,0 \mu\text{F}$ w pętli USZ a na wejściu rezystor o $R = 10 \text{ M}\Omega$. Jaka wartość stałego wejściowego sygnału E_g nie spowoduje jeszcze wyjścia układu z zakresu liniowej pracy przy czasie integracji (całkowania) $t_i = 100 \text{ s}$, jeżeli napięcia zasilania układu $U_{\text{sup}} = \pm 15 \text{ V}$? Oblicz maksymalną wartość wejściowego prądu polaryzacji I_{ib-} tego WO, aby błąd bezwzględny od niej nie przekroczył na wyjściu układu wartości $\Delta u_o(I_{ib-}) = \pm 10 \text{ mV}$ po podanym czasie całkowania. Oblicz maksymalną wartość napięcia niezrównoważenia WO, dającą taki błąd jak wejściowy prąd polaryzacji. Pomiń inne źródła niedokładności działania układu, jak np. pozostałe parametry rzeczywistego WO: skończone wzmocnienie A_{v0} i wejściowe rezystancje R_{id}, R_{ic} .

Rozwiązanie

Podstawowa zależność dla idealnego integratora (układu całkującego, z rys. 10.3.1a), wiąże zmianę napięcia na wyjściu układu Δu_o z doprowadzoną do kondensatora C porcją ładunku ΔQ_C , np. w postaci wpływu prądu i_C przez określony czas integracji t_i :

$$\Delta u_o(t_i) = -\Delta u_C(t_i) = -\frac{1}{C} \int_0^{t_i} i_C(t) dt \xrightarrow{i_C = \text{const}} -\frac{I_C t_i}{C} = -\frac{\Delta Q_C}{C}. \quad (10.3.1)$$



Rys. 10.3.1. Integrator na WO: a) schemat układu podstawowego do całkowania sygnału napięciowego, b) schemat do analizy wpływu prądu polaryzacji i napięcia niezrównoważenia WO. WOid – idealny.

W przypadku idealnego WO prąd dopływający do kondensatora i_C jest równy wejściowemu prądowi i_i układu, a ten, dzięki pozornej masie w węzle przy we-WO, jest równy stosunkowi wejściowego napięcia i rezystancji R wejściowego rezystora:

$$i_C(t) = i_i(t) = \frac{e_g(t)}{R} \xrightarrow{e_g = \text{const}} \frac{E_g}{R}. \quad (10.3.2)$$

Po podstawieniu zależności (10.3.2) do (10.3.1) otrzyma się związek między napięciami na wejściu i wyjściu integratora. Widać proporcjonalny wpływ czasu całkowania (integracji) t_i i odwrotnie proporcjonalny wpływ stałej czasowej $\tau_i = RC$:

$$\Delta u_o(t_i) = -\frac{t_i}{RC} E_g = -\frac{t_i}{\tau_i} E_g. \quad (10.3.3)$$

Z tej zależności można oszacować maksymalne napięcie wejściowe przy podanych

w treści warunkach, ale wcześniej trzeba założyć zgodnie z danymi producentów np. WO typu $\mu A741$ lub TL081 minimalną wartość wyjściowego napięcia nasycenia U_{osat} (granicy przejścia WO z pracy liniowej do nieliniowej) na poziomie ± 12 V przy zasilaniu ± 15 V:

$$|E_{g \max}| = |U_{osat}| \frac{t_i}{t_i} \leq 12 \text{ V} \frac{10 \text{ M}\Omega \cdot 1 \mu\text{F}}{100 \text{ s}} = 1,20 \text{ V}. \quad (10.3.4)$$

Teraz można przejść do analizy wpływu wejściowego napięcia niezrównoważenia U_{io} i prądu polaryzacji I_{ib-} na błąd adytywny napięcia wyjściowego, w oparciu o schemat na rys. 10.3.1b. Przy zerowej sile elektromotorycznej sygnału użytecznego wpływ obu wymienionych wielkości na prąd ładowania kondensatora ma postać:

$$\begin{aligned} \text{gdy } e_g = 0 \rightarrow u_R = -U_{io}, \quad i_R = \frac{u_R}{R} = -\frac{U_{io}}{R}, \\ i_C = i_R - I_{ib-} = -\frac{U_{io}}{R} - I_{ib-} = \text{const}. \end{aligned} \quad (10.3.5)$$

Podstawienie tego do zal. (10.3.1) da zależność na łączny błąd adytywny na wyjściu układu:

$$\Delta u_o(t_i) = \Delta u_{oo}(t_i) = -\frac{t_i}{C} \left(-\frac{U_{io}}{R} - I_{ib-} \right). \quad (10.3.6)$$

Można podzielić formalnie ten błąd (wyjściowe napięcie niezrównoważenia Δu_{oo}) na dwa składniki, odpowiednio do przyczyny błędu. Ponieważ czas integracji t_i ma wpływ na ten błąd, należy zapisywać go jako wielkość zależną od czasu:

$$\Delta u_{oo}(t_i) = \Delta u_o(I_{ib-}) + \Delta u_o(U_{io}) = \frac{I_{ib-} t_i}{C} + \frac{U_{io} t_i}{RC}. \quad (10.3.7)$$

Znamienna jest zależność składników błędu od pojemności kondensatora oraz tylko drugiego składnika od rezystancji. Można teraz obliczyć dopuszczalne wartości I_{ib-} i U_{io} , powodujące maksymalny założony poziom błędu. Ponieważ był on podany jako symetryczny przedział, wynik dla obu wielkości będzie modulem:

$$\begin{aligned} |I_{ib-}| = \frac{C \cdot |\Delta u_o(I_{ib-})|}{t_i} \leq \frac{1 \cdot 10^{-6} \text{ F} \cdot 10 \cdot 10^{-3} \text{ V}}{100 \text{ s}} = \\ 0,10 \cdot 10^{-9} \text{ A} = 100 \text{ pA}, \end{aligned} \quad (10.3.8)$$

$$|U_{io}| = \frac{RC \cdot |\Delta u_o(U_{io})|}{t_i} \leq \frac{10 \text{ M}\Omega \cdot 1 \mu\text{F} \cdot 10 \text{ mV}}{100 \text{ s}} = 1,0 \text{ mV}. \quad (10.3.9)$$

Odp. $|E_{g \max}| \leq 1,20 \text{ V}$, $|I_{ib-}| \leq 0,10 \text{ nA}$, $|U_{io}| \leq 1,0 \text{ mV}$.

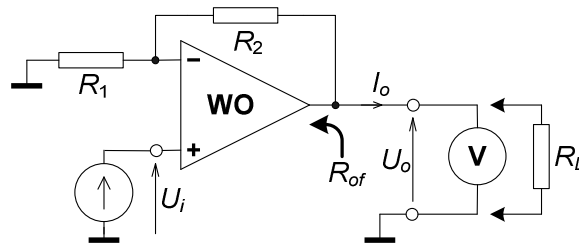
Zad. 10.4. Problematyka: układy na rzeczywistych wzmacniaczach operacyjnych, ujemne sprzężenie zwrotne i jego wpływ na właściwości układu.

Treść zadania

Chcesz zbadać rezystancję wyjściową R_{of} wzmacniacza napięciowego nieodwracającego na WO z bardzo silnym USZ. Twój WO ma dopuszczalny prąd wyjściowy $I_{o\max} \geq 20$ mA; powyżej wyjście napięciowe przechodzi w stan stabilizacji prądu. Sygnał tak dobrałeś, że woltmierz dołączony do wyjścia bez obciążenia wskazał $U_{o1} = 10,001$ V. Dobierz do pomiaru rezystor obciążający wyjście R_L . Jaką minimalną R_{of} układu możesz oszacować, jeżeli drugi pomiar U_{o2} , z obciążeniem wyjścia minimalną dopuszczalną rezystancją R_L będzie wykonany tym samym woltmierzem?

Rozwiązanie

Jest to klasyczne zagadnienie doświadczalne, w wersji najprostszej, bo zakłada się, że model układu jest liniowy i unilateralny; dwa pomiary napięcia wyjściowego (rys. 10.4.1), bez obciążenia wyjścia i z obciążeniem pozwalają wyznaczyć zastępczą rezystancję wyjściową układu R_{of} . Problemem jest w tym przypadku bardzo mała wartość tej rezystancji i równocześnie ograniczony wyjściowy prąd WO w zakresie liniowej pracy. Nie wolno go przekroczyć, bo układ przejdzie w stan pracy nieliniowej, a wtedy nie obowiązuje już jego liniowy układ zastępczy.



Rys. 10.4.1. Schemat układu do zad. 10.4.

Należy zapisać układ równań dla takich dwóch pomiarów – bez obciążenia R_L i z konkretnym R_L :

$$\begin{aligned}
 U_{o1} &= k_{uf} U_i \\
 U_{o2} &= k_{uf} U_i - I_{o2} R_{of}, \quad \text{przy czym} \quad I_{o2} = \frac{U_{o2}}{R_L}.
 \end{aligned}
 \tag{10.4.1}$$

Najprościej rozwiązuje się ten układ równań przez odjęcie stronami:

$$\Delta U_o = U_{o1} - U_{o2} = I_{o2} R_{of} = \frac{U_{o2}}{R_L} R_{of}.
 \tag{10.4.2}$$

Minimalna dopuszczalna wartość rezystora obciążenia jest określona przez napięcie wyjściowe i graniczny prąd wyjściowy dla liniowej pracy:

$$R_{L\min} = \frac{U_{o2}}{I_{o2\max}} \approx \frac{U_{o1}}{I_{o\max}} \approx \frac{10,0 \text{ V}}{20 \text{ mA}} = 500 \Omega.
 \tag{10.4.3}$$

Przekształcono zależność (10.4.2) oraz przyjęto, że najmniejszą zauważalną zmianą wskazania woltmierza na wyjściu $\Delta U_{o\min}$ jest jedna jednostka w najniższej dekadzie wskazanej wartości, czyli 1 mV:

$$R_{of\ min} = \frac{\Delta U_{o\ min}}{U_{o2}} R_{L\ min} \approx \frac{\Delta U_{o\ min}}{U_{o1}} R_{L\ min} \approx \frac{1\ mV}{10,0\ V} 500\ \Omega = 50\ m\Omega. \quad (10.4.4)$$

Rzeczywiste układy z WO w takim połączeniu mogą mieć rezystancję wyjściową nawet o rząd mniejszą; potrzebny byłoby woltomierz o znacznie lepszej rozdzielczości od podanej w zadaniu. Obliczona wartość jest obciążona bardzo dużą niepewnością, bo w najlepszym przypadku składnik adytywny niedokładności tego woltomierza w obu pomiarach jest $\pm 1\ mV$. Mimo tego wynik jest miarodajny dla oceny możliwości doświadczalnego wyznaczenia R_{of} .

Odp. $R_L \geq 500\ \Omega$, $R_{of} \geq 50\ m\Omega$.

Zad. 10.5. Problematyka: zastosowanie wzmacniacza operacyjnego, wpływ właściwości rzeczywistych elementów układu – wzmacniacza, rezystorów.

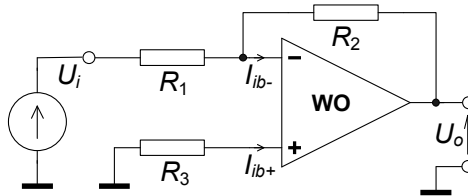
Treść zadania

W układzie napięciowego wzmacniacza odwracającego (rys. 10.5.1) parametry WO mają wartości:

- wzmocnienie różnicowe $A_{v0} = 7,3 \cdot 10^4\ V/V$,
- wejściowe napięcie niezrównoważenia zdefiniowane po stronie wejścia nieodwracającego $U_{io} = 0,36\ mV$,
- wejściowe prądy polaryzacji (wpływające) $I_{ib+} = + 53\ nA$ i $I_{ib-} = + 44\ nA$.

Rezystory zastosowane w układzie mają wartości znamionowe (indeks n) oraz rzeczywiste (indeks r), a tym samym względną odchyłkę δ od wartości znamionowej:

$$\begin{aligned} R_{1n} &= 5,0\ k\Omega, & R_{1r} &= 4,962\ k\Omega, & \delta_{R1} &= -0,76\%, \\ R_{2n} &= 100\ k\Omega, & R_{2r} &= 100,50\ k\Omega, & \delta_{R2} &= +0,50\%, \\ R_{3n} &= R_1 \parallel R_2 = 4,76\ k\Omega, & R_{3r} &= 4,742\ k\Omega, & \delta_{R3} &= -0,38\%. \end{aligned}$$



Rys. 10.5.1. Schemat napięciowego wzmacniacza odwracającego.

a) Oblicz w procentach różnicę nachylenia rzeczywistej charakterystyki przejściowej układu w stosunku do znamionowej.

b) Oblicz wyjściowe napięcie niezrównoważenia (offsetu) U_{oo} , tzn. gdy $U_i = 0\ V$ i wejście zwarte, w przypadkach:

- b1) dla znamionowych wartości rezystorów, ale $R_3 = 0\ \Omega$,
- b2) dla znamionowych wartości wszystkich rezystorów,
- b3) dla rzeczywistych wartości wszystkich rezystorów.

Rozwiązanie

a) Charakterystyka przejściowa układu z rys. 10.5.1 złożonego z idealnych elementów (tzn. m.in. rezystory o wartościach znamionowych) jest opisana zależnością i ma zdefiniowaną transmitancję znamionową:

$$U_o = -\frac{R_{2n}}{R_{1n}} \cdot U_i \text{ a transmitancja } k_{ufn} = -\frac{R_{2n}}{R_{1n}} = -\frac{100 \text{ k}\Omega}{5,0 \text{ k}\Omega} = -20,0 \frac{\text{V}}{\text{V}}. \quad (10.5.1)$$

Właśnie ta transmitancja jest nachyleniem (współczynnikiem kierunkowym) odcinka obrazującego charakterystykę przejściową układu liniowego w prostokątnym układzie współrzędnych. Podstawową przyczyną zmiany wartości nachylenia w rzeczywistym układzie są różne od znamionowych wartości rezystancji. Założono, że nadal obowiązuje podstawowa zależność zapisana w (10.5.1); transmitancja obliczona z rzeczywistych wartości rezystorów:

$$k_{ufr} = -\frac{R_{2r}}{R_{1r}} = -\frac{100,50 \text{ k}\Omega}{4,962 \text{ k}\Omega} = -20,25 \frac{\text{V}}{\text{V}}. \quad (10.5.2)$$

Różnicę względną nachyleń charakterystyki, czyli wzmocnień obliczono z zależności:

$$\delta_{k_{uf}}(R_r) = \frac{k_{ufr} - k_{ufn}}{k_{ufn}} \cdot 100\% = \frac{-20,25 - (-20)}{-20} \cdot 100\% = 1,3\%. \quad (10.5.3)$$

Ta wielkość jest nazywana także błędem multiplikatywnym układu.

Drugi czynnik, powodujący niedokładność wzmocnienia układu, to skończone wzmocnienie różnicowe WO. W tym przypadku zależności (10.5.1) i (10.5.2) są przybliżone, a błąd tego przybliżenia szacuje się z:

$$\begin{aligned} \delta_{k_{uf}}(A_{V0}) &\approx -\frac{|k_{ufn}|}{|A_{V0}|} \cdot 100\% = -\frac{20}{7,3 \cdot 10^4} \cdot 100\% = \\ &= -0,027\% = -2,7 \cdot 10^{-2}\%. \end{aligned} \quad (10.5.4)$$

Ta niedokładność będzie miała znaczenie dopiero wtedy, gdy rezystory będą miały mniejszą tolerancję wartości, poniżej 0,1% (porównaj wynik (10.5.3) i (10.5.4)).

b) Napięcie wyjściowe w układzie z rys. 10.5.1, bez źródła sygnału i ze zwartym wejściem ale z WO, który ma wejściowe napięcia niezrównoważenia i prądy polaryzacji wejść, co oznacza niezerowe wyjściowe napięcie niezrównoważenia U_{oo} , zwane także błędem zera lub błędem adytywnym:

$$U_{oo} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot (U_{io} - R_3 \cdot I_{ib+}) + R_2 \cdot I_{ib-}. \quad (10.5.5)$$

Zależność (10.5.5) przekształcono do nieco innej postaci, w której dobrze będzie widoczna rola rezystora R_3 :

$$\begin{aligned} U_{oo} &= \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_{io} - R_2 \cdot \frac{R_3}{R_1 \cdot R_2} \cdot I_{ib+} + R_2 \cdot I_{ib-} = \\ &= \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_{io} + R_2 \cdot \left(I_{ib-} - \frac{R_3}{R_1 \parallel R_2} \cdot I_{ib+}\right). \end{aligned} \quad (10.5.6)$$

Drugi wiersz zależności (10.5.6) wskazuje na możliwość minimalizacji wpływu prądów polaryzacji przez dobranie wartości R_3 równej wartości formalnego równoległego połączenia R_1 i R_2 (zapis $R_1 \parallel R_2$), czego efektem jest pojawienie się

w nawiasie różnicy prądów polaryzacji, czyli tzw. wejściowego prądu niezrównoważenia I_{io} , kilka razy mniejszego od prądu polaryzacji. Można już teraz obliczyć wartość wyjściowego napięcia według (10.5.6) w przypadkach b1)+b3).

b1) $R_1 = R_{1n} = 5,0 \text{ k}\Omega$, $R_2 = R_{2n} = 100 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 0 \Omega$:

$$\begin{aligned} U_{oo} &= \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_{io} + R_2 \cdot I_{ib-} = \left(1 + \frac{100}{5}\right) \cdot 0,36 \text{ mV} + 100 \text{ k}\Omega \cdot 44 \text{ nA} = \\ &= 21 \cdot 0,36 \text{ mV} + 10^5 \cdot 44 \cdot 10^{-9} \text{ V} = (7,56 + 4,4) \text{ mV} = 12,0 \text{ mV}. \end{aligned} \quad (10.5.7)$$

b2) $R_1 = R_{1n} = 5,0 \text{ k}\Omega$, $R_2 = R_{2n} = 100 \text{ k}\Omega$, $R_3 = R_{3n} = 4,76 \text{ k}\Omega$:

$$\begin{aligned} U_{oo} &= \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_{io} + R_2 \cdot \left(I_{ib-} - \frac{R_3}{R_1 \parallel R_2} \cdot I_{ib+} \right) = \\ &= 21 \cdot 0,36 \text{ mV} + 10^5 \Omega \left(44 - \frac{4,76}{4,762} \cdot 53 \right) \cdot 10^{-9} \text{ A} = \\ &= (7,56 - 0,90) \text{ mV} = 6,66 \text{ mV}. \end{aligned} \quad (10.5.8)$$

b3) $R_1 = R_{1r} = 4,962 \text{ k}\Omega$, $R_2 = R_{2r} = 100,50 \text{ k}\Omega$, $R_3 = R_{3r} = 4,742 \text{ k}\Omega$:

$$\begin{aligned} U_{oo} &= \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_{io} + R_2 \cdot \left(I_{ib-} - \frac{R_3}{R_1 \parallel R_2} \cdot I_{ib+} \right) = 21,25 \cdot 0,36 \text{ mV} + \\ &1,005 \cdot 10^5 \Omega \left(44 - \frac{4,742}{4,729} \cdot 53 \right) \cdot 10^{-9} \text{ A} = (7,65 - 0,92) \text{ mV} = 6,73 \text{ mV}. \end{aligned} \quad (10.5.9)$$

Obliczone napięcie jest błędem zera; miarą przesunięcia charakterystyki wzmacniacza w stosunku do początku układu współrzędnych. Błąd względny pochodzący od niego zależy od wielkości wyjściowego sygnału użytecznego; gdy sygnał większy, błąd mniejszy. Obliczono przykładowo, jaki powinien być sygnał, aby błąd względny pochodzący od wartości obliczonej w (10.5.9) nie przekroczył obliczonego wcześniej w (10.5.3) względnego błędu multiplikatywnego:

$$\delta(U_{io}, I_{ib}) = \left| \frac{U_{oo}}{U_o} \right| \cdot 100\% \leq 1,3\%, \quad (10.5.10)$$

$$|U_o| \geq |U_{oo}| \cdot \frac{100\%}{1,3\%} = 6,73 \text{ mV} \cdot 76,9 = 518 \text{ mV}. \quad (10.5.11)$$

Porównanie wyników obliczeń w punktach b1)+b3) wykazuje istotny wpływ rezystora R_3 na zmniejszenie błędu zera (tutaj prawie dwa razy), a także niewielki wpływ tolerancji rezystorów na zmiany tego błędu.

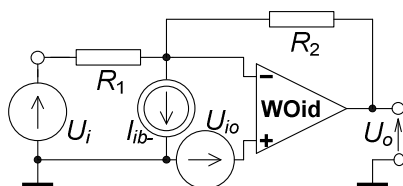
Odp. a) $\delta_{k_{uf}}(R_r) = 1,3\%$, b1) $U_{oo} = 12,0 \text{ mV}$, b2) $U_{oo} = 6,66 \text{ mV}$, b3) $U_{oo} = 6,73 \text{ mV}$.

Zad. 10.6. Problematyka: układy na rzeczywistych wzmacniaczach operacyjnych, ujemne sprzężenie zwrotne i jego wpływ na właściwości układu.

Treść zadania

Na uniwersalnym WO zapięto tak USZ, aby znamionowo $k_{uf} = -15 \text{ V/V}$; zastosowano $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 300 \text{ k}\Omega$. Dla tego WO wyznaczono doświadczalnie: napięcie niezrównoważenia $U_{io} = -1,20 \text{ mV}$ zdefiniowane po stronie wejścia nieodwracającego, prąd polaryzacji $I_{ib-} = +29,0 \text{ nA}$ wyływający z wejścia odwracającego. Oblicz wartość napięcia wyjściowego U_o , gdy sygnał na wejściu $U_i = +5,00 \text{ mV}$ oraz błąd względny w tym przypadku, spowodowany przez U_{io} i I_{ib-} .

Rozwiązanie



Rys. 10.6.1. Schemat układu do zad. 10.6. WOid – idealny.

Schemat układu z wyodrębnionymi z WO źródłami błęd niezrównoważenia: U_{io} i I_{ib-} pokazano na rys. 10.6.1.

Napięcie wyjściowe układu U_o jest sumą efektów od wzmacnionego sygnału użytecznego U_i oraz od napięcia niezrównoważenia U_{io} i prądu polaryzacji I_{ib-} . Ten drugi składnik jest błędem adytywnym, bo jego wartość bezwzględna nie zależy od wartości sygnału użytecznego:

$$U_o = f(U_i) + f(U_{io}, I_{ib-}). \quad (10.6.1)$$

Składnik pochodzący od sygnału użytecznego ma na wyjściu wartość:

$$U_o(U_i) = k_{uf} U_i = -15 \cdot 5,00 \text{ mV} = -75,0 \text{ mV} \quad (10.6.2)$$

natomiast błąd adytywny

$$\begin{aligned} U_o(U_{io}, I_{ib-}) &\equiv U_{oo} = U_{io} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{ib-} R_2 = U_{io} (1 + |k_{uf}|) + I_{ib-} R_2 = \\ &= -1,20 \text{ mV} (1 + 15) + 29,0 \cdot 10^{-9} \cdot 0,3 \cdot 10^6 \cdot 10^3 \text{ mV} = \\ &= (-19,2 + 8,70) \text{ mV} = -10,5 \text{ mV}. \end{aligned} \quad (10.6.3)$$

Efekt łączny, oczekiwany na wyjściu:

$$U_o = f(U_i) + f(U_{io}, I_{ib-}) = (-75,0 - 10,5) \text{ mV} = -85,5 \text{ mV}. \quad (10.6.4)$$

Błąd na wyjściu, efekt napięcia niezrównoważenia i prądu polaryzacji, przeliczony na wartość względną, w stosunku do wyjściowego sygnału użytecznego:

$$\delta(U_{io}, I_{ib-}) = \frac{U_o(U_{io}, I_{ib-})}{U_o(U_i)} 100 \% = \frac{-10,5}{-75,0} 100 \% = 14 \% . \quad (10.6.5)$$

Odp. $U_o = -85,5 \text{ mV}$, $\delta = 14 \%$.

Zad. 10.7. Problematyka: układy na rzeczywistych wzmacniaczach operacyjnych, ujemne sprzężenie zwrotne i jego wpływ na właściwości układu.

Treść zadania

W katalogu podano dla wybranego WO: $|U_{io}| \leq 1 \text{ mV}$ i $|I_{ib}| \leq 15 \text{ nA}$. Zbudowano na nim wzmacniacz o $k_{uf}(f \rightarrow 0) = -10 \text{ V/V}$ i $R_{if} \approx 100 \text{ k}\Omega$, bez rezystora R_3 z we+WO do masy oraz bez układu kompensacji niezrównoważenia. Oblicz graniczną wartość błędu zera na wyjściu układu, tzn. maksymalne przesunięcie charakterystyki przejściowej U_{oo} w stosunku do początku układu współrzędnych.

Rozwiązanie

Problem jest podobny do tego z poprzedniego zadania (rys. 10.6.1), ale tym razem nie są znane wartości napięcia niezrównoważenia i prądu polaryzacji, tylko graniczne wartości przedziałów, w których mogą się znajdować. Nie ma przy tym żadnej uwagi nt. rozkładu prawdopodobieństwa w przedziale. W związku z tym zdecydowano się obliczyć błąd graniczny, z uwzględnieniem znaków \pm , z zależności jak dla znanych wartości:

$$U_{oo} \equiv U_o(U_{io}, I_{ib-}) = U_{io} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ib-} R_2. \quad (10.7.1)$$

Wartości rezystorów nie są wprost podane w treści zadania, ale można skorzystać z podstawowych związków dla tego układu:

$$R_1 \approx R_{if} \quad \text{oraz} \quad k_{uf} = -\frac{R_2}{R_1} \rightarrow R_2 = R_{if} |k_{uf}|. \quad (10.7.2)$$

Można już z (10.7.1) i (10.7.2) zapisać zależność końcową i obliczyć wynik:

$$|U_{oo}| = |U_{io}| (1 + |k_{uf}|) + |I_{ib-}| \cdot |k_{uf}| R_{if} \leq (1,0 \cdot 10^{-3} \cdot 11 + 15 \cdot 10^{-9} \cdot 10 \cdot 1 \cdot 10^5) \text{ V} = (11 + 15) \text{ mV} = 26 \text{ mV}. \quad (10.7.3)$$

Dosyć duża wartość błędu wynika z jedenastokrotnego wzmacniania dość dużego napięcia niezrównoważenia oraz dużych wartości rezystancji ($R_2 = 1 \text{ M}\Omega$), co w iloczynie z I_{ib-} dało spory drugi składnik.

Odp. $|U_{oo}| \leq 26 \text{ mV}$.

Zad. 10.8. Problematyka: układy na rzeczywistych wzmacniaczach operacyjnych, ujemne sprzężenie zwrotne i jego wpływ na właściwości układu, wzmacniacz operacyjny o wewnętrznej korekcji częstotliwościowej, pasmo układu.

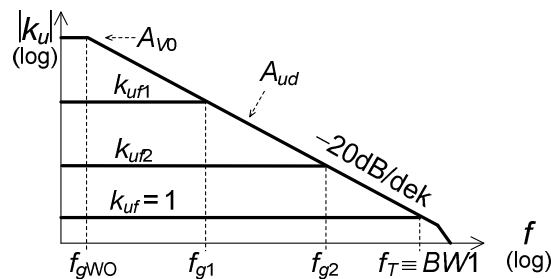
Treść zadania

WO ma wewnętrzną kompensację częstotliwościową. Po zapięciu pierwszej pętli napięciowo-szeregowego USZ wzmocnienie $k_{uf1} = 35,0 \text{ V/V}$ oraz górna graniczna częstotliwość $f_{g1} = 110 \text{ kHz}$, według kryterium -3 dB . Oblicz f_{g2} układu, gdy zapięta będzie inna pętla napięciowo-szeregowego USZ, dająca $k_{uf2} = 15,0 \text{ V/V}$. Ile wynosi własna $f_{g\text{typ}}$ tego WO przy otwartej pętli SZ, jeżeli jego $A_{v0\text{typ}} = 120 \text{ V/mV}$?

Rozwiązanie

Przebieg aproksymacyjnej charakterystyki częstotliwościowej modułu wzmocnienia różnicowego WO z wewnętrzną kompensacją częstotliwościową pokazano na rys. 10.8.1. Ma ona pierwsze załamanie przy górnej częstotliwości granicznej f_{gWO} oraz drugie przy module wzmocnienia poniżej jedności. Odcinek charakterystyki między punktami załamania ma stałe nachylenie równe -20 dB/dek, stały jest zatem iloczyn wzmocnienia przy danej częstotliwości i tej częstotliwości. Oznacza to, że wzmacniacz zbudowany na takim WO za pomocą czysto rezystancyjnej pętli sprzężenia zwrotnego ma w charakterystyce częstotliwościowej początkowy płaski odcinek, załamanie po dojściu do charakterystyki WO i następnie odcinek opadający zgodnie z tą ostatnią. W rezultacie wzmocnienie układu i pasmo (częstotliwość graniczna) są wymienne: im większe wzmocnienie, tym mniejsze pasmo i odwrotnie. Iloczyn wzmocnienia takiego układu na WO i jego górnej granicznej częstotliwości jest stałą wartością, równą tzw. pasmu jednostkowemu $BW1$, czyli dla układu wtórnika:

$$k_{uf} \cdot f_g = \text{const} \equiv 1 \frac{V}{V} \cdot f_T \equiv 1 \frac{V}{V} \cdot BW1. \quad (10.8.1)$$



Rys. 10.8.1. Zależność modułu wzmocnienia od częstotliwości układu na WO i samego WO o wewnętrznej kompensacji częstotliwościowej, charakterystyki aproksymacyjne. Obie skale na wykresie są logarytmiczne.

Przy rozwiązaniu wykorzystano tą właściwość; odpowiednie iloczyny dla obu układów są jednakowe i można stąd obliczyć górną częstotliwość graniczną drugiego układu:

$$k_{uf2} \cdot f_{g2} = k_{uf1} \cdot f_{g1} \rightarrow f_{g2} = f_{g1} \frac{k_{uf1}}{k_{uf2}} = 110 \frac{35}{15} \text{ kHz} = 257 \text{ kHz}. \quad (10.8.2)$$

Tą samą wartość iloczynu mają punkty charakterystyki samego WO; górnego załamania i wzmocnienia jednostkowego, z czego łatwo obliczyć górną częstotliwość graniczną WO i jego pasmo jednostkowe:

$$\begin{aligned} A_{V0} \cdot f_{gWO} &= 1 \frac{V}{V} \cdot BW1 = k_{uf1} \cdot f_{g1} \rightarrow \\ f_{gWO} &= f_{g1} \frac{k_{uf1}}{A_{V0}} = 110 \frac{35}{1,2 \cdot 10^5} \text{ kHz} = 32,1 \text{ Hz} \\ \text{oraz } BW1 &= f_{g1} \frac{k_{uf1}}{1 \frac{V}{V}} = 110 \cdot 35 \text{ kHz} = 3,85 \text{ MHz} \end{aligned} \quad (10.8.3)$$

Odp. $f_{g2} = 257 \text{ kHz}$, $f_{gtypWO} = 32,1 \text{ Hz}$ a $BW1 = 3,85 \text{ MHz}$.

Zad. 10.9. Problematyka: wzmacniacz operacyjny o wewnętrznej korekcji częstotliwościowej, pasmo układu oraz wpływ parametru SR .

Treść zadania

Wzmacniacz zbudowany na WO ma $k_{uf}(f \rightarrow 0) = -50 \text{ V/V}$. Masz zmierzyć jego górną częstotliwość graniczną. WO ma wewnętrzną kompensację częstotliwościową i parametry w katalogu: $SR \geq 4 \text{ V}/\mu\text{s}$, $BW1 \geq 10 \text{ MHz}$. Oblicz dopuszczalną wartość skuteczną napięcia wejściowego układu, przy której można wykonać ten pomiar.

Rozwiązanie

Z wyjaśnionej w poprzednim zadaniu właściwości stałości iloczynu pasma i wzmocnienia obliczono oczekiwaną górną częstotliwość graniczną układu f_g , przy czym założono, że typowa wartość może być nawet o 50 % większa od minimalnej gwarantowanej przez producenta WO:

$$f_g = \frac{\text{const} \left[\text{Hz} \cdot \frac{\text{V}}{\text{V}} \right]}{|k_{uf}|} \equiv \frac{BW1 \cdot 1 \frac{\text{V}}{\text{V}}}{|k_{uf}|}, \quad (10.9.1)$$

$$f_{g \text{ min}} = \frac{10 \cdot 1}{50} \text{ MHz} = 200 \text{ kHz}, \quad f_{g \text{ typ}} \text{ do } 1,5 \cdot f_{g \text{ min}} = 300 \text{ kHz}. \quad (10.9.2)$$

Przy f_g moduł wzmocnienia maleje z definicji o 3 dB w stosunku do wartości przy małych częstotliwościach, czyli ta ostatnia jest dzielona przez $\sqrt{2}$:

$$|k_{uf}(f_g)| = 2^{-0,5} |k_{uf}(f=0)|. \quad (10.9.3)$$

Zastosowano kryterium inżynierskie: zniekształcenia sygnału sinusoidalnego spowodowane przez właściwość WO opisaną parametrem SR są praktycznie do pominięcia, jeżeli maksymalne nachylenie wyjściowego sygnału jest przynajmniej trzy razy mniejsze od wartości SR , co ma postać nierówności

$$U_{im} \omega_g |k_{uf}(f_g)| \leq \frac{SR}{3}. \quad (10.9.4)$$

Lewa strona zależności (10.9.4) to maksymalna wartość pochodnej wyjściowego sygnału sinusoidalnego po czasie przy częstotliwości granicznej. Dla sygnału sinusoidalnego wartość skuteczną jest $\sqrt{2}$ razy mniejsza od maksymalnej, a więc po przekształceniu zal. (10.9.4)

$$\begin{aligned} U_i &\leq \frac{SR}{\sqrt{2} \cdot 3 \omega_g |k_{uf}(f_g)|} = \frac{SR}{2^{0,5} \cdot 3 \cdot 2\pi f_{g \text{ typ}} 2^{-0,5} |k_{uf}(f=0)|} = \\ &= \frac{SR}{6\pi f_{g \text{ typ}} |k_{uf}(f=0)|} = \frac{4 \cdot 10^6}{6\pi \cdot 0,3 \cdot 10^6 \cdot 50} \text{ V} = 14,1 \text{ mV}. \end{aligned} \quad (10.9.5)$$

Odp. $U_i \leq 14,1 \text{ mV}$, przyjęto do badań z dodatkowym marginesem $U_i = 12 \text{ mV}$.

Zad. 10.10. Problematyka: wzmacniacz operacyjny o wewnętrznej korekcji częstotliwościowej, pasmo układu oraz wpływ parametru SR .

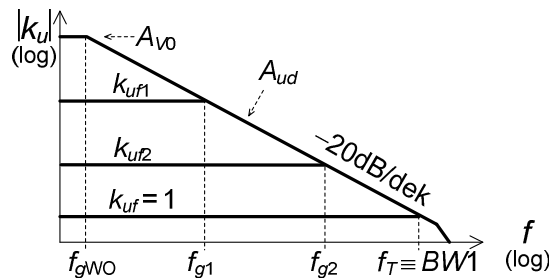
Treść zadania

Wzmacniacz operacyjny o wewnętrznej korekcji częstotliwościowej ma podane w katalogu wartości parametrów: $A_{v0} \equiv A_{ud}(f \rightarrow 0 \text{ Hz}) \geq 50 \text{ V/mV}$, $SR \geq 3,5 \text{ V}/\mu\text{s}$, $BW1 \geq 10 \text{ MHz}$.

- Oblicz górną częstotliwość graniczną f_{gWO} pasma samego WO, bez pętli sprzężenia zwrotnego.
- Oblicz górną częstotliwość graniczną f_g pasma układu na tym WO: wzmacniacza napięciowego o $|k_{uf}| = 20 \text{ V/V}$.
- Układ wzmacniacza z punktu b) mocno przesterowano sygnałem prostokątnym. Oblicz maksymalne czasy zboczy wyjściowego sygnału, jeżeli WO jest zasilany symetrycznie napięciami $U_{sup} = \pm 12 \text{ V}$.
- Oblicz dopuszczalną częstotliwość sinusoidalnego sygnału wyjściowego o wartości skutecznej $U_o = 3,0 \text{ V}$ w układzie z punktu b), przy której można z dokładnością techniczną uważać, że sinusoida nie jest zauważalnie zniekształcana wpływem parametru SR .

Rozwiązanie

Wewnętrzna korekcja częstotliwościowa wzmacniacza operacyjnego, wprowadzana technologicznie przez jego producenta powoduje, że moduł wzmocnienia samego WO, czyli $|A_{ud}|$ zmienia się odwrotnie proporcjonalnie do częstotliwości między górną częstotliwością graniczną f_{gWO} i częstotliwością $BW1$ – pasmem częstotliwościowym wtórnika (układ z pętlą sprzężenia zwrotnego, dająca $k_{uf} = 1 \text{ V/V}$) na tym WO. Stosowane jest także oznaczenie $f_T \equiv BW1$. W tym zakresie wzmocnienie WO maleje od A_{v0} do 1 V/V . Taka zmiana to dziesięciokrotne malenie wzmocnienia przy dziesięciokrotnym (czyli dekadzie, skrót dek) wzroście częstotliwości, co przy zwykle stosowanym odwzorowaniu graficznym ze skalami logarytmicznymi jak na rys. 10.10.1 oznacza stałe nachylenie opadającej charakterystyki aproksymacyjnej, o wartości -20 dB/dek . Niekiedy jest stosowany zapis -6 dB/okt , czyli praktycznie dwukrotne malenie wzmocnienia przy dwukrotnym wzroście częstotliwości (oktawa w skali muzycznej, skrót okt). Jest to oczywiście taka sama wartość nachylenia charakterystyki. Oznacza to, że na odcinku charakterystyki częstotliwościowej WO o takim nachyleniu stały jest iloczyn modułu wzmocnienia układu $|k_{uf}|$ na tym WO i jego górnej częstotliwości granicznej f_g . Mowa tutaj o charakterystyce aproksymacyjnej, naprawdę wzmocnienie przy tej częstotliwości maleje do $70,7\%$ (-3 dB w mierze logarytmicznej) wartości przy $f = 0 \text{ Hz}$.



Rys. 10.10.1 Zależność modułu wzmocnienia od częstotliwości układu na WO i samego WO o wewnętrznej kompensacji częstotliwościowej, obie skale charakterystyk aproksymacyjnych są logarytmiczne. Oznaczenia wyjaśniono w tekście.

Wzmacniacz napięciowy zbudowany na takim WO za pomocą pętli sprzężenia złożonej z rezystorów ma górną częstotliwość graniczną równą ilorazowi $(f_T \cdot 1V/V)$ przez moduł wzmocnienia układu $|k_{uf}|$.

a) Z przypominanej wyżej właściwości wynika dla takiego WO związek:

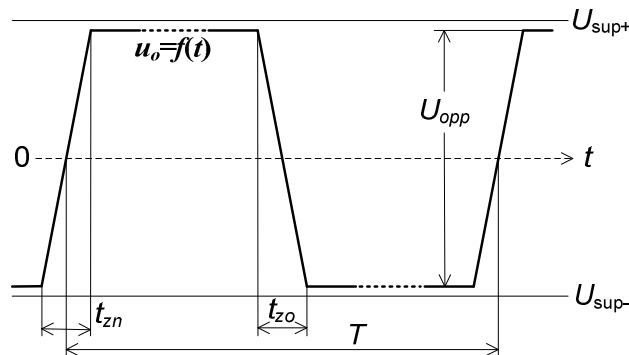
$$A_{V0} \cdot f_{gWO} = f_T \cdot 1 \frac{V}{V} \rightarrow f_{gWO} = \frac{f_T \cdot 1 \frac{V}{V}}{A_{V0}} = \frac{10^7 \text{ Hz} \cdot \frac{V}{V}}{50 \cdot 10^3 \frac{V}{V}} = 200 \text{ Hz}. \quad (10.10.1)$$

b) Podobnie dla wzmacniacza napięciowego zbudowanego na tym WO:

$$f_g = \frac{f_T \cdot 1 \frac{V}{V}}{|k_{uf}|} \geq \frac{10^7 \text{ Hz} \cdot \frac{V}{V}}{20 \frac{V}{V}} = 0,50 \text{ MHz}. \quad (10.10.2)$$

c) Wskutek ograniczenia parametrem SR sygnał wyjściowy będzie falą trapezową.

Czasy trwania zboczy, narastającego t_{zn} i opadającego t_{zo} fali trapezowej z rys. 10.10.2 zwykle nie są jednakowe. W zadaniu nic nie wspomniano o asymetrii parametru SR dla zboczy, zatem można ją pominąć i wprowadzić pojęcie średniego czasu trwania zbocza t_z . Uwaga: przy analizie sygnałów impulsowych używane są nazwy nieco innych odcinków czasowych; czas narostu t_n i czas opadania t_o są tam zdefiniowane w zakresie zmiany napięcia na zboczu w przedziale 10 % ÷ 90 % wartości międzyszczytowej U_{opp} .



Rys. 10.10.2. Rzeczywisty kształt sygnału na wyjściu układu przesterowanego wejściową falą prostokątną.

Przyjęto, że granicznie amplituda na wyjściu U_{om} może osiągnąć nawet poziom napięcia zasilania, a wartość międzyszczytowa U_{opp} jest oczywiście sumą amplitud:

$$U_{om} \approx |U_{sup}| = 12 \text{ V}, \text{ czyli pik - to - pik } U_{opp} \approx 2 \cdot U_{om} = 24 \text{ V}. \quad (10.10.3)$$

Związek między czasami zbocza narastającego t_{zn} , opadającego t_{zo} , średnim czasem trwania zbocza t_z sygnału trapezowego a wartością międzyszczytową napięcia wyjściowego i parametrem SR ma postać:

$$SR \equiv \frac{\partial u_o}{\partial t} \approx \frac{\Delta u_o}{\Delta t} = \frac{U_{opp}}{t_z} \approx \frac{U_{opp}}{t_{zn}} \approx \frac{U_{opp}}{t_{zo}} \approx \frac{4U_{sup}}{t_{zn} + t_{zo}}, \quad t_z = \frac{t_{zn} + t_{zo}}{2}, \quad (10.10.4)$$

$$t_z \approx t_{zn} \approx t_{zo} \approx \frac{U_{opp}}{SR} \leq \frac{24V}{3,5 \frac{V}{\mu s}} = 6,9 \mu s. \quad (10.10.5)$$

Przybliżenia w ostatnich zależnościach wynikają z niekoniecznie jednakowej wartości parametru SR przy opadaniu (SR_-) i naroście (SR_+) sygnału napięciowego na wyjściu. Przez SR oznaczono jego średnią wartość.

d) Przyjęto, że kryterium niezniekształcania dla inżynierskiego poziomu dokładności w przypadku przenoszenia przez układ sygnału trapezowego jest maksymalne zwiększenie czasu jego zboczy t_z na wyjściu o około 5%, do wartości t'_z , według zależności:

$$t'_z \approx \sqrt{t_z^2 + \left(\frac{U_{opp}}{SR}\right)^2}, \quad t'_z \leq 1,05 \cdot t_z. \quad (10.10.6)$$

Będzie to spełnione, gdy U_{opp}/SR ; minimalny czas trwania zbocza wyjściowego sygnału, osiągnąony na tym WO, będzie około trzy razy mniejsze od rzeczywistego t_z . W przypadku sygnału sinusoidalnego forma tego kryterium to warunek, aby maksymalna szybkość zmiany sygnału na wyjściu była przynajmniej trzy razy mniejsza od SR układu. Dla sinusoidy zapis sygnału na wyjściu i szybkość jego zmian:

$$u_o(t) = U_{om} \cdot \sin(\omega t), \quad (10.10.7)$$

$$\frac{du_o}{dt} = U_{om} \cdot \omega \cdot \cos(\omega t) \xrightarrow{\max} U_{om} \cdot \omega = U_{om} \cdot 2\pi f. \quad (10.10.8)$$

Po zastosowaniu warunku (10.10.6) i przeliczeniu wartości skutecznej na amplitudę:

$$U_{om} \cdot 2\pi f = \sqrt{2} U_o \cdot 2\pi f \leq \frac{SR}{3}, \quad (10.10.9)$$

$$f \leq \frac{SR}{3 \cdot 2\sqrt{2} \cdot \pi \cdot U_o} = \frac{3,5 \cdot 10^6 \text{ V/s}}{3 \cdot 2\sqrt{2} \cdot 3,14 \cdot 3,0V} = 4,4 \cdot 10^4 \frac{1}{s} = 44 \text{ kHz}. \quad (10.10.10)$$

Odp. a) $f_{gWO} = 200 \text{ Hz}$, b) $f_g \geq 0,50 \text{ MHz}$, c) $t_z \leq 6,9 \mu s$, d) $f \leq 44 \text{ kHz}$.

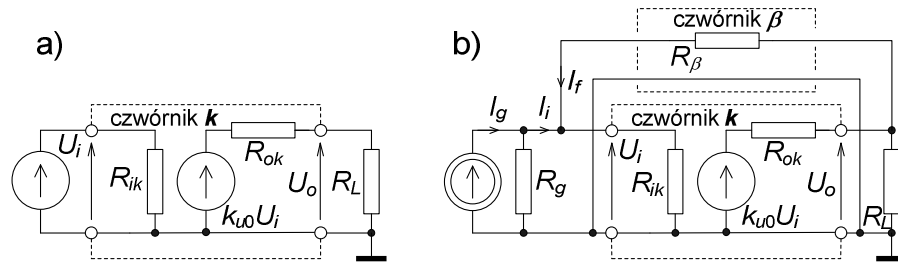
Zad. 10.11. Problematyka: układ ze sprzężeniem zwrotnym na rzeczywistych blokach, ujemne sprzężenie zwrotne i jego wpływ na modyfikację właściwości układu.

Treść zadania

Liniowy i unilateralny czwórnik aktywny (rys. 10.11.1a) ma zastępcze parametry przed zamknięciem pętli sprzężenia zwrotnego: $R_{ik} = 1,2 \cdot 10^4 \Omega$, $R_{ok} = 80 \Omega$ oraz $k_u = -6,0 \text{ V/mV}$ przy obciążeniu wyjścia rezystancją $R_L = 1,50 \text{ k}\Omega$. Objęto go pętlą napięciowo-równoległego USZ (rys. 10.11.1b) z rezystorem $R_\beta = 1,00 \text{ k}\Omega$. Oblicz transmitancję bloku β i wypadkową transmitancję całego układu k_f z USZ (podaj, jakie to typy transmitancji), różnicę zwrotną, rezystancję wejściową i wyjściową przy

obciążeniu wyjścia rezystancją R_L . Analizę wykonaj:

- najpierw w elementarnej wersji, z zastosowaniem uproszczonych zależności,
- w wersji uwzględniającej obciążający wpływ bloków k i β na siebie.



Rys. 10.11.1. Schemat układów do zad. 10.11: a) samego czwórnika k , b) kompletnego układu z ujemnym sprzężeniem zwrotnym, typu napięciowo-równoległego.

Rozwiązanie

Wersja a) z elementarnymi zależnościami.

W tej wersji założono, że dołączenie czwórnika β nie zmieni transmitancji głównego czwórnika k (warunek $R_\beta \gg R_{ok}$) oraz, że wejście czwórnika k praktycznie zwiera do masy prądowe wyjście czwórnika β (warunek $R_\beta \gg R_{ik}$), co w tym przypadku absolutnie nie jest spełnione.

Zastosowane USZ jest napięciowo-równoległe, czyli rezystor R_β ma za zadanie zamienić napięcie wyjściowe U_o na prąd I_f sumujący się w węzle z prądem wejściowym I_i . Z tego wniosek, że blok β ma transadmitancję β_y , a wynikowy czwórnik z USZ – transimpedancję k_{zf} :

$$\beta = \beta_y = \frac{I_f}{U_o} \approx \frac{1}{R_\beta} = \frac{1}{1 \text{ k}\Omega} = 1,00 \text{ mS}, \quad (10.11.1)$$

$$k_{zf} \approx -\frac{1}{\beta_y} = -R_\beta = -1,00 \text{ k}\Omega. \quad (10.11.2)$$

Do dalszych obliczeń potrzebna jest wartość transmitancji k przed zamknięciem pętli USZ. Musi ona być formalnie tego samego typu co wynikowa, transimpedancyjna:

$$k_z = \frac{U_o}{I_i} = \frac{U_o}{\frac{U_i}{R_i}} \approx \frac{U_o}{U_i} R_{ik} = k_u R_{ik} = -6 \cdot 10^3 \cdot 12 \cdot 10^3 \Omega = -72 \text{ M}\Omega. \quad (10.11.3)$$

Teraz można już obliczyć różnicę zwrotną F a następnie rezystancje: wejściową R_{if} i wyjściową R_{of} dla układu z takim typem USZ:

$$F = \left| \frac{k_z}{k_{zf}} \right| = \left| \frac{k_u R_{ik}}{-R_\beta} \right| = \frac{72 \text{ M}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} = 7,2 \cdot 10^4, \quad (10.11.4)$$

$$R_{if} = \frac{R_i}{F} \approx \frac{R_{ik}}{F} = \frac{R_\beta R_{ik}}{|k_u| R_{ik}} = \frac{R_\beta}{|k_u|} = \frac{1 \text{ k}\Omega}{6 \cdot 10^3} = 0,167 \Omega, \quad (10.11.5)$$

$$R_{of} = \frac{R_o}{F} \approx \frac{R_{ok}}{F} = \frac{80 \Omega}{72 \cdot 10^3} = 1,11 \text{ m}\Omega. \quad (10.11.6)$$

Wartość różnicy zwrotnej jest tak duża, że można było z pewnością zastosować przybliżenie w zależności (10.11.2).

Odp. do wersji a). $\beta_y = 1,00 \text{ mS}$, $k_{zf} = -1,00 \text{ k}\Omega$, $F = 7,2 \cdot 10^4$, $R_{if} = 0,167 \Omega$, $R_{of} = 1,11 \text{ m}\Omega$. Wejście napięciowe bloku k , o stosunkowo dużej rezystancji R_{ik} z pewnością nie spełnia warunku do stosowaniu uproszczonych zależności ($R_\beta \gg R_{ik}$) i spodziewane duże rozbieżności będą w wartościach: k_z , F , R_{of} .

Wersja b) uwzględniająca rzeczywiste warunki współpracy bloków k i β .

W tej wersji analizy założono jedynie, że zastępcza rezystancja R_g źródła wejściowego sygnału prądowego spełnia warunek $R_g \gg R_\beta$, R_{ik} . Przy tak dużym wzmacnieniu napięciowym czwórnika k praktycznie jest spełniona nierówność $U_i \ll U_o$. Tam, gdzie będzie to wykorzystane, będzie o tym odpowiednia uwaga.

Wzmocnienie napięciowe czwórnika k zmienia się, bo będzie on po zamknięciu pętli obciążony na wyjściu dodatkową rezystancją R_β , praktycznie dołączoną do masy. Oznaczono to nowe wzmacnienie jako $k_{u\beta}$. W treści zadania podano wzmacnienie k_u przy obciążeniu wyjścia R_L i stąd:

$$\begin{aligned} k_{u0} &= \left. \frac{U_o}{U_i} \right|_{I_o=0} = k_u \left(1 + \frac{R_{ok}}{R_L} \right) = k_u \frac{R_{ok}}{R_{ok} \parallel R_L} = \\ &= -6 \cdot 10^3 \left(1 + \frac{0,08}{1,5} \right) \frac{\text{V}}{\text{V}} = -6,32 \cdot 10^3 \frac{\text{V}}{\text{V}}, \end{aligned} \quad (10.11.7)$$

$$\begin{aligned} k_{u\beta} &= \left. \frac{U_o}{U_i} \right|_{R_L, R_\beta} = k_{u0} \frac{R_L \parallel R_\beta}{(R_L \parallel R_\beta) + R_{ok}} = k_{u0} \frac{R_{ok} \parallel R_L \parallel R_\beta}{R_{ok}} = \\ &= k_u \frac{R_{ok} \parallel R_L \parallel R_\beta}{R_{ok} \parallel R_L} = -6 \cdot 10^3 \frac{\text{V}}{\text{V}} \cdot \frac{70,6 \Omega}{75,9 \Omega} = -5,58 \cdot 10^3 \frac{\text{V}}{\text{V}}. \end{aligned} \quad (10.11.8)$$

Przy zamianie opisu czwórnika k na transimpedancję trzeba na jego wejściu uwzględnić dodatkowe obciążenia źródła sygnału przez rezystancję R_β dołączoną praktycznie do masy:

$$\begin{aligned} k_z &= \left. \frac{U_o}{I_i} \right|_{R_L, R_\beta} = \left. \frac{U_o R_i}{U_i} \right|_{R_L, R_\beta} \approx k_{u\beta} (R_{ik} \parallel R_\beta) = \\ &= -5,58 \cdot 10^3 \cdot 0,923 \text{ k}\Omega = -5,15 \text{ M}\Omega. \end{aligned} \quad (10.11.9)$$

W porównaniu z wersją a) wartość k_z jest prawie czternaście razy mniejsza. Transadmitancja czwórnika w torze sprzężenia zwrotnego, w realnych warunkach:

$$\beta = \beta_y = \frac{I_f}{U_o} = \frac{U_o - U_i}{R_\beta U_o} = \frac{1}{R_\beta} \left(1 - \frac{1}{k_{u\beta}} \right) = \quad (10.11.10)$$

$$\frac{1}{1 \text{ k}\Omega} \left(1 - \frac{1}{-5,58 \cdot 10^3} \right) = 1,00018 \text{ mS} \approx \frac{1}{R_\beta} = 1,00 \text{ mS}.$$

Różnica w stosunku do wersji a) jest około 0,02 %, a więc praktycznie wynik ten sam, dzięki dużemu wzmocnieniu napięciowemu czwórnika k . A teraz wartość wynikowej transimpedancji k_{zf} obliczona trzema sposobami:

1) z uproszczonej zależności

$$k_{zf} \approx -\frac{1}{\beta_y} \approx -R_\beta = -1,00 \text{ k}\Omega, \quad (10.11.11)$$

2) z podstawowej zależności sprzężenia zwrotnego (podstawienie w [kΩ] i [mS])

$$k_{zf} = \frac{k_z}{1 - k_z \beta_y} = \frac{-5,15 \cdot 10^3 \text{ k}\Omega}{1 + 5,15 \cdot 10^3 \cdot 1,00018} = -999,63 \Omega \approx -1,00 \text{ k}\Omega, \quad (10.11.12)$$

3) na podstawie analizy oczkowo-węzłowej układu z rys. 10.11.1b (podstawienie w [kΩ])

$$k_{zf} = \frac{U_o}{I_i} = \frac{U_o}{\frac{U_i}{R_{ik}} + \frac{U_i - U_o}{R_\beta}} = \frac{-R_\beta}{-\frac{U_i}{U_o} \left(\frac{R_\beta}{R_{ik}} + 1 \right) + 1} =$$

$$\frac{-R_\beta}{1 - \frac{1}{k_{u\beta}} \cdot \frac{R_\beta}{R_\beta \parallel R_{ik}}} \approx -R_\beta \left[1 + \frac{R_\beta}{k_{u\beta} (R_\beta \parallel R_{ik})} \right] = \quad (10.11.13)$$

$$-1 \text{ k}\Omega \left[1 + \frac{1}{-5,58 \cdot 10^3 \cdot 0,923} \right] = -0,99981 \text{ k}\Omega \approx -1,00 \text{ k}\Omega.$$

Rozbieżność między wynikami z (10.11.12) i (10.11.13), na poziomie około 0,02 % ma prawdopodobnie źródło w zastosowanych przybliżeniach i zaokrągleniach wartości. Można uznać, że w praktyce nie ma znaczących rozbieżności między wynikiem z wersji a) i tej, niezależnie od sposobu liczenia.

Różnica zwrotna F , na podstawie zależności (10.11.9) i (10.11.13)

$$F = \left| \frac{k_z}{k_{zf}} \right| = \left| \frac{k_{u\beta} (R_\beta \parallel R_{ik})}{-R_\beta} \left[1 - \frac{1}{k_{u\beta}} \cdot \frac{R_\beta}{R_\beta \parallel R_{ik}} \right] \right| = \frac{k_{u\beta} (R_\beta \parallel R_{ik})}{R_\beta} + 1 = \quad (10.11.14)$$

$$\frac{5,58 \cdot 10^3 \cdot 0,923 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} + 1 = 5,15 \cdot 10^3.$$

Rezystancje wejściowa i wyjściowa układu z pętlą napięciowo-równoległego USZ

$$R_{if} = \frac{R_i}{F} \approx \frac{R_\beta \parallel R_{ik}}{F} = \frac{923 \Omega}{5,15 \cdot 10^3} = 0,179 \Omega, \quad (10.11.15)$$

$$R_{of} = \frac{R_o}{F} \approx \frac{R_\beta \parallel R_{ok}}{F} = \frac{74,1 \Omega}{5,15 \cdot 10^3} = 14,4 \text{ m}\Omega \quad (10.11.16)$$

lub, po podstawieniu zależności (10.11.14) na F , z pominięciem jedynek, do (10.11.16)

$$R_{of} \approx \frac{R_\beta}{|k_{u\beta}|} \cdot \frac{R_\beta \parallel R_{ok}}{R_\beta \parallel R_{ik}} = \frac{1 \text{ k}\Omega}{5,58 \cdot 10^3} \cdot \frac{74,1 \Omega}{0,923 \text{ k}\Omega} = 14,4 \text{ m}\Omega . \quad (10.11.17)$$

a przybliżenie w drugim czynniku zależności (10.11.17), dopuszczalne w warunkach tego zadania, gdy $R_\beta \gg R_{ok}$ i $R_\beta \ll R_{ik}$ da prostszą zależność

$$R_{of} \approx \frac{R_\beta}{|k_{u\beta}|} \cdot \frac{R_{ok}}{R_\beta} = \frac{R_{ok}}{|k_{u\beta}|} = \frac{80 \Omega}{5,58 \cdot 10^3} = 14,3 \text{ m}\Omega . \quad (10.11.18)$$

Odp. do wersji b). $\beta_y = 1,0002 \text{ mS}$, $k_{zf} = -0,9998 \text{ k}\Omega$, $F = 5,15 \cdot 10^3$, $R_{if} = 0,179 \Omega$, $R_{of} = 14,4 \text{ m}\Omega$. Tak jak przypuszczano, wskutek przybliżeń w wersji a) są największe różnice, około czternaście razy, w wartościach k_z i F (większe) oraz R_{of} (mniejsza).

11. GENERATORY SYGNAŁÓW OKRESOWYCH NA WZMACNIACZU OPERACYJNYM

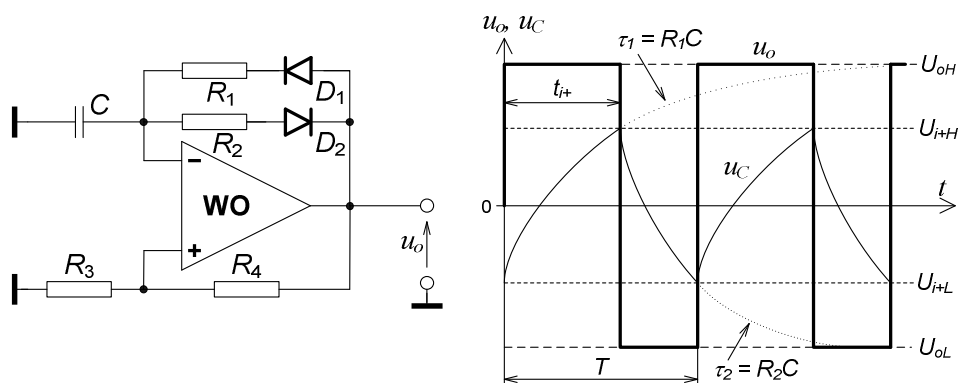
Zad. 11.1. Problematyka: generator fali prostokątnej na idealnym wzmacniaczu operacyjnym, dobór elementów układu.

Treść zadania

Zaprojektuj generator fali prostokątnej na idealnym WO. Współczynnik wypełnienia $FF_{sq} \equiv WW = 0,85$, częstotliwość $f = 2,5$ kHz, $C = 68$ nF.

Rozwiązanie

W układzie generatora fali prostokątnej (rys. 11.1.1) poza WO są dwa rezystory R_3R_4 wytwarzające pętlę histerezy w charakterystyce przejściowej wzmacniacza oraz gałęzie rezystorów z diodami R_1D_1 i R_2D_2 przeładowujące na zmianę kondensator C , w zależności od znaku wyjściowego napięcia. Dzięki diodom prądy przeładowania mogą być różne, tym samym można wpływać na czasy trwania dodatniej i ujemnej części okresu fali i współczynnik wypełnienia; stosunek dodatniej części do całości okresu może być różny od 0,5.



Rys. 11.1.1. Schemat generatora niesymetrycznej fali prostokątnej na wzmacniaczu operacyjnym oraz przebiegi czasowe sygnałów na wyjściu u_o i na kondensatorze u_C . U_{oH} i U_{oL} to dodatnia i ujemna amplituda napięcia wyjściowego, U_{i+H} i U_{i+L} dodatnia i ujemna amplituda (górny i dolny poziom) napięcia na wejściu nieodwracającym WO wskutek wytworzenia histerezy za pomocą R_3 i R_4 .

Okres generowanej fali prostokątnej oblicza się z zależności:

$$T = \frac{1}{f} = (R_1 + R_2)C \cdot \ln a = (R_1 + R_2)C \cdot \ln \left(1 + 2 \frac{R_3}{R_4} \right), \quad (11.1.1)$$

gdzie czynnik $(R_1 + R_2)C$ to suma stałych czasowych τ_1 i τ_2 przeładowania kondensatora a wartość logarytmu naturalnego zależy od szerokości pętli histerezy czyli stosunku R_3/R_4 . Założenia do wyprowadzenia zależności (11.1.1) to jednakowy moduł dodatniego i ujemnego napięcia nasycenia wyjścia wzmacniacza oraz pominięcie spadku napięcia na przewodzącej diodzie. Są one zadowalająco spełnione przy symetrycznym zasilaniu układu napięciami o wartości kilkunastu woltów.

Współczynnik wypełnienia fali zależy w praktyce od rezystancji gałęzi z R_1 i R_2 :

$$FF_{sq} \equiv \frac{t_{i+}}{T} = \frac{\tau_1}{\tau_1 + \tau_2} = \frac{R_1 C}{(R_1 + R_2) C} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

co daje $R_1 = FF_{sq}(R_1 + R_2)$ (11.1.2)

$$\text{oraz } R_1 = R_2 \frac{FF_{sq}}{1 - FF_{sq}} = R_2 \frac{0,85}{1 - 0,85} = R_2 \cdot 5,67 .$$

Warunki zadania pozwalają na pewną swobodę w doborze wartości rezystancji, czyli jest to w zasadzie projekt, a nie klasyczne zadanie z jednym rozwiązaniem. Z podstawowej zależności (11.1.1) można obliczyć iloczyn logarytmu z sumą rezystorów R_1 i R_2 :

$$(R_1 + R_2) \cdot \ln\left(1 + 2 \frac{R_3}{R_4}\right) = \frac{1}{f \cdot C} = \frac{1}{2,5 \cdot 10^3 \cdot 68 \cdot 10^{-9}} \Omega = 5,88 \text{ k}\Omega . \quad (11.1.3)$$

Rezystory R_1 i R_2 nie powinny niepotrzebnie obciążać wyjścia WO; przyjęto arbitralnie, że ich suma nie powinna być mniejsza od kilkunastu k Ω . Aby to osiągnąć, przyjęto wartość logarytmu równą 0,4:

$$\ln\left(1 + 2 \frac{R_3}{R_4}\right) = 0,4 \quad \rightarrow \quad \frac{R_3}{R_4} = \frac{e^{0,4} - 1}{2} = 0,246 . \quad (11.1.4)$$

Taki stosunek rezystancji można osiągnąć dobierając np.:

$$R_4 = 10,0 \text{ k}\Omega , \quad R_3 = 2,46 \text{ k}\Omega \quad (11.1.5)$$

co da podział dzielnika napięcia wyjściowego na napięcie wejścia nieodwracającego

$$\frac{R_3 + R_4}{R_3} = 1 + \frac{R_4}{R_3} = 1 + \frac{1}{0,246} = 5,07 \text{ razy} . \quad (11.1.6)$$

Autor zaleca dobór tego podziału w takich generatorach pomiędzy około 1,5 a 10. Po podstawieniu wyniku z zależności (11.1.4) do zależności (11.1.3) otrzymano:

$$R_1 + R_2 = \frac{5,88}{0,4} \text{ k}\Omega = 14,7 \text{ k}\Omega \quad (11.1.7)$$

i z zależności (11.1.2) obliczono wartości R_1 i R_2

$$\begin{aligned} R_1 &= (R_1 + R_2) FF_{sq} = 14,7 \cdot 0,85 \text{ k}\Omega = 12,5 \text{ k}\Omega , \\ R_2 &= (14,7 - 12,5) \text{ k}\Omega = 2,20 \text{ k}\Omega \\ \text{lub } R_2 &= \frac{R_1}{5,67} = \frac{12,5 \text{ k}\Omega}{5,67} = 2,20 \text{ k}\Omega . \end{aligned} \quad (11.1.8)$$

Gdyby wartości rezystorów miały być wybierane z tzw. szeregu E-24 (patrz Dodatek), o maksymalnej tolerancji czyli różnicy wartości rzeczywistej od znamionowej $\pm 5 \%$, proponuje się:

$$R_1 = 12 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega, \quad R_3 = 2,4 \text{ k}\Omega, \quad R_4 = 10 \text{ k}\Omega. \quad (11.1.9)$$

Wtedy częstotliwość i współczynnik wypełnienia, dla powyższych wartości znamionowych (Czytelnik powinien spróbować samodzielnie obliczyć te wartości):

$$f = 2,64 \text{ kHz}, \quad FF_{sq} = 0,845. \quad (11.1.10)$$

Odp. Wartości rezystorów: $R_1 = 12,5 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2,20 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 2,46 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 10,0 \text{ k}\Omega$.

Zad. 11.2. Problematyka: generator fali prostokątnej na rzeczywistym wzmacniaczu operacyjnym, wpływ parametru SR (slew rate) wzmacniacza na jakość generowanej fali prostokątnej.

Treść zadania

Fala prostokątna z relaksacyjnego generatora na WO powinna mieć częstotliwość $f = 2,0 \text{ kHz}$ i maksymalny czas jednego zbocza $t_z \leq 10 \mu\text{s}$. Przyjmij, że czas zbocza jest zdefiniowany dla zmiany od 0 do 100 % wartości międzyszczytowej napięcia fali. Napięcia zasilające WO to $U_{sup} = \pm 15 \text{ V}$. Oblicz niezbędną wartość parametru SR tego WO oraz graniczną wartość względną udziału zboczy w okresie sygnału.

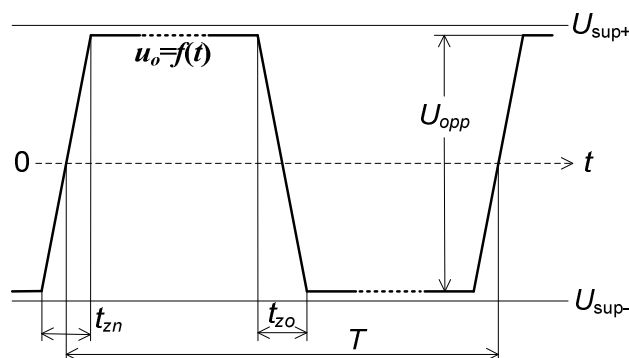
Rozwiązanie

Przyjęto, że w stanie nasycenia wyjściowego stopnia zastosowanego WO napięcie wyjściowe U_{om} jest o około 1V mniejsze od napięcia zasilania U_{sup} (rys. 11.2.1), a wartość międzyszczytowa fali prostokątnej U_{opp} :

$$U_{opp} = U_{om+} + |U_{om-}| = 2(|U_{sup}| - 1)\text{V} = 28 \text{ V}. \quad (11.2.1)$$

Współczynnik SR przy stałym nachyleniu zbocza jest stosunkiem wartości międzyszczytowej napięcia wyjściowego do czasu trwania zbocza (przyjęto $t_{zn} \approx t_{zo} \approx t_z$):

$$SR \equiv \frac{du_o}{dt} \approx \frac{\Delta u_o}{\Delta t} = \frac{U_{opp}}{t_z} \geq \frac{28 \text{ V}}{10 \mu\text{s}} = 2,8 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}. \quad (11.2.2)$$



Rys. 11.2.1. Sygnał wyjściowy relaksacyjnego generatora fali prostokątnej na rzeczywistym WO.

Jakość fali prostokątnej można m.in. opisać udziałem sumy czasów trwania zboczy: narastającego t_{zn} i opadającego t_{zo} w okresie T , a czas trwania zbocza t_z to średnia arytmetyczna czasów t_{zn} i t_{zo} :

$$Q_{sq} \equiv \frac{t_{zn} + t_{zo}}{T} 100\% = \frac{2 \cdot t_z}{T} 100\% =$$

$$f \cdot 2 \cdot t_z \cdot 100\% \leq 2,0 \text{ kHz} \cdot 2 \cdot 10 \mu\text{s} \cdot 100\% = 4,0\% .$$
(11.2.3)

Komentarz: obliczając niezbędną wartość SR w zal. (11.2.2) można było przyjąć najgorszy przypadek, gdy amplituda międzyszczytowa w (11.2.1) jest równa sumie napięć zasilania. Warunek na SR byłby wtedy nieco ostrzejszy: $SR \geq 3,0 \text{ V}/\mu\text{s}$.

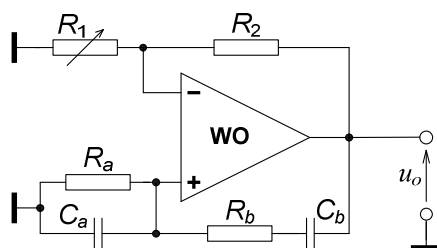
Odp. $SR \geq (2,8 \div 3,0) \text{ V}/\mu\text{s}$, $Q_{sq} \equiv \delta_r(t_z) \leq 4,0\%$.

Zad. 11.3. Problematyka: generator czwórnikowy fali sinusoidalnej na idealnym wzmacniaczu operacyjnym, warunek wzbudzenia, dobór elementów do układu.

Treść zadania

Oblicz wartości rezystorów w liniowej pętli USZ generatora fali sinusoidalnej na WO (tzw. generator czwórnikowy, rys. 11.3.1) z selektywnym czwórnikiem Wiena o elementach: w gałęzi równoległej $R_a = 3,3 \text{ k}\Omega$ a w szeregowej $R_b = 33 \text{ k}\Omega$, $C_b = 10 \text{ nF}$. Dobierz wartość kondensatora C_a , oblicz częstotliwość f_o generowanej fali.

Rozwiązanie



Rys. 11.3.1. Uproszczona wersja generatora sinusoidy, bez elementów nieliniowych w pętli USZ.

Najpierw należy spełnić warunek jednakowych stałych czasowych gałęzi selektywnego czwórnika Wiena, bowiem wtedy charakterystyka jego transmitancji ma najlepszy kształt (stromy, nierozmyty wierzchołek):

$$\tau_a = R_a C_a = \tau_b = R_b C_b \rightarrow C_a = C_b \frac{R_b}{R_a} = 10 \frac{33}{3,3} \text{ nF} = 100 \text{ nF} .$$
(11.3.1)

Po zastosowaniu takiego C_a częstotliwość generacji układu powinna być równa:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\tau_a} = \frac{1}{2\pi\tau_b} = \frac{1}{2\pi \cdot 33 \cdot 10^3 \cdot 10^{-8}} \text{ Hz} = 482 \text{ Hz} .$$
(11.3.2)

W ogólnym przypadku, gdy stałe czasowe się nieco różnią, częstotliwość zależy od ich średniej geometrycznej:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_a\tau_b}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_a R_b C_a C_b}} .$$
(11.3.3)

Układ będzie generował sinusoidę, gdy składowe bloki k (wzmacniacz) i β (pętla

sprężenia zwrotnego) spełnią warunki generacji; warunek faz i warunek modułów:

$$\varphi_k + \varphi_\beta = 0^\circ \quad \text{i} \quad |\beta| = |\beta_+ - \beta_-| = \frac{1}{|k|}. \quad (11.3.4)$$

Różnica transmitancji w (11.3.4) bloków tworzących pętle sprzężenia zwrotnego jest wynikiem dołączenia dzielnika R_1R_2 (o transmitancji β_-) do odwracającego wejścia WO. Wzmocnienie WO jest bardzo duże i w praktyce warunek modułów sprowadza się do równości transmitancji przy częstotliwości generacji:

$$\beta_+ \approx \beta_- \quad \text{przy } f_o. \quad (11.3.5)$$

Maksimum transmitancji czwórnika Wiena – bloku β_+ przy f_o powinno być równe praktycznie niezależnemu od częstotliwości podziałowi dzielnika β_- :

$$\frac{\frac{R_a}{\sqrt{2}}}{\frac{R_a}{\sqrt{2}} + \sqrt{2}R_b} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \rightarrow \quad 2 \frac{R_b}{R_a} = \frac{R_2}{R_1}. \quad (11.3.6)$$

Przyjęto wartość $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$ i po przekształceniu (11.3.6):

$$R_1 = R_2 \frac{R_a}{2R_b} = 15 \frac{3,3}{2 \cdot 33} \text{ k}\Omega = 0,75 \text{ k}\Omega = 750 \Omega. \quad (11.3.7)$$

Warunek wzbudzenia drgań harmoniczych, sformułowany w (11.3.4) musi być dokładnie spełniony. Niewielka przewaga sygnału z bloku β_- lub β_+ spowoduje zerwanie drgań lub zniekształcenia wierzchołków sinusoidy, spowodowane granicą liniowej pracy wyjścia WO. Zatem bardzo trudno jest utrzymać stabilną amplitudę, bowiem nawet niewielkie zmiany transmitancji, spowodowane np. zmianami temperatury, napięć zasilania lub starzeniem się elementów destabilizują pracę. Dlatego konieczne jest stosowanie w takich układach elementów reagujących na wartość napięcia wyjściowego sygnału i dostosowujących transmitancję jednej z pętli sprzężenia, dzięki czemu napięcie będzie znacznie stabilniejsze. W kolejnych zadaniach zastosowano w układzie takie elementy.

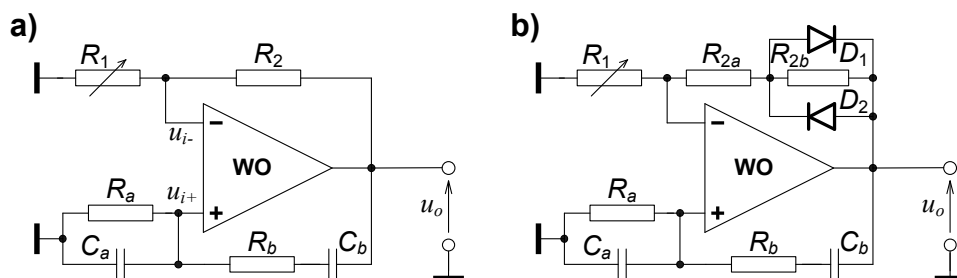
Odp. $C_a = 100 \text{ nF}$, $f_o = 482 \text{ Hz}$, $R_1 = 750 \Omega$, $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$.

Zad. 11.4. Problematyka: generator fali sinusoidalnej na rzeczywistym wzmacniaczu operacyjnym, dobór elementów układu, wpływ nieidealności WO na jakość fali.

Treść zadania

Generator fali sinusoidalnej na WO ma w selektywnym czwórniku Wiena w pętli dodatniego sprzężenia zwrotnego (DSZ) kondensatory $C_a = 10 \text{ nF}$ i $C_b = 3,3 \text{ nF}$ oraz w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego (USZ) rezystor stały i regulacyjny, dające $R_1 = (1,5 \pm 0,5) \text{ k}\Omega$. Oblicz pozostałe elementy generatora, aby było wzbudzenie a częstotliwość fali $f \approx 2,0 \text{ kHz}$. Sprawdź, czy może w generatorze pracować uniwersalny WO typu $\mu\text{A}741$ o typowej wartości parametru $SR = 0,6 \text{ V}/\mu\text{s}$.

Rozwiązanie



Rys. 11.4.1. Generator fali sinusoidalnej z selektywnym czwórnikiem Wiena, na wzmacniaczu operacyjnym: a) układ podstawowy, niestosowany, b) układ z nieliniowym dwójnikiem $R_{2b}D_1D_2$ w pętli USZ.

Stałe czasowe gałęzi równoległej i gałęzi szeregowej selektywnego czwórnika Wiena powinny być jednakowe; wyznaczają częstotliwość generacji:

$$\tau_a = R_a C_a = \tau_b = R_b C_b = \frac{1}{2\pi f} \quad (11.4.1)$$

z czego wynika, że stosunek pojemności w tych gałęziach

$$\frac{C_a}{C_b} = \frac{10}{3,3} = 3,03 \quad (11.4.2)$$

jest odwrotny do stosunku rezystancji

$$\frac{R_b}{R_a} = \frac{C_a}{C_b} = 3,03 \quad (11.4.3)$$

Z zależności (11.4.1) obliczono wartość niezbędnej rezystancji rezystora R_a

$$R_a = \frac{1}{2\pi f C_a} = \frac{1}{2\pi \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} \Omega = 7,96 \text{ k}\Omega \quad (11.4.4)$$

i następnie z (11.4.3) wartość R_b

$$R_b = 3,03 \cdot R_a = 3,03 \cdot 7,96 \text{ k}\Omega = 24,1 \text{ k}\Omega \quad (11.4.5)$$

Następnie ze związku między stosunkami rezystancji, wynikającego z warunku wzbudzenia (patrz poprzednie zadanie)

$$\frac{R_2}{R_1} = 2 \frac{R_b}{R_a} = 2 \frac{C_a}{C_b} = 2 \cdot 3,03 = 6,06 \quad (11.4.6)$$

obliczono drugi element pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego

$$R_2 = 6,06 R_1 = 6,06 \cdot 1,5 \text{ k}\Omega = 9,09 \text{ k}\Omega \quad (11.4.7)$$

W przypadku realizacji układu autor proponuje zastosować rezystory o wartościach z szeregu E-24 (Dodatek): $R_a = 8,2 \text{ k}\Omega$, $R_b = 24 \text{ k}\Omega$ a rezystor R_2 złożyć

z dwóch części, jak na rys. 11.4.1b. Takie rozwiązanie umożliwi generację fali o w miarę stabilnej amplitudzie, ustalonej za pomocą nastawy R_1 i pomimo wad (diody reagują na wartość chwilową sygnału) jest najprostsze i najłatwiejsze do uruchomienia. W nieliniowym dwójniku z R_{2b} dynamiczna rezystancja uniwersalnych diod krzemowych D_1D_2 bocznikuje rezystor; autor zakłada na podstawie swego doświadczenia, że przy amplitudzie fali około 30 % napięcia zasilania wypadkowa rezystancja tej części będzie około połowy R_{2b} , gdy ma on kilka kiloomów. Część liniowa gałęzi, rezystor R_{2a} powinna przeważać, stanowić około 80 % całej rezystancji gałęzi. Zbyt mały jej udział daje wyraźnie odkształconą falę, a zbyt duży skutkuje dużą czułością amplitudy fali na niewielkie zmiany rezystancji w gałęziach tworzących pętlę USZ. Ostatecznie można zaproponować zastosowanie rezystorów $R_{2a} = 6,8 \text{ k}\Omega$, $R_{2b} = 4,3 \text{ k}\Omega$. Znamionowa częstotliwość generacji przy takich wartościach elementów zależy od średniej geometrycznej stałych czasowych gałęzi czwornika Wiena i wyniesie:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_a\tau_b}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{8,2 \cdot 10^3 \cdot 10^{-8} \cdot 24 \cdot 10^3 \cdot 0,33 \cdot 10^{-8}}} \text{ Hz} = 1,97 \text{ kHz}. \quad (11.4.8)$$

Wzbudzenie fali i stabilna praca z amplitudą około 30 % napięcia zasilania wymaga nastawy rezystora w gałęzi R_1 na wartość około:

$$R_1 = \frac{R_2 R_a}{2R_b} \approx \frac{(R_{2a} + 0,5R_{2b})R_a}{2R_b} = \frac{(6,8 + 0,5 \cdot 4,3) \cdot 8,2}{2 \cdot 24} \text{ k}\Omega = 1,53 \text{ k}\Omega. \quad (11.4.9)$$

Na koniec sprawdzenie, czy parametr SR proponowanego w zadaniu WO do realizacji generatora nie zniekształci zauważalnie generowanej fali. Zastosowano warunek: maksymalna szybkość zmian generowanej fali powinna być trzykrotnie mniejsza od wartości parametru SR (Czytelnikowi zaleca się przypomnienie sobie jego definicji); w takim przypadku SR granicznie zmniejszy o około 5 % szybkość fali na najbardziej stromym odcinku. Przyjęto, że przy zasilaniu WO napięciami $\pm 15 \text{ V}$ możliwa do osiągnięcia amplituda fali bez obawy zniekształcenia wierzchołka to około $U_{om} = 12 \text{ V}$. Maksymalna szybkość zmian sinusoidy jest przy jej przejściu przez zero:

$$\begin{aligned} \text{sinusoida} \quad u_o(t) &= U_{om} \sin \omega t \\ \text{a pochodna} \quad \frac{du_o}{dt} &= U_{om} \omega \cos \omega t \xrightarrow{\text{max}} U_{om} \omega = U_{om} 2\pi f. \end{aligned} \quad (11.4.10)$$

Obliczono stosunek parametru SR do granicznego nachylenia fali (obie wielkości w voltach na sekundę):

$$\frac{SR}{U_{om} 2\pi f} = \frac{0,6 \cdot 10^6}{12 \cdot 2\pi \cdot 2 \cdot 10^3} = 3,98 \approx 4,0. \quad (11.4.11)$$

Test wypadł pozytywnie; można na WO typu $\mu A741$ zbudować ten generator, bo stosunek nachyleń jest około 4 przy warunku ≥ 3 .

Odp. $R_a = 7,96 \text{ k}\Omega$, $R_b = 24,1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 9,09 \text{ k}\Omega$, można stosować $\mu A741$.

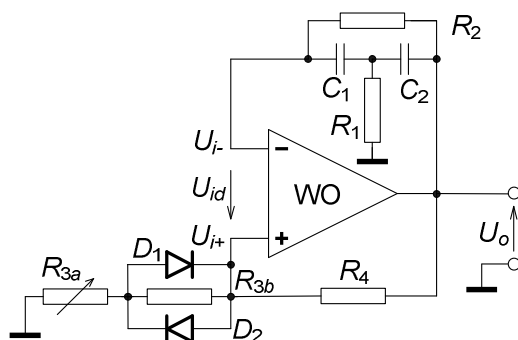
Zad. 11.5. Problematyka: generator fali sinusoidalnej na idealnym wzmacniaczu operacyjnym, zastosowanie układu selektywnego T boczniowane, warunek wzbudzenia układu i stabilizacja amplitudy sygnału.

Treść zadania

Zaprojektuj na idealnym WO generator fali sinusoidalnej o $f = 1,5 \text{ kHz}$, z czwórnikiem selektywnym w układzie T boczniowane oraz nieliniowym dwójnikiem, składającym się z równolegle połączonych trzech elementów: rezystora o wartości $3,3 \text{ k}\Omega$ i dwóch uniwersalnych krzemowych diod włączonych w przeciwnych kierunkach. Dobierz tak rezystancję gałęzi z tym dwójnikiem, aby stanowił on około 25% gałęzi przy U_o rzędu 3÷4 V.

Rozwiązanie

Czwórnik T boczniowane ma minimum modułu transmitancji oraz zerowe przesunięcie fazowe przy częstotliwości charakterystycznej i dlatego będzie łączył wyjście WO z jego wejściem odwracającym (rys. 11.5.1), tworząc pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego (USZ).



Rys. 11.5.1. Generator sinusoidy na WO z selektywnym czwórnikiem T boczniowane $R_1R_2C_1C_2$ ustalającym częstotliwość generacji i nieliniową pętlą $R_3D_1D_2R_4$ ustalającą amplitudę fali.

Wybrano wersję czwórnika z jednakowymi kondensatorami $C = C_1 = C_2$, połączonymi szeregowo w poziomej gałęzi. Z kolei czwórnik z gałęzią nieliniową, o praktycznie niezależnym module transmitancji od częstotliwości i zerowym przesunięciu fazowym musi utworzyć pętlę dodatniego sprzężenia zwrotnego (DSZ) i będzie włączony między wyjście i wejście nieodwracające WO. Wzrost wyjściowego sygnału generatora powinien powodować zmniejszanie transmitancji tego nieliniowego czwórnika, czyli malenie DSZ (wzrost prądu diod i malenie ich rezystancji dynamicznej, rys. 11.5.1); rezultat to utrzymanie amplitudy sygnału na praktycznie stałym poziomie. Rezystancję R_3 czwórnika nieliniowego podzielono na dwie części; nastawiany rezystor R_{3a} ma służyć do ustalenia odpowiedniej amplitudy wyjściowej fali.

Częstotliwość generowanej fali, równa częstotliwości charakterystycznej czwórnika selektywnego tego typu:

$$f_o = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_1 R_2}}, \text{ przy czym } C_1 = C_2 = C \text{ a } R_2 = (1 \div 5) R_1. \quad (11.5.1)$$

Wybrano wstępnie $C = 10 \text{ nF}$ oraz $R_2 = 4R_1$. Po przekształceniu zal. (11.5.1):

$$\begin{aligned}\sqrt{R_1 R_2} &= \sqrt{4R_1^2} = 2R_1 = \frac{1}{2\pi C f_o} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^{-8} \cdot 1,5 \cdot 10^3} \Omega = \\ &= 1,06 \cdot 10^4 \Omega = 10,6 \text{ k}\Omega \rightarrow R_1 = 5,3 \text{ k}\Omega \text{ i } R_2 = 4R_1 = 21,2 \text{ k}\Omega.\end{aligned}\quad (11.5.2)$$

Autor proponuje zastosować $R_1 = 5,1 \text{ k}\Omega$ i $R_2 = 22 \text{ k}\Omega$ z szeregu E24 o tolerancji 5% (Dodatek). Spełnią one warunek $\sqrt{R_1 R_2} = 10,6 \text{ k}\Omega$, natomiast zmieni się nieco założony stosunek rezystancji: $R_2/R_1 = 4,31$ zamiast 4.

Minimalna wartość modułu transmitancji czwórnika selektywnego, przy częstotliwości f_o (oznaczenie transmitancji β dla podkreślenia, że chodzi o blok sprzężenia zwrotnego, znak minus w indeksie – wprowadzone sprzężenie jest ujemne):

$$\left| \frac{U_{i-}}{U_o} \right| = |\underline{\beta}_-(f_o)| = |\underline{\beta}_-|_{\min} = \frac{2R_1}{2R_1 + R_2} = \frac{2}{2 + \frac{R_2}{R_1}} = \frac{2}{2 + 4,31} = 0,317. \quad (11.5.3)$$

Przy tej częstotliwości przesunięcie fazowe (argument transmitancji) jest równe zero, z czego wynika, że wartość transmitancji jest liczbą rzeczywistą $(\beta_-)_{\min}$, równą obliczonemu w (11.5.3) modułowi. Wejściowe napięcie różnicowe U_{id} wzmacniacza operacyjnego jest znacznie mniejsze od wyjściowego napięcia U_o i dzięki temu można przyjąć, że dla uzyskania stabilnych drgań sinusoidalnych transmitancje obu pętli przy częstotliwości f_o powinny być praktycznie jednakowe. Tym samym transmitancja czwórnika tworzącego pętlę DSZ, rzeczywista, musi przy danym napięciu wyjściowym U_o spełnić warunek:

$$\left| \frac{U_{i+}}{U_o} \right| = \beta_+ = \frac{R_{3a} + R'_{3b}(U_o)}{R_{3a} + R'_{3b}(U_o) + R_4} = (\beta_-)_{\min} = 0,317. \quad (11.5.4)$$

W zapisie wyraźnie zaznaczono zależność rezystancji całego nieliniowego dwójnika z diodami od wyjściowego sygnału; składnik R'_{3b} uzależniony od U_o . Zastosowano znaczek prim w oznaczeniu tej rezystancji dla odróżnienia od rezystora R_{3b} równego $3,3 \text{ k}\Omega$. Następne obliczenia będą prostsze, jeżeli zapisze się odwrotność warunku (11.5.4):

$$\frac{1}{\beta_+} = 1 + \frac{R_4}{R_{3a} + R'_{3b}(U_o)} = \frac{1}{(\beta_-)_{\min}} = 3,15 \rightarrow \frac{R_4}{R_{3a} + R'_{3b}(U_o)} = 2,15. \quad (11.5.5)$$

W tym miejscu założono, że przy napięciu wyjściowym o wartości podanej w tekście zadania, wypadkowa rezystancja R'_{3b} jest równa około połowie rezystancji rezystora R_{3b} , czyli $1,65 \text{ k}\Omega$. Jest to najbardziej kontrowersyjny punkt rozumowania, ale dokładna analiza jest skomplikowana a nadto w gałęzi będzie rezystor regulowany R_{3a} , do adjustacji warunków pracy układu. Wystarczy zatem wartość tego rezystora dobrać z pewnym marginesem na ewentualne rozbieżności takiego założenia z rzeczywistym zachowaniem się nieliniowego dwójnika. Zgodnie z treścią zadania, gdzie narzucono udział procentowy składników w gałęzi R_3 :

$$\frac{0,5 \cdot R_{3b}}{0,25} = \frac{R_{3a}}{0,75} \rightarrow R_{3a} = 1,5 \cdot R_{3b} = 1,5 \cdot 3,3 \text{ k}\Omega = 4,95 \text{ k}\Omega \quad (11.5.6)$$

$$\text{i z (11.5.5)} \quad R_4 = 2,15(R_{3a} + 0,5 \cdot R_{3b}) = 2,15(4,95 + 1,65) \text{ k}\Omega = 14,2 \text{ k}\Omega. \quad (11.5.7)$$

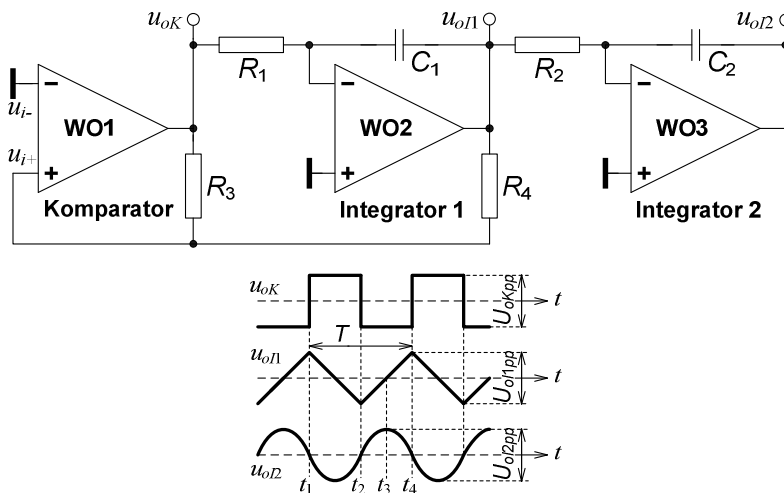
Autor proponuje zastosować rezystor $R_4 = 15 \text{ k}\Omega$ z szeregu E24 a R_{3a} będzie składał się z dwóch; stałego rezystora $2,4 \text{ k}\Omega$ i regulowanego rezystora wieloobrotowego, tzw. helipota lub helitrima $0 \div 5 \text{ k}\Omega$.

Odp. $C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$, $R_1 = 5,1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 22 \text{ k}\Omega$,
 $R_{3a} = 2,4 \text{ k}\Omega + (0 \div 5) \text{ k}\Omega$, $R_{3b} = D_1 \parallel 3,3 \text{ k}\Omega \parallel D_2$, $R_4 = 15 \text{ k}\Omega$,
 gdzie D_1 i D_2 uniwersalne krzemowe, np. typu 1N4148.

Zad. 11.6. Problematyka: generator funkcyjny na idealnych wzmacniaczach operacyjnych, generacja trzech fal: prostokątnej, trójkątnej i prawie sinusoidalnej, dobór elementów układu.

Treść zadania

W układzie generatora funkcyjnego (rys. 11.6.1), składającego się z komparatora napięciowego i dwóch stopni całkujących tak dobierz wartości kondensatorów i rezystorów, aby częstotliwość generowanych fal była $f = 400 \text{ Hz}$, napięcie międzyszczytowe trójkąta $U_{o1pp} = 8,0 \text{ V}$ a fali niby-sinusoidalnej $U_{o2pp} = 4,0 \text{ V}$. Przyjmij, że wzmacniacze operacyjne są idealne, zasilane symetrycznie $U_{\text{sup}} = \pm 15 \text{ V}$ i że napięcia nasycenia wyjścia wzmacniacza są o około 1 V mniejsze od napięcia zasilania, co oznacza, że napięcie międzyszczytowe fali prostokątnej $U_{oKpp} = 28,0 \text{ V}$. Oceń nieidealność fali na wyjściu nr 3 w stosunku do sinusoidy; za kryterium przyjmij maksymalną bezwzględną różnicę wartości chwilowych oraz względną różnicę wartości skutecznych między falami o tej samej amplitudzie.



Rys. 11.6.1. Układ generatora funkcyjnego i kształt generowanych fal na jego trzech wyjściach.

Rozwiązanie

Przy symetrycznym zasilaniu i idealnych WO fale są symetryczne, o zerowej wartości średniej. Przełączenie stanu wyjścia komparatora nastąpi w momencie zrównania się napięć na jego wejściach, czyli gdy $u_{i+} = 0 \text{ V}$. Tak się stanie, gdy na wyjściu dzielnika złożonego z rezystorów R_3 i R_4 będzie 0 V pod wpływem amplitudy fali prostokątnej i trójkątnej:

$$\frac{U_{oKm+} - U_{oI1m-}}{R_3 + R_4} R_4 + U_{oI1m-} = 0, \quad (11.6.1)$$

stąd
$$\frac{U_{oKpp}}{2R_3} = \frac{U_{oI1pp}}{2R_4} \quad \text{i} \quad \frac{R_3}{R_4} = \frac{U_{oKpp}}{U_{oI1pp}} = \frac{28 \text{ V}}{8 \text{ V}} = 3,50. \quad (11.6.2)$$

Pierwszy integrator całkuje falę prostokątną dając falę trójkątną:

$$u_{oI1} = \frac{-1}{R_1 C_1} \int u_{oK} dt, \quad (11.6.3)$$

i np. dla odcinka czasu $t_1 \div t_2$, w którym fala prostokątna ma dodatnią amplitudę U_{oKm+}

$$u_{oI1} = \frac{-U_{oKm+}}{R_1 C_1} t = \frac{-U_{oKpp}}{2R_1 C_1} t, \quad (11.6.4)$$

a napięcie międzyszczytowe fali trójkątnej U_{oI1pp} będzie równe (podstawiono $\Delta t = T/2$)

$$U_{oI1pp} = |\Delta u_{oI1 \max}| = \frac{U_{oKpp}}{2R_1 C_1} \cdot \frac{T}{2} = \frac{U_{oKpp} T}{4R_1 C_1} \quad (11.6.5)$$

i po podstawieniu zależności (11.6.2) otrzyma się wzór na częstotliwość generacji, a następnie na stałą czasową pierwszego integratora

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{4R_1 C_1} \cdot \frac{R_3}{R_4} \rightarrow \tau_1 = R_1 C_1 = \frac{1}{4f} \cdot \frac{R_3}{R_4} = \frac{1}{4 \cdot 400} \cdot 3,5 \text{ s} = 2,19 \text{ ms}. \quad (11.6.6)$$

Można już dobrać elementy do dwóch pierwszych stopni układu. Stosunek rezystancji zbliżony do obliczonego z (11.6.2) będą miały rezystory $R_3 = 20 \text{ k}\Omega$ i $R_4 = 5,6 \text{ k}\Omega$, a elementy $R_1 = 22 \text{ k}\Omega$ i $C_1 = 100 \text{ nF}$ dadzą w praktyce wymaganą stałą czasową integratora, obliczoną z zależności (11.6.6).

Kolejny krok to analiza i obliczenia związane z drugim integratorem. Całkuje on przebieg trójkątny; fala na jego wyjściu nie będzie prawdziwą sinusoidą ale złożeniem fragmentów krzywej drugiego stopnia – paraboli. Na odcinku czasowym od $t_2 = 0 \text{ s}$ do $t_3 = T/4$ (rys. 11.6.1) sygnał po pierwszym integratorze

$$u_{oI1} = \frac{2U_{oI1pp}}{T} \left(t - \frac{T}{4} \right), \quad (11.6.7)$$

a po drugim
$$u_{oI2} = \frac{-1}{R_2 C_2} \int u_{oI1} dt = \frac{2U_{oI1pp}}{R_2 C_2 T} \left(\frac{t \cdot T}{4} - \frac{t^2}{2} \right). \quad (11.6.8)$$

Do obliczenia amplitudy tego sygnału podstawiono $t = T/4$, a po pomnożeniu przez 2 otrzymano wartość międzyszczytową (ang. „pik to pik”) oraz wyznaczono stosunek wartości międzyszczytowych sygnałów przed i po drugim integratorze:

$$U_{oI2m} = \frac{U_{oI1pp} T}{16R_2 C_2}, \quad U_{oI2pp} = \frac{U_{oI1pp} T}{8R_2 C_2}, \quad \frac{U_{oI2pp}}{U_{oI1pp}} = \frac{T}{8R_2 C_2}. \quad (11.6.9)$$

Po przekształceniu ostatniej zależności (11.6.9) otrzymano warunek na stałą

czasową drugiego integratora

$$\tau_2 = R_2 C_2 = \frac{T}{8} \cdot \frac{U_{oI1pp}}{U_{oI2pp}} = \frac{1}{8f} \cdot \frac{U_{oI1pp}}{U_{oI2pp}} = \frac{1}{8 \cdot 400} \cdot \frac{8}{4} \text{ s} = 0,625 \text{ ms}. \quad (11.6.10)$$

Można uzyskać w praktyce taką stałą czasową, stosując $R_2 = 13 \text{ k}\Omega$ i $C_2 = 47 \text{ nF}$. Na koniec tej części obliczono oczekiwane wartości częstotliwości i napięć, nieco różne od żądanych wskutek doboru elementów z dostępnych szeregów wartości: z (11.6.2) $U_{oI1pp} = 7,84 \text{ V}$, z (11.6.6) $f = 406 \text{ Hz}$, z (11.6.9) $U_{oI2pp} = 3,95 \text{ V}$.

Teraz kolej na obliczenie maksymalnej różnicy bezwzględnej między sygnałem po drugim integratorze i sinusoidą. Może ona służyć ocenie niedokładności przyjęcia, że generowany sygnał jest sinusoidalny. Analizę można wykonać dla jednej ćwiartki okresu $0 \div T/4$.

Najpierw przekształcono zapis zależności (11.6.8), aby wyróżnić amplitudę z (11.6.9):

$$\text{amplituda } U_m \equiv U_{oI2m} = \frac{U_{oI1pp} T}{16 R_2 C_2}, \quad u_{oI2} = 8 U_m \left(\frac{t}{T} - 2 \frac{t^2}{T^2} \right). \quad (11.6.11)$$

Zapisano różnicę bezwzględną wartości chwilowych, w stosunku do sinusoidalnego ideału; zmienną jest stosunek t/T :

$$\Delta u = u_{oI2} - u_{\sin} = U_m \left[8 \left(\frac{t}{T} - 2 \frac{t^2}{T^2} \right) - \sin \left(2\pi \frac{t}{T} \right) \right]. \quad (11.6.12)$$

Wyznaczono pochodną różnicy z (11.6.12) po stosunku t/T :

$$\frac{d(\Delta u)}{d(t/T)} = U_m \left[8 \left(1 - 4 \frac{t}{T} \right) - 2\pi \cos \left(2\pi \frac{t}{T} \right) \right]. \quad (11.6.13)$$

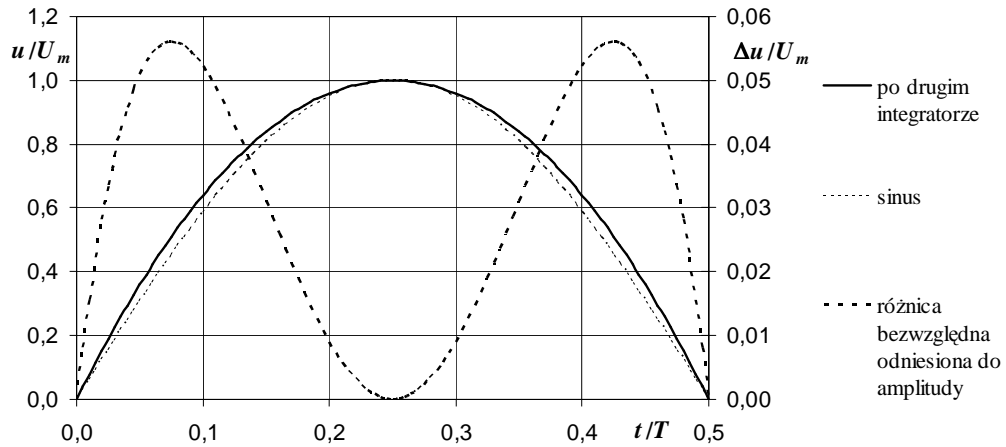
Maksymalna wartość różnicy bezwzględnej będzie dla stosunku t/T , przy którym wyzeruje się pochodna z (11.6.13). Tak będzie, gdy spełniona będzie równość

$$\cos \left(2\pi \frac{t}{T} \right) = \frac{4}{\pi} \left(1 - 4 \frac{t}{T} \right). \quad (11.6.14)$$

Stan ten będzie osiągnięty dla $t/T = 0,0751$. Wtedy różnica z (11.6.12) i sygnał z (11.6.11) mają wartości:

$$\Delta u_{\max} = 0,0560 U_m, \quad u_{oI2} = 0,511 U_m. \quad (11.6.15)$$

Odniesienie maksymalnej różnicy bezwzględnej do amplitudy (rys. 11.6.2) daje wartość 5,6 % różnicy względnej. Znamienne, że tak stosunkowo dużej różnicy między sygnałami nie sugeruje optyczne porównanie kształtu obu krzywych na rys. 11.6.2.



Rys. 11.6.2. Generowany sygnał niby-sinusoidalny, wzorcowy sygnał sinusoidalny o tej samej amplitudzie (wg lewej skali) i względna różnica między nimi – prawa skala.

Inną miarą nieidealności jest różnica wartości skutecznej wygenerowanego sygnału i wzorcowej sinusoidy. Najpierw trzeba obliczyć wartość skuteczną sygnału na wyjściu drugiego integratora i zrobiono to tylko w pierwszej ćwiartce okresu, co w niczym nie zmienia wyniku:

$$\begin{aligned}
 U_{o12} &\equiv \left[\frac{4}{T} \int_0^{T/4} u_{o12}^2 dt \right]^{0,5} = 8U_m \left\{ \frac{4}{T} \int_0^{T/4} \left[\left(\frac{t}{T} \right)^2 - 4 \left(\frac{t}{T} \right)^3 + 4 \left(\frac{t}{T} \right)^4 \right] dt \right\}^{0,5} = \\
 &= 8U_m \left\{ \frac{4}{T} \left[\frac{1}{3} \frac{t^3}{T^2} - \frac{t^4}{T^3} + \frac{4}{5} \frac{t^5}{T^4} \right] \right\}_0^{T/4}^{0,5} = \\
 &= U_m \sqrt{\frac{8}{15}} = U_m \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{1}{30}} = 0,7303U_m .
 \end{aligned} \tag{11.6.16}$$

Dla wzorcowego sygnału sinusoidalnego związek między amplitudą i wartością skuteczną jest doskonale znany:

$$U_{\sin} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} = U_m \sqrt{\frac{1}{2}} = 0,7071U_m . \tag{11.6.17}$$

Różnica między wynikiem z (11.6.16) i (11.6.17), odniesiona do wartości skutecznej sygnału wzorcowego:

$$\frac{\Delta U}{U_{\sin}} 100 \% = \frac{0,7303U_m - 0,7071U_m}{0,7071U_m} 100 \% = 3,3 \% . \tag{11.6.18}$$

Spróbowano jeszcze sformułować problem oceny niedokładności nieco inaczej niż w treści zadania. Postanowiono porównać generowany i wzorcowy sygnał przy jednakowych wartościach skutecznych, a nie amplitudach. Teraz amplituda generowanego sygnału będzie nadal miała wartość U_m , natomiast amplituda wzorcowego sinusoidy oraz różnica wartości chwilowych obu sygnałów:

$$U_{\sin m} = U_{oI2} \sqrt{2} = U_m \sqrt{2 \frac{8}{15}} = U_m \sqrt{\frac{16}{15}} = 1,0328 U_m, \quad (11.6.19)$$

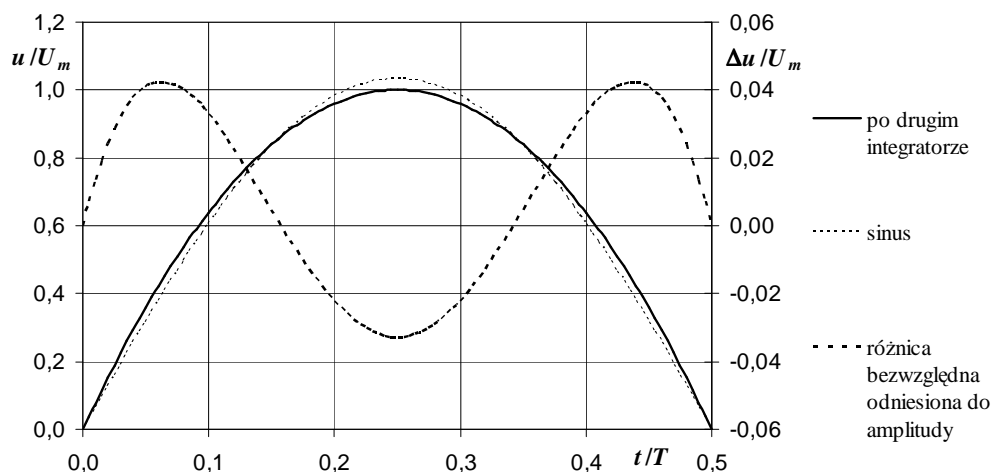
$$\Delta u = u_{oI2} - u_{\sin} = 8U_m \left\{ \left[\frac{t}{T} - 2 \left(\frac{t}{T} \right)^2 \right] - \sqrt{\frac{1}{60}} \sin \left(2\pi \frac{t}{T} \right) \right\}. \quad (11.6.20)$$

Pochodna różnicy z (11.6.20) po stosunku t/T

$$\frac{d(\Delta u)}{d(t/T)} = 8U_m \left[1 - 4 \frac{t}{T} - \frac{2\pi}{\sqrt{60}} \cos \left(2\pi \frac{t}{T} \right) \right] \quad (11.6.21)$$

zeruje się, gdy
$$\cos \left(2\pi \frac{t}{T} \right) = \left(1 - 4 \frac{t}{T} \right) \sqrt{\frac{15}{\pi^2}}. \quad (11.6.22)$$

Teraz różnica między przebiegami ma dwa ekstrema w ćwiartce okresu (rys. 11.6.3); dodatnie o wartości $0,0423U_m$ przy $t/T = 0,0628$ i ujemne o wartości $-0,0328U_m$ na granicy odcinka ćwierćfalowego, przy $t/T = 0,25$.



Rys. 11.6.3. Generowany sygnał niby-sinusoidalny, wzorcowy sygnał sinusoidalny o tej samej wartości skutecznej (wg lewej skali) i względna różnica między nimi – prawa skala.

Odp. $R_1 = 22 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 13 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 20 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 5,6 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 100 \text{ nF}$, $C_2 = 47 \text{ nF}$ i przy tych wartościach elementów $f = 406 \text{ Hz}$, $U_{oI1pp} = 7,84 \text{ V}$, $U_{oI2pp} = 3,95 \text{ V}$. $\Delta u_{\max} = 0,056 U_m$, $\delta U = 3,3 \%$, a przy jednakowych wartościach skutecznych $\Delta u_{\max+} = 0,042 U_m$ i $\Delta u_{\max-} = -0,033 U_m$.

12. STABILIZATORY KOMPENSACYJNE NAPIĘCIA STAŁEGO I PRĄDU STAŁEGO

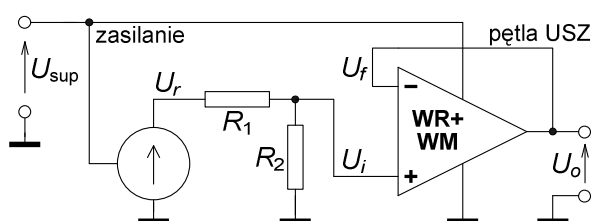
Zad. 12.1. Problematyka: stabilizator kompensacyjny napięcia stałego, układ ze sprzężeniem zwrotnym, dobór elementów układu.

Treść zadania

Kompensacyjny stabilizator napięcia o ciągłym działaniu powinien mieć znamionowo stałe napięcie wyjściowe $U_o = 2,000 \text{ V}$. Dysponujesz źródłem referencyjnym napięcia o $U_r = 5,000 \text{ V}$. Dobierz tak właściwości bloków układu: wzmacniacza, dzielnika napięcia, aby rezystancja wyjściowa układu była $R_{of} \leq 10 \text{ m}\Omega$ a współczynnik stabilizacji napięciowej $G_u = \Delta U_o / \Delta U_{\text{sup}} \leq 5,0 \cdot 10^{-4} \text{ V/V}$. Przyjmij, że G_u jest określony tylko dla wpływu zmian napięcia zasilania ΔU_{sup} na ostatni, wtórnikowy stopień wzmacniacza. Pomiń wpływ tych zmian na źródło referencyjne, a także pomiń wpływ zmian temperatury układu, spowodowanych zmianami prądu obciążenia wyjścia i zmianami napięcia zasilającego.

Rozwiązanie

Układ zawiera praktycznie tylko trzy bloki (rys. 12.1.1): źródło referencyjne U_r , dzielnik $R_1 R_2$ i wzmacniacz różnicowy WR z odpowiednim wyjściowym stopniem mocy WM. Ponieważ napięcie wyjściowe ma być mniejsze od referencyjnego, dzielić trzeba to drugie, a cały wzmacniacz pracuje w układzie wtórnika napięciowego.



Rys. 12.1.1. Schemat układu kompensacyjnego stabilizatora napięcia do zad. 12.1.

Przyjęto, że podział D_r dzielnika napięcia referencyjnego U_r jest dokładny (np. z możliwością doregulowania) oraz, że w praktyce oba napięcia wejściowe wzmacniacza różnicowego są jednakowe; pominięto napięcie niezrównoważenia wzmacniacza i prądy polaryzacji jego wejść. Najpierw obliczono elementy dzielnika:

$$U_i \approx U_f = U_o \quad \text{czyli} \quad k_{uf} = \frac{U_o}{U_i} = 1,000 \frac{\text{V}}{\text{V}}, \quad (12.1.1)$$

$$U_i = U_r \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{U_r}{D_r} \rightarrow D_r = \frac{U_r}{U_i} = \frac{U_r}{U_o} = \frac{5,000 \text{ V}}{2,000 \text{ V}} = 2,500, \quad (12.1.2)$$

$$\text{stad} \quad D_r = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{R_1}{R_2} + 1 = 2,500, \quad (12.1.3)$$

$$\frac{R_1}{R_2} = 1,500, \text{ np. } R_1 = 3,300\text{k}\Omega, R_2 = 2,200\text{k}\Omega. \quad (12.1.4)$$

Rozdzielczość zapisu wartości rezystorów dostosowano tutaj do rozdzielczości wartości obu napięć, podanych w treści. Następnie obliczono niezbędną wartość wzmocnienia wzmacniacza różnicowego k_u przed zamknięciem pętli sprzężenia zwrotnego, na podstawie żądanej wartości napięciowego współczynnika stabilizacji:

$$G_u = \frac{k_{uf}}{k_u} = \frac{1}{F}, \quad (12.1.5)$$

$$k_u = F \cdot k_{uf} = \frac{k_{uf}}{G_u} \geq \frac{1,000}{5,0 \cdot 10^{-4}} \frac{\text{V}}{\text{V}} = 2,0 \cdot 10^3 \frac{\text{V}}{\text{V}}. \quad (12.1.6)$$

A teraz kolej na obliczenie rezystancji wyjściowej wzmacniacza R_o (sprężenie zwrotne jest napięciowo-szeregowe):

$$R_{of} = \frac{R_o}{F} = R_o \cdot G_u \rightarrow R_o = \frac{R_{of}}{G_u} \leq \frac{10 \cdot 10^{-3}}{5,0 \cdot 10^{-4}} \Omega = 20 \Omega. \quad (12.1.7)$$

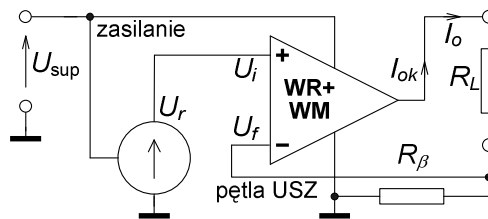
Odp. Dzielnik U_r : podział $D_r = 2,500 \text{ V/V}$, $R_1 = 3,300 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2,200 \text{ k}\Omega$.
Wzmacniacz: $k_u \geq 2,0 \cdot 10^3 \text{ V/V}$, $R_o \leq 20 \Omega$.

Zad. 12.2. Problematyka: stabilizator kompensacyjny prądu stałego, układ ze sprzężeniem zwrotnym, dobór elementów układu.

Treść zadania

W kompensacyjnym stabilizatorze prądu stałego o pracy ciągłej zastosowano wzmacniacz napięciowy, który wraz z wyjściowym stopniem mocy ma transadmitancję $k_y \geq 22 \text{ S}$ i rezystancję wyjściową R_o około 80Ω przy otwartej pętli USZ i obciążeniu wyjścia $R_L = 500 \Omega$. Źródło napięcia odniesienia ma $U_r = 1,250 \text{ V}$, zasilające $U_{\text{sup}} = 30 \text{ V}$ a prąd wyjściowy stabilizatora powinien mieć $I_o = 20,00 \text{ mA}$. Oblicz w tych warunkach rezystor w czwórniku β oraz parametry stabilizatora: rezystancję wyjściową i oba współczynniki stabilizacji, G_i i S_i . Pomiń wejściowe napięcie niezrównoważenia wzmacniacza oraz prądy wpływające do jego wejść.

Rozwiązanie



Rys. 12.2.1. Kompensacyjny stabilizator prądu ze wzmacniaczem transadmitancyjnym do zad. 12.2.

W stabilizatorze wyróżniono trzy bloki (rys. 12.2.1): źródło referencyjne U_r , rezystor R_β przetwarzający prąd I_o na napięcie zwrotne U_f i wzmacniacz różnicowy WR wraz ze stopniem mocy WM, dla którego zdefiniowano w zadaniu łączną transadmitancję typu admitancyjnego k_y . Przyjęto podobnie jak w poprzednim zadaniu,

że zmiana napięcia zasilania wpływa tylko na ostatni stopień wzmacniacza oraz nie uwzględniono wpływu zmiany temperatury wywołanej zmianą mocy wydzielającej się w układzie wskutek zmiany napięcia zasilania lub rezystancji obciążenia.

Wypadkowa, zastępcza transadmitancja w układzie, po zamknięciu pętli USZ

$$k_{yf} = \frac{I_o}{U_r} = \frac{20,00}{1,250} \text{ mS} = 16,00 \text{ mS}, \quad (12.2.1)$$

a transmitancja β bloku sprzężenia zwrotnego, typu impedancyjnego, równa w praktyce rezystancji rezystora R_β , przy założeniu, że USZ jest bardzo silne

$$\beta_z = R_\beta = \frac{U_f}{I_o} \approx \frac{1}{k_{yf}} = \frac{U_r}{I_o} = \frac{1,250}{20,00 \cdot 10^{-3}} \Omega = 62,50 \Omega. \quad (12.2.2)$$

Dołączenie rezystora R_β szeregowo z obciążeniem R_L do wyjścia zmienia warunki pracy wzmacniacza, należy zatem obliczyć nową transadmitancję, dla układu obciążonego sumą rezystancji $R_L + R_\beta$. Oznaczono ją k_{y2} , natomiast podaną w treści zadania, przy obciążeniu wyjścia tylko przez R_L jako k_{y1} :

$$k_{y1} = k_y|_{R_L} = k_{y0} \frac{R_o}{R_o + R_L} \geq 22 \text{ S} \quad \rightarrow \quad k_{y0} = k_{y1} \left(1 + \frac{R_L}{R_o} \right), \quad (12.2.3)$$

$$k_{y2} = k_y|_{R_L + R_\beta} = k_{y0} \frac{R_o}{R_o + R_L + R_\beta} = k_{y1} \frac{R_o + R_L}{R_o + R_L + R_\beta} \geq$$

$$22 \frac{80 + 500}{80 + 500 + 62,5} \text{ S} = 22 \cdot 0,903 \text{ S} = 19,9 \text{ S}. \quad (12.2.4)$$

Jak wynika z obliczeń, transmitancja przed zamknięciem pętli zmalała o około 10 %. Tą nową wartość podstawiono do zależności na różnicę zwrotną

$$F = \left| \frac{k_{y2}}{k_{yf}} \right| \geq \frac{19,9}{16 \cdot 10^{-3}} = 1,24 \cdot 10^3. \quad (12.2.5)$$

Przy obliczeniu rezystancji wyjściowej stabilizatora, czyli po zamknięciu pętli USZ, trzeba podstawić sumę rezystancji $R_o + R_\beta$, „widzianą” na wyjściowych zaciskach przez obciążenie. Zastępcza wyjściowa rezystancja stabilizatora jest F razy większa od tej sumy:

$$R_{of} = (R_o + R_\beta)F \geq (80 + 62,5) \cdot 1,24 \cdot 10^3 \Omega = 177 \text{ k}\Omega \approx 0,18 \text{ M}\Omega. \quad (12.2.6)$$

Na koniec obliczono współczynniki stabilizacji, G_i jako stosunek bezwzględnych zmian oraz S_i jako stosunek zmian względnych:

$$G_i = \frac{\Delta I_o}{\Delta U_{\text{sup}}} = \frac{\Delta I_o}{\Delta U_o} \cdot \frac{\Delta U_o}{\Delta U_{\text{sup}}} = \frac{1}{R_L + R_\beta} \cdot \frac{1}{1 + k_{u2}\beta_u} \approx$$

$$\approx \frac{1}{R_L + R_\beta} \cdot \frac{1}{k_{u2} \frac{R_\beta}{R_L + R_\beta}} = \frac{1}{R_\beta k_{u2}} =$$

$$= \frac{1}{R_\beta (R_\beta + R_L) k_{y2}} \leq \frac{1}{62,5(62,5 + 500)19,9} \text{ S} = 1,43 \mu\text{S}, \quad (12.2.7)$$

$$S_i = \frac{\delta I_o}{\delta U_{\text{sup}}} = \frac{\Delta I_o}{\Delta U_{\text{sup}}} \cdot \frac{U_{\text{sup}}}{I_o} = G_i \frac{U_{\text{sup}}}{I_o} \leq \quad (12.2.8)$$

$$1,43 \cdot 10^{-6} \frac{30}{20 \cdot 10^{-3}} \frac{\%}{\%} = 2,15 \cdot 10^{-3} \frac{\%}{\%}.$$

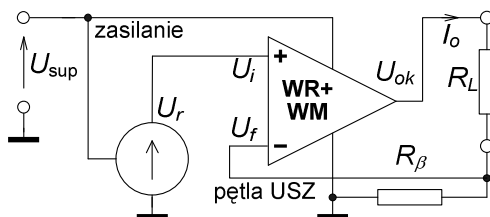
Odp. $R_\beta = 62,50 \Omega$, $R_{of} \geq 0,18 \text{ M}\Omega$, $G_i \leq 1,43 \mu\text{S}$, $S_i \leq 2,15 \cdot 10^{-3} \text{ \%/\%}$.

Zad. 12.3. Problematyka: stabilizator kompensacyjny prądu stałego, układ ze sprzężeniem zwrotnym, dobór elementów układu.

Treść zadania

Kompensacyjny stabilizator prądu o pracy ciągłej powinien mieć wyjściowy prąd $I_o = 50,00 \text{ mA}$, współczynnik stabilizacji $S_i \leq 0,001 \text{ \%/\%}$ i wyjściową rezystancję $R_{of} \geq 0,25 \text{ M}\Omega$ przy obciążeniu wyjścia rezystancją $R_L = 100 \Omega$. Źródło zasilania ma znamionowo $U_{\text{sup}} = 45 \text{ V}$ a źródło odniesienia $U_r = 2,500 \text{ V}$. Oblicz transadmitancję k_{yf} i różnicę zwrotną F stabilizatora, rezystor R_β oraz niezbędne wzmocnienie k_{u0} i rezystancję wyjściową R_o wzmacniacza napięciowego do układu. Przyjmij, że źródło U_r jest dokładne, stosuj przybliżone wzory oraz pomiń napięcie niezrównoważenia i prądy wejść wzmacniacza. Pomiń także wpływ na właściwości układu zmian mocy traconej w stopniu końcowym wzmacniacza przy zmianach U_{sup} i R_L .

Rozwiązanie



Rys. 12.3.1. Kompensacyjny stabilizator prądu ze wzmacniaczem napięciowym, złożonym ze wzmacniacza różnicowego (WR) i wyjściowego stopnia mocy (WM), jako przetwornik transadmitancyjny.

Problematyka w tym zadaniu jest bardzo zbliżona do poprzedniego, a nowością jest narzucenie zastosowania wzmacniacza napięciowego zamiast transadmitancyjnego. Spowoduje to konieczność przeliczenia parametrów wzmacniacza. Schemat blokowy układu z rys. 12.3.1 jest prawie taki sam jak na rys. 12.2.1, ze zmianą wielkości wyjściowej wzmacniacza na U_{ok} , co sygnalizuje inny jego typ. Wypadkowa transadmitancja takiego stabilizatora z definicji jest typu admityncyjnego:

$$k_{yf} = \frac{I_o}{U_i} = \frac{I_o}{U_r} = \frac{50,00}{2,500} \text{ mS} = 20,00 \text{ mS}. \quad (12.3.1)$$

Rezystor R_β w pętli USZ definiuje transadmitancję β bloku sprzężenia zwrotnego, która dla takiego sprzężenia, prądowo-szeregowego jest typu impedancyjnego:

$$R_\beta = \beta_z = \frac{U_f}{I_o} \approx \frac{U_r}{I_o} = \frac{1}{k_{yf}} = \frac{1}{20,00} \text{ k}\Omega = 50,00 \Omega. \quad (12.3.2)$$

Wykorzystano zależności (12.2.7) i (12.2.8) z poprzedniego zadania do obliczenia

niezbędnej k_y wzmacniacza przy obciążeniu jego wyjścia sumą rezystancji $R_L + R_\beta$:

$$G_i = S_i \frac{I_o}{U_{\text{sup}}} \approx \frac{1}{R_\beta(R_\beta + R_L)k_y} \quad \text{i w efekcie} \quad (12.3.3)$$

$$k_y = \frac{U_{\text{sup}}}{S_i I_o R_\beta (R_\beta + R_L)} \geq \frac{45}{10^{-3} \cdot 50 \cdot 10^{-3} \cdot 50(50 + 100)} S = 120 S.$$

Można już obliczyć różnicę zwrotną w układzie z pętlą sprzężenia zwrotnego

$$F = \left| \frac{k_y}{k_{yf}} \right| \geq \frac{120}{20 \cdot 10^{-3}} = 6,00 \cdot 10^3 \quad (12.3.4)$$

i dopuszczalną rezystancję wyjścia wzmacniacza R_o przed zamknięciem pętli;

$$R_{of} = (R_o + R_\beta)F$$

$$R_o = \frac{R_{of}}{F} - R_\beta \geq \left(\frac{0,25 \cdot 10^6}{6 \cdot 10^3} - 50 \right) \Omega = -8,33 \Omega. \quad (12.3.5)$$

Wynik ujemny świadczy o niezbyt wygórowanej wartości R_{of} żądanej w treści zadania. Pozwala to zastosować wzmacniacz napięciowy o niewielkiej rezystancji wyjściowej R_o . Przyjęto, że dopuszczalny spadek napięcia na tej rezystancji to maksimum 1 V, aby nie ograniczać zakresu zmian napięcia na rezystancji obciążenia R_L . Tak więc podstawiano w następnych obliczeniach $R_o = (0 \div 20) \Omega$.

Trzeba przeliczyć niezbędną transadmitancję wzmacniacza na wzmocnienie napięciowe k_{u0} , czyli zdefiniowane bez prądu obciążenia wyjścia:

$$k_u = k_y (R_\beta + R_L) \quad \text{oraz} \quad k_u = k_{u0} \frac{R_\beta + R_L}{R_o + R_\beta + R_L} \quad (12.3.6)$$

i w najgorszym przypadku, dla największej zakładanej rezystancji wyjściowej R_o

$$k_{u0} = k_y (R_o + R_\beta + R_L) \geq 120(20 + 50 + 100) \frac{V}{V} = 20,4 \cdot 10^3 \frac{V}{V}. \quad (12.3.7)$$

Odp. $k_{yf} = 20,00 \text{ mS}$, $F \geq 6000$, $R_\beta = 50,00 \Omega$, $k_{u0} \geq 20,4 \text{ V/mV}$, $R_o = (0 \div 20) \Omega$.

13. UKŁADY NIELINIOWE NA RZECZYWISTYM WZMACNIACZU OPERACYJNYM

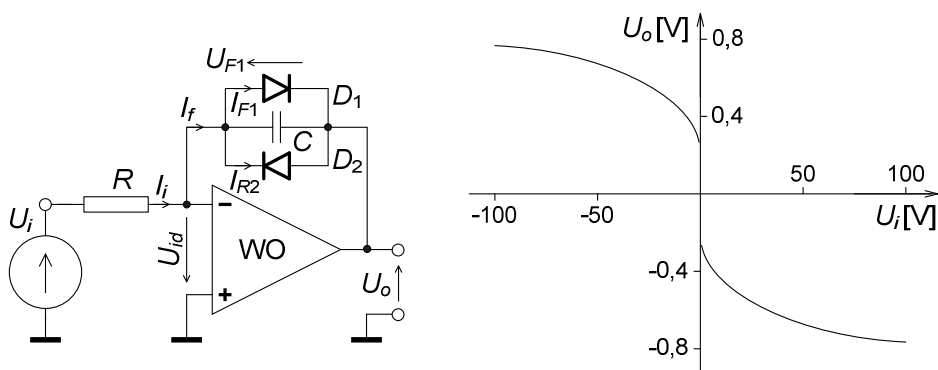
Zad. 13.1. Problematyka: zastosowanie wzmacniacza operacyjnego w nieliniowych układach ze sprzężeniem zwrotnym, przetwornik logarytmujący, wpływ niedoskonałości WO.

Treść zadania

W przetworniku logarytmującym z silnym USZ (rys. 13.1.1), pracującym w II i IV ćwiartce prostokątnego układu współrzędnych, o znamionowej funkcji przetwarzania

$$U_o = A \cdot \ln(B \cdot U_i) \quad (13.1.1)$$

zastosowano WO o wzmacnieniu różnicowym $A_{v0} > 1 \cdot 10^5$ V/V, wejściowym prądzie polaryzacji $|I_{ib}| \leq 1,0$ nA, wejściowym napięciu niezrównoważenia $|U_{io}| \leq 0,20$ mV i wejściowej rezystancji różnicowej $R_{id} \geq 10$ M Ω .



Rys. 13.1.1. Schemat układu przetwornika logarytmującego z diodami oraz szkiełko charakterystyki przejściowej przy liniowych skalach wykresu.

W pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego tego wzmacniacza włączono dwie diody krzemowe, znamionowo identyczne o wartościach parametrów w równaniu wykładniczym, opisującym ich charakterystykę: współczynnik korekcyjny $M = 1,89$, wsteczny prąd nasycenia złącza $I_S = 3,0 \cdot 10^{-10}$ A oraz szeregową rezystancję statyczną $R_S \leq 1,0$ Ω . Przetwornik logarytmujący będzie pracował dla zakresu napięcia wejściowego $|U_i| = 10$ mV ÷ 100 V, w temperaturze otoczenia $\vartheta_a = 23,0^\circ\text{C}$. Przyjmij, że temperatura złącza diod jest taka sama jak otoczenia, $\vartheta_j \approx \vartheta_a$.

- Oblicz rezystor wejściowy, aby maksymalny prąd wejściowy $|I_{i\max}| = 1,0$ mA.
- Oblicz współczynniki A i B w zapisie (13.1.1) charakterystyki przetwornika.
- Oblicz zakres napięcia wyjściowego $|U_{o\min}| \div |U_{o\max}|$.
- Oblicz błędy względne przetwarzania, w procentach napięcia wyjściowego, spowodowane niedoskonałościami WO i diod, przy stałych wartościach wejściowego sygnału.

Rozwiązanie

Układ najprostszego przetwornika logarytmującego (rys. 13.1.1) zawiera wzmacniacz operacyjny WO i pętlę USZ typu napięciowo-równoległego z elementami o wykładniczej charakterystyce $I = f(U)$, tutaj – diodami. Kondensator włączony równolegle do diod zmniejsza transmitancję dla sygnałów przemiennych; tłumi zakłócenia m.in. od sieci energetycznej i szumów. Taka konfiguracja, z wejściem prądowym w węźle przy wejściu odwracającym WO jest logarytmującym przetwornikiem $i \rightarrow u$. Dodatkowy rezystor R zmienia rodzaj znamionowej wielkości wejściowej z prądu na napięcie.

a) Układ połączeń na wejściu WO jak na rysunku to tzw. pozorna masa w węźle przy we-WO. Nie ma praktycznie różnicy potencjałów między wejściami WO ($U_{id} \Rightarrow 0 \text{ V}$). W takim przypadku:

$$I_i = \frac{U_i}{R}, \quad R = \frac{|U_{i\max}|}{|I_{i\max}|} = \frac{100 \text{ V}}{1,0 \text{ mA}} = 100 \text{ k}\Omega, \quad (13.1.2)$$

$$\text{i od razu} \quad |I_{i\min}| = \frac{|U_{i\min}|}{R} = \frac{10 \text{ mV}}{100 \text{ k}\Omega} = 0,10 \mu\text{A} = 100 \text{ nA}. \quad (13.1.3)$$

b) Przyjęto wstępnie do analizy dodatnią wartość U_i , co oznacza, że dioda D_1 przewodzi, D_2 jest zatkana a wartość napięcia wyjściowego U_o jest ujemna. Jest to część charakterystyki przejściowej w IV ćwiartce układu współrzędnych (rys. 13.1.1):

$$U_o = -U_{F1} \quad \text{bo} \quad U_{id} \Rightarrow 0 \text{ V}, \quad (13.1.4)$$

$$I_i = \frac{U_i}{R} = I_{F1} + I_{R2}; \quad (13.1.5)$$

wejściowy prąd układu jest sumą prądu przewodzenia I_{F1} diody D_1 i prądu wstecznego I_{R2} diody D_2 , pominięto na razie wejściowy prąd WO, wpływający do jego we-

$$I_{F1} = I_{S1} \left[\exp\left(\frac{U_{F1}}{M \cdot \varphi_T}\right) - 1 \right] \quad \text{a} \quad I_{R2} \approx I_{S2} \quad \text{przy} \quad U_{R2} = U_{F1} \quad (13.1.6)$$

$$I_i = I_{S1} \left[\exp\left(\frac{U_{F1}}{M \cdot \varphi_T}\right) - 1 \right] + I_{R2} = I_{S1} \cdot \exp\left(\frac{U_{F1}}{M \cdot \varphi_T}\right) + (-I_{S1} + I_{S2}).$$

Diody są z założenia identyczne i ich wsteczne prądy nasycenie są jednakowe

$$I_{S1} = I_{S2} = I_S, \quad I_i = \frac{U_i}{R} = I_S \cdot \exp\left(\frac{-U_o}{M \cdot \varphi_T}\right), \quad \frac{U_i}{I_S \cdot R} = \exp\left(\frac{-U_o}{M \cdot \varphi_T}\right), \quad (13.1.7)$$

$$U_o = -M \cdot \varphi_T \cdot \ln\left(\frac{U_i}{I_S \cdot R}\right), \quad (13.1.8)$$

a potencjał elektrotermiczny φ_T (k – stała Boltzmanna, q – ładunek elementarny, T – temperatura w Kelwinach, równa 296,2 K przy 23,0 °C)

$$\varphi_T = \frac{k \cdot T}{q} = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K} \cdot 296,2 \text{ K}}{1,60 \cdot 10^{-19} \text{ C}} = 25,5 \text{ mV}. \quad (13.1.9)$$

Współczynniki w opisie charakterystyki (porównaj zal. (13.1.1) i (13.1.8)):
gdy U_i dodatnie tj. IV ćwiartka układu współrzędnych na rys. 13.1.1

$$A = -M \cdot \varphi_T = -1,89 \cdot 25,5 \text{ mV} = -48,2 \text{ mV}, \quad (13.1.10)$$

$$B = \frac{1}{I_S \cdot R} = \frac{1}{3,0 \cdot 10^{-10} \text{ A} \cdot 10^5 \Omega} = 3,33 \cdot 10^4 \frac{1}{\text{V}}, \quad (13.1.11)$$

a gdy U_i ujemne tj. II ćwiartka układu współrzędnych

$$A = M \cdot \varphi_T = 48,2 \text{ mV}, \quad B = \frac{-1}{I_S \cdot R} = -3,33 \cdot 10^4 \frac{1}{\text{V}}, \quad (13.1.12)$$

c) Obliczono już współczynniki w opisie charakterystyki, można teraz obliczyć przedział zmian napięcia wyjściowego:

$$|U_o| = |A| \cdot \ln(B \cdot U_i), \quad (13.1.13)$$

$$\begin{aligned} |U_{o\min}| &= |A| \cdot \ln(B \cdot U_{i\min}) = 48,2 \text{ mV} \cdot \ln\left(3,33 \cdot 10^4 \frac{1}{\text{V}} \cdot 10^{-2} \text{ V}\right) = \\ &= 48,2 \text{ mV} \cdot \ln(3,33 \cdot 10^2) = (48,2 \cdot 5,81) \text{ mV} = 280 \text{ mV}, \end{aligned} \quad (13.1.14)$$

$$\begin{aligned} |U_{o\max}| &= |A| \cdot \ln(B \cdot U_{i\max}) = 48,2 \text{ mV} \cdot \ln\left(3,33 \cdot 10^4 \frac{1}{\text{V}} \cdot 10^2 \text{ V}\right) = \\ &= 48,2 \text{ mV} \cdot \ln(3,33 \cdot 10^6) = (48,2 \cdot 15,0) \text{ mV} = 723 \text{ mV}. \end{aligned} \quad (13.1.15)$$

d) Przetwornik pracuje nieliniowo; trzeba najpierw określić tzw. propagację błędów, tj. jak błędy zdefiniowane dla wejścia będą się przenosiły na wyjście. Zrobiono to wyznaczając pochodną cząstkową napięcia wyjściowego po wejściowym prądzie:

$$\text{ponieważ} \quad U_o = A \cdot \ln(B \cdot U_i) = A \cdot \ln\left(\frac{I_i}{I_S}\right) \quad (13.1.16)$$

$$\text{to} \quad \frac{\partial U_o}{\partial I_i} = A \cdot \frac{I_S}{I_i} \cdot \frac{1}{I_S} = \frac{A}{I_i} \quad \rightarrow \quad \Delta U_o = A \frac{\Delta I_i}{I_i}, \quad (13.1.17)$$

czyli błąd względny wejściowego prądu $\delta_{I_i} = \frac{\Delta I_i}{I_i}$ przekłada się na błąd bezwzględny

wyjściowego napięcia ΔU_o . Przełożenie w drugą stronę też obowiązuje.

d1) Wpływ niedoskonałości WO. Zaczęto analizę od oszacowania napięcia różnicowego U_{id} , wynikającego ze skończonego wzmocnienia A_{v0} i porównania z podanym wejściowym napięciem niezrównoważenia U_{io} :

$$\begin{aligned}
 U_{id} &= \frac{U_o}{A_{V0}} \quad \rightarrow \quad |U_{id}| = \frac{|U_{o \min}| \div |U_{o \max}|}{A_{V0}} = \\
 &= \frac{280 \div 723}{10^5} \text{ mV} = (2,80 \div 7,23) \mu\text{V}.
 \end{aligned}
 \tag{13.1.18}$$

Taki przedział wejściowego napięcia różnicowego WO z jednej strony jest przynajmniej 28 razy mniejszy od wejściowego napięcia niezrównoważenia $|U_{io}| = 0,20 \text{ mV}$. A z drugiej strony daje znikomą wartość prądu do we-WO, pochodzącego od sygnału; nie należy utożsamiać tego prądu z prądem polaryzacji wejścia WO! Istotna dla tego obliczenia rezystancja jest praktycznie równa wejściowej rezystancji różnicowej WO: $R_{id} \geq 10 \text{ M}\Omega$:

$$\begin{aligned}
 I_{i-} &\approx \frac{-U_{id}}{R_{id}} \quad \Rightarrow \quad |I_{i-}| = \frac{|U_{id \min}| \div |U_{id \max}|}{R_{id}} = \\
 &\leq \frac{(2,80 \div 7,23) \mu\text{V}}{10 \text{ M}\Omega} = (2,80 \div 7,23) \cdot 10^{-13} \text{ A} = (0,280 \div 0,723) \text{ pA}.
 \end{aligned}
 \tag{13.1.19}$$

Tak mały przedział tego prądu wynika z małego zakresu zmian napięcia wyjściowego WO, wskutek operacji logarytmowania. Górna wartość tego przedziału w (13.1.19) jest około 1,4 tysiąca razy mniejsza od prądu polaryzacji wejścia WO, natomiast najmniejszy wejściowy sygnał prądowy I_i jest 360 tysięcy razy większy od dolnej granicy obliczonego w (13.1.19) przedziału. Można zatem w podsumowaniu stwierdzić, że skończone wartości wzmocnienia i wejściowej rezystancji WO dają niedokładności znacznie mniejsze od innych niedoskonałości WO: wejściowego napięcia niezrównoważenia U_{io} oraz wejściowego prądu polaryzacji I_{ib} .

Wymienione wielkości: U_{io} , I_{ib} będą miały największy wpływ przy minimalnym sygnale wejściowym $|U_{i \min}| = 10 \text{ mV}$, gdy $|I_{i \min}| = 100 \text{ nA}$. Podane w tekście zadania wartości: napięcia niezrównoważenia $|U_{io}| \leq 0,2 \text{ mV}$ i prądu polaryzacji $|I_{ib}| \leq 1,0 \text{ nA}$ są błędami adytywnymi – bezwzględny, ale różnych wielkości, napięcia i prądu. Trzeba je zatem przeliczyć na błędy względne, bo po tej operacji można będzie je porównywać. Błąd względny na wejściu, spowodowany napięciem niezrównoważenia

$$\delta_i(U_{io}) = \frac{|U_{io}|}{|U_{i \min}|} \cdot 100\% \leq \frac{0,20 \text{ mV}}{10 \text{ mV}} \cdot 100\% = 2,0\% \tag{13.1.20}$$

oraz błąd względny na wejściu, spowodowany prądem polaryzacji

$$\delta_i(I_{ib}) = \frac{|I_{ib}|}{|I_{i \min}|} \cdot 100\% \leq \frac{1,0 \text{ nA}}{100 \text{ nA}} \cdot 100\% = 1,0\%. \tag{13.1.21}$$

Czytelnik sam może sprawdzić, że przy największym wejściowym sygnale powyższe błędy będą odpowiednio $2,0 \cdot 10^{-4}\%$ i $1,0 \cdot 10^{-4}\%$. Nie przedłużano analizy na sposób sumowania obu tych błędów, bowiem do tego należałoby poczynić niezbyt uprawnione założenia (bez danych w treści) o ich rozkładzie. Poprzestano zatem na wartościach błędów cząstkowych.

d2) Wpływ niedoskonałości diod. Pominięto tutaj, zgodnie z tekstem zadania, wpływy zmian temperatury złączy diod. Różnice między prawdziwymi a znamionowymi wartościami parametrów diod: I_S i M wpłyną po pierwsze na współczynniki A i B w zapisie charakterystyki przetwarzania. Mogą się one różnić od znamionowych,

obliczonych w (13.1.10-13.1.12) a także między obu gałęziami charakterystyki układu. Można to sprawdzić na gotowym przetworniku, wyznaczając doświadczalnie współczynniki jego charakterystyki w zakresie średnich napięć wejściowych, np. $U_i = \pm (1,0 \pm 10)V$.

Po drugie istotna jest rozbieżność między wstecznymi prądami nasycenia I_{S2} i I_{S1} (stosunek może osiągać nawet kilkadziesiąt) przy przetwarzaniu najmniejszych napięć wejściowych. Przyjęto do analizy najgorszy przypadek, że np. $I_{S1} = 3,0 \cdot 10^{-10} A$, a I_{S2} jest znacznie mniejszy – pomijalny. Wtedy w zależnościach (13.1.6-13.1.7) I_{R2} nie skompensuje I_{S1} i w zapisie równania (13.1.6) pozostanie w nawiasie składnik -1 . To oznacza pojawienie się błędu bezwzględnego, prądowego ΔI_i na wejściu i w konsekwencji względnego δ_i , o maksymalnych wartościach

$$\Delta I_i(I_S) = |I_{S1}| = 3,0 \cdot 10^{-10} A = 0,30 \text{ nA}, \quad (13.1.22)$$

$$\delta_i(I_S) = \frac{|I_{S1}|}{|I_{i \min}|} \cdot 100 \% \leq \frac{0,30 \text{ nA}}{100 \text{ nA}} \cdot 100 \% = 0,30 \% . \quad (13.1.23)$$

Szeregowa rezystancja diody wprowadza dodatkowy spadek napięcia; dodaje się on do napięcia na złączu U_F i ma największą wartość przy górnej granicy prądu wejściowego. Rezultatem jest wyjściowy błąd bezwzględny, napięciowy $\Delta U_o(R_S)$ oraz względny, o wartościach:

$$\Delta U_o(R_S) = |\Delta U_F(R_S)| = |I_i| \cdot R_S \leq 1,0 \text{ mA} \cdot 1,0 \Omega = 1,0 \text{ mV}, \quad (13.1.24)$$

$$\delta_o(R_S) = \frac{\Delta U_o(R_S)}{|U_{o \max}|} \cdot 100 \% \leq \frac{1,0 \text{ mV}}{723 \text{ mV}} \cdot 100 \% = 0,14 \% . \quad (13.1.25)$$

d3) Rezystor R wprowadza niedokładność przetworzenia wejściowego sygnału napięciowego na prąd wejściowy, zależną od względnej odchyłki δ_R jego wartości rzeczywistej od znamionowej. Spowodowany tym błąd względny na wejściu nie jest zależny od wartości sygnału: $\delta_i(\delta_R) = -\delta_R = \text{const}$.

Na koniec zestawiono w tabeli 13.1.1 wyniki wykonanych obliczeń błędów dla trzech wartości wejściowego sygnału. Pozostawiono Czytelnikowi porównanie poziomów błędów i wyciągnięcie wniosków, które z nich są krytyczne dla tego układu. Oczywiście można porównywać tylko błędy przeliczone na jedną stronę układu, np. na wyjście.

Odp. a) $R = 100 \text{ k}\Omega$,

b) w IV ćwiartce $A = -48,2 \text{ mV}$, $B = 3,33 \cdot 10^4 \text{ V}^{-1}$,

w II ćwiartce $A = 48,2 \text{ mV}$, $B = -3,33 \cdot 10^4 \text{ V}^{-1}$,

c) $|U_{o \min}| = 280 \text{ mV}$, $|U_{o \max}| = 723 \text{ mV}$,

d) wyniki zestawiono w tab. 13.1.1.

Tab. 13.1.1. Błędy odniesione do wejścia i wyjścia układu przetwornika, przy różnych poziomach wejściowego sygnału. Błędy prądowe na wejściu przeliczono na napięciowe mnożąc przez wartość rezystora R . Błędy na wejściu zamieniono na błędy wyjściowe i odwrotnie zgodnie z zał. (13.1.17).

	Przyczyna błędu	Rodzaj błędu ¹⁾	Maksymalny błąd dla modułu sygnału		
			$U_i = 10 \text{ mV}$, $I_i = 100 \text{ nA}$, $U_o = 0,280 \text{ V}$	$U_i = 1,0 \text{ V}$, $I_i = 10 \text{ }\mu\text{A}$, $U_o = 0,502 \text{ V}$	$U_i = 100 \text{ V}$, $I_i = 1,0 \text{ mA}$, $U_o = 0,723 \text{ V}$
Błędy zdefiniowane dla wejścia	WO: wejściowe napięcie niezrównoważenia $U_{io} \leq 0,20 \text{ mV}$	Δ_i	0,20 mV		
		δ_i	2,0%	$2,0 \cdot 10^{-2} \%$	$2,0 \cdot 10^{-4} \%$
	WO: prąd polaryzacji wejścia $I_{ib} \leq 1,0 \text{ nA}$	Δ_i	0,10 mV		
		δ_i	1,0%	$1,0 \cdot 10^{-2} \%$	$1,0 \cdot 10^{-4} \%$
	Diody: różnica wstecznych prądów nasycenia I_S	Δ_i	0,030 mV		
		δ_i	0,30%	$3,0 \cdot 10^{-3} \%$	$3,0 \cdot 10^{-5} \%$
	Diody: szeregową rezystancją statyczną $R_S \leq 1,0 \text{ }\Omega$	Δ_i	21 nV	0,21 mV	2,1 V
		δ_i	$2,1 \cdot 10^{-4} \%$	$2,1 \cdot 10^{-2} \%$	2,1%
	Rezystor R : wartość rzeczywista różna od znamion. np. o 0,50%	Δ_i	50 μV	5,0 mV	0,50 V
		δ_i	0,50%		
Te same błędy zdef. dla wyjścia	WO: wejściowe napięcie niezrównoważenia $U_{io} \leq 0,20 \text{ mV}$	Δ_o	0,96 mV	9,6 μV	96 nV
		δ_o	0,34%	$1,9 \cdot 10^{-3} \%$	$1,3 \cdot 10^{-5} \%$
	WO: prąd polaryzacji wejścia $I_{ib} \leq 1,0 \text{ nA}$	Δ_o	0,48 mV	4,8 μV	48 nV
		δ_o	0,17%	$9,6 \cdot 10^{-4} \%$	$6,6 \cdot 10^{-6} \%$
	Diody: różnica wstecznych prądów nasycenia I_S	Δ_o	0,14 mV	1,4 μV	14 nV
		δ_o	$5,2 \cdot 10^{-2} \%$	$2,9 \cdot 10^{-4} \%$	$2,0 \cdot 10^{-6} \%$
	Diody: szeregową rezystancją statyczną $R_S \leq 1,0 \text{ }\Omega$	Δ_o	0,10 μV	10 μV	1,0 mV
		δ_o	$3,6 \cdot 10^{-5} \%$	$2,0 \cdot 10^{-3} \%$	0,14%
	Rezystor R : wartość rzeczywista różna od znamion. np. o 0,50%	Δ_o	0,24 mV		
		δ_o	$8,6 \cdot 10^{-2} \%$	$4,8 \cdot 10^{-2} \%$	$3,3 \cdot 10^{-2} \%$
¹⁾ Δ – bezwzględny, δ – względny, indeks i – wejściowy, indeks o – wyjściowy.					

14. ELEMENTARNE UKŁADY TECHNIKI CYFROWEJ

Zad. 14.1. Problematyka: technika cyfrowa, układy kombinacyjne, realizacja funkcji logicznej.

Treść zadania

Funkcja logiczna jest zdefiniowana jako:

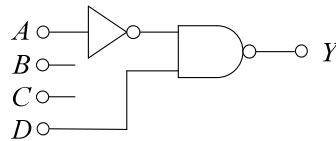
$$Y = A \cdot (A + \bar{B} + \overline{C \cdot D}) + \bar{D} . \quad (14.1.1)$$

Zrealizuj ją za pomocą funkcyj NOT i NAND. Najpierw przekształć formalnie funkcję a następnie narysuj schemat wykonawczego układu logicznego.

Rozwiązanie

Zapis (14.1.1) sugeruje możliwość zastosowania reguły pochłaniania i następnie jednego z praw de Morgana oraz podwójnej negacji:

$$Y = A \cdot (A + \bar{B} + \overline{C \cdot D}) + \bar{D} = A + \bar{D} = \overline{\overline{A \cdot D}} = \overline{\bar{A} \cdot D} . \quad (14.1.2)$$



Rys. 14.1.1. Schemat układu logicznego realizującego funkcję w zadaniu 14.1.

Zad. 14.2. Problematyka: technika cyfrowa, układy kombinacyjne, realizacja funkcji logicznej.

Treść zadania

Funkcja logiczna jest zdefiniowana jako:

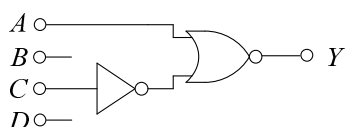
$$Y = \left(\bar{A} + \left(\bar{A} \cdot B \cdot \overline{C \cdot D} \right) \right) \cdot C . \quad (14.2.1)$$

Zrealizuj ją za pomocą funkcyj NOT i NOR. Najpierw przekształć formalnie funkcję a następnie narysuj schemat wykonawczego układu logicznego.

Rozwiązanie

Podobnie jak w poprzednim zadaniu zastosowano regułę pochłaniania, tyle że w innej postaci a następnie jedno z praw de Morgana i podwójną negację:

$$Y = \left(\bar{A} + \left(\bar{A} \cdot B \cdot \overline{C \cdot D} \right) \right) \cdot C = \bar{A} \cdot C = \overline{\overline{\bar{A} \cdot C}} = \overline{\bar{A} + C} . \quad (14.2.2)$$



Rys. 14.2.1. Schemat układu logicznego realizującego funkcję w zadaniu 14.2.

Zad. 14.3. Problematyka: technika cyfrowa, układy kombinacyjne, realizacja funkcji logicznej.

Treść zadania

Funkcja logiczna jest tak zdefiniowana:

$$y = (a \cdot \bar{b}) + (\bar{c} \cdot d) . \quad (14.3.1)$$

Zrealizuj ją za pomocą:

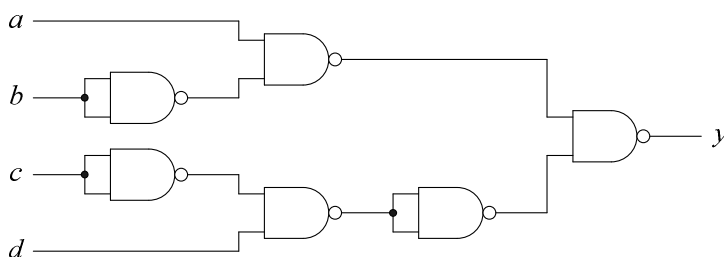
- wyłącznie funktores NAND dwuwejściowych,
- wyłącznie funktores NOR dwuwejściowych.

Najpierw przekształć formalnie funkcję a następnie narysuj schemat wykonawczego układu logicznego.

Rozwiązanie

Wykonanie na NAND'ach. Przekształcono tak funkcję, aby były tylko zanegowane iloczyny. Operacja negacji będzie zrealizowana funktorem NAND o połączonych wejściach, zgodnie z jednym z praw logiki dwustanowej $\bar{g} = \overline{g \cdot g}$:

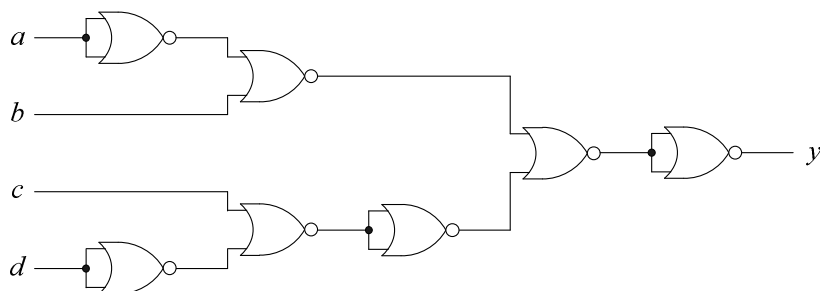
$$y = (a \cdot \bar{b}) + (\bar{c} \cdot d) = \overline{\overline{(a \cdot \bar{b})} \cdot \overline{(\bar{c} \cdot d)}} . \quad (14.3.2)$$



Rys. 14.3.1. Schemat układu na funktorach NAND, realizujący daną funkcję logiczną.

Wykonanie na NOR'ach. Przekształcono tak funkcję, aby były tylko zanegowane sumy. Operacja negacji będzie zrealizowana funktorem NOR o połączonych wejściach, zgodnie z jednym z praw logiki dwustanowej $\bar{g} = g + g$:

$$y = (a \cdot \bar{b}) + (\bar{c} \cdot d) = \overline{\overline{(a + b)} + \overline{(c + d)}} = \overline{\overline{(a + b)} + \overline{(c + d)}} . \quad (14.3.3)$$



Rys. 14.3.2. Schemat układu na funktorach NOR, realizujący zadaną funkcję logiczną.

Zad. 14.4. Problematyka: technika cyfrowa, tabela prawdy, funkcja logiczna i jej minimalizacja za pomocą tablicy Karnaugh’a, funktory logiczne.

Treść zadania

Funkcję logiczną, czyli związek między stanem wyjścia y a stanami wejść a, b, c, d zdefiniowano za pomocą tabeli prawdy (tab. 14.4.1). Ponieważ są cztery wejścia a logika jest dwustanowa (binarna), tabela ma 16 wierszy; wszystkie możliwe kombinacje stanów wejść. Masz za zadanie zminimalizować funkcję zadaną tabelą i zrealizować ją za pomocą funktorów logicznych.

Tab. 14.4.1. Tabela prawdy, definiująca związek między wejściami $a+d$ i wyjściem y .

a	b	c	d	y
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
0	1	0	0	0
1	1	0	0	1
0	0	1	0	0
1	0	1	0	1
0	1	1	0	0
1	1	1	0	1
0	0	0	1	1
1	0	0	1	0
0	1	0	1	1
1	1	0	1	0
0	0	1	1	1
1	0	1	1	1
0	1	1	1	1
1	1	1	1	0

Rozwiązanie

Rozwiązanie rozpoczęto od utworzenia tablicy Karnaugh’a (tab. 14.4.2). Najpierw podzielono zmienne wejściowe na dwie grupy ab i cd , następnie opisano krawędzie tabeli kombinacjami stanów tych zmiennych tak, aby kolejna para wartości różniła się od poprzedniej tylko na jednym bicie (pozycji), na koniec wypełniono komórki w tablicy wartościami y z tabeli prawdy tab. 14.4.1.

Tab. 14.4.2. Tablica Karnaugh'a do tabeli prawdy tab. 14.4.1.

$a b$ $c d$	00	10	11	01
00	0	1	1	0
10	0	1	1	0
11	1	1	0	1
01	1	0	0	1

Na szesnaście stanów y w tab. 14.4.2 mniej jest zer, tylko siedem a jedynek dziewięć. Spróbowano zatem wykonać łączenie grup zer i zapisać jego efekt. Jest jedna grupa czterokomórkowa i dwie dwukomórkowe (tab. 14.4.3). W tych dwóch grupach jedna komórka jest wspólna, o adresie $abcd = 1101$.

Tab. 14.4.3. Łączenie w grupy zer w tablicy Karnaugh'a.

$a b$ $c d$	00	10	11	01
00	0	1	1	0
10	0	1	1	0
11	1	1	0	1
01	1	0	0	1

Zapis dla grup zer, dlatego wynik to negacja y :

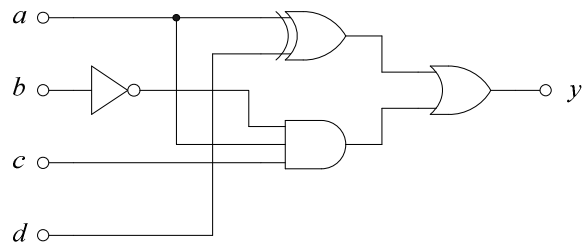
$$\bar{y} = \bar{a} \cdot \bar{d} + abd + a\bar{c}d = \bar{a} \cdot \bar{d} + ad(b + \bar{c}), \quad \text{teraz } y \quad (14.4.1)$$

$$\begin{aligned} y &= \overline{\bar{a} \cdot \bar{d} + ad(b + \bar{c})} = (\overline{\bar{a} \cdot \bar{d}}) \cdot \overline{ad(b + \bar{c})} = \\ &= (a + d) \cdot \left[\overline{\bar{a} \cdot \bar{d}} + \overline{(b + \bar{c})} \right] = (a + d) \cdot [a + d + (\bar{b} \cdot c)] = \\ &= \underbrace{a\bar{a}}_{=0} + a\bar{d} + \bar{a}d + \underbrace{d\bar{d}}_{=0} + (a + d)\bar{b}c = (a \oplus d) + (a + d)\bar{b}c. \end{aligned} \quad (14.4.2)$$

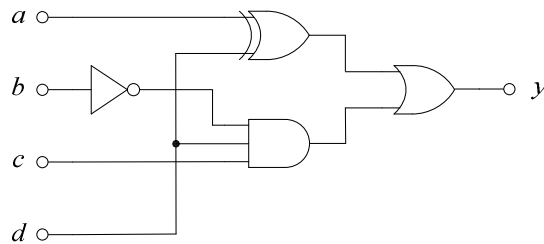
Końcowa wersja z zal. (14.4.2) nie jest jeszcze najprostsza. Jeżeli stany a, d są niezgodne, to pierwszy składnik – suma modulo 2 (czyli EX-OR) jest równa 1 i $y = 1$, niezależnie od wartości drugiego składnika. Natomiast dla zgodności $a = d$ suma modulo 2 wynosi zero, a w drugim składniku sumę $a + d$ można zastąpić przez $a a = a$ lub $d d = d$, zależnie co będzie wygodniejsze. Ostatecznie końcowy zapis ma formę:

$$y = (a \oplus d) + \bar{a}\bar{b}c \equiv (a \oplus d) + d\bar{b}c. \quad (14.4.3)$$

Odpowiednie realizacje za pomocą najprostszych funktorów pokazano na rys. 14.4.1 i 14.4.2.



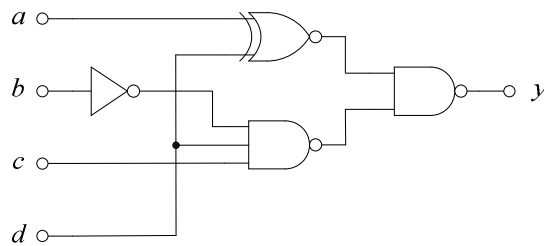
Rys. 14.4.1. Wersja pierwsza realizacji funkcji logicznej, zgodnie z pierwszym zapisem w (14.4.3).



Rys. 14.4.2. Wersja druga realizacji funkcji logicznej, zgodnie z drugim zapisem w (14.4.3).

Jeżeli będą dostępne jedynie funktory z negacją, to zapis i realizacja będą takie:

$$y = (a \oplus d) + d\bar{b}c = \overline{(a \oplus d)} \cdot \overline{(d\bar{b}c)} . \quad (14.4.4)$$



Rys. 14.4.3. Wersja trzecia realizacji funkcji logicznej, na funktorach z negacją.

Postanowiono jeszcze sprawdzić, czy łączenie w grupy jedynek w tab. 14.4.2 da taki sam wynik i ile będzie przekształceń. Teraz (tab. 14.4.4) są dwie duże, czterokomórkowe grupy. Pozostałą jedynekę można dołączyć do komórki z jednej z grup; wersje pokazano w tab. 14.4.4 i 14.4.5.

$$y = a \cdot \bar{d} + \bar{a} \cdot d + \bar{b}c = (a \oplus d) + \bar{a}\bar{b}c \quad (14.4.5)$$

Realizacja tej wersji jest taka sama jak na rys. 14.4.1. Inny sposób włączenia komórki o adresie $abcd = 1011$ do grupy dwukomórkowej pokazano w tab. 14.4.5.

$$y = a \cdot \bar{d} + \bar{a} \cdot d + \bar{b}cd = (a \oplus d) + \bar{b}cd \quad (14.4.6)$$

Tab. 14.4.4. Łączenie w grupy jedynek w tablicy Karnaugh'a, wersja 1.

$a b$	00	10	11	01
$c d$				
00	0	1	1	0
10	0	1	1	0
11	1	1	0	1
01	1	0	0	1

Tab. 14.4.5. Łączenie w grupy jedynek w tablicy Karnaugh'a, wersja 2.

$a b$	00	10	11	01
$c d$				
00	0	1	1	0
10	0	1	1	0
11	1	1	0	1
01	1	0	0	1

A realizacja tej wersji jest taka sama jak na rys. 14.4.2. Wykazano, że obie drogi, przez zera i jedyneki prowadzą do tego samego wyniku, ale mimo większej liczby jedynek, operacja na nich okazała się w tym zadaniu znacznie prostsza. Jest to w tym przypadku skutkiem większych grup po łączeniu.

15. DODATEK

W tym rozdziale zebrano następujące materiały:

Dod. 15.1. Znamionowe wartości elementów elektronicznych według tzw. szeregów zależnych od tolerancji.

Dod. 15.2. Formalne przeliczanie transmitancji liniowego unilateralnego czwórnika.

Dod. 15.3. Parametry jednostopniowych szerokopasmowych wzmacniaczy sygnałów przemiennych na tranzystorach bipolarnych, w układach: o wspólnym emiterze WE, o wspólnym kolektorze WC (wtórnik emiterowy), o wspólnej bazie WB.

Dod. 15.4. Wpływ sprzężenia zwrotnego na parametry robocze liniowego unilateralnego czwórnika.

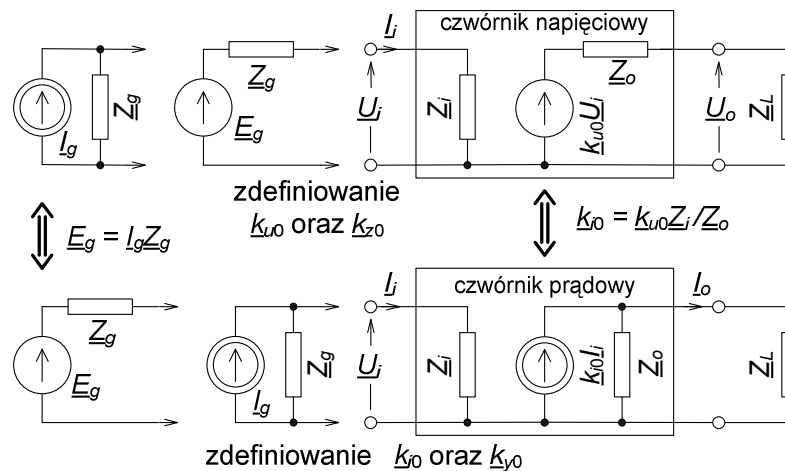
Dod. 15.1. Znamionowe wartości elementów elektronicznych według tzw. szeregów zależnych od tolerancji.

Tab. 15.1.1. Wartości w jednej dekadzie według szeregów uzależnionych od tolerancji.

L.p.	Szereg E-24 Tolerancja $\pm 5\%$	Szereg E-12 Tolerancja $\pm 10\%$	Szereg E-6 Tolerancja $\pm 20\%$
1	1,1		
2	1,2	1,2	
3	1,3		
4	1,5	1,5	1,5
5	1,6		
6	1,8	1,8	
7	2,0		
8	2,2	2,2	2,2
9	2,4		
10	2,7	2,7	
11	3,0		
12	3,3	3,3	3,3
13	3,6		
14	3,9	3,9	
15	4,3		
16	4,7	4,7	4,7
17	5,1		
18	5,6	5,6	
19	6,2		
20	6,8	6,8	6,8
21	7,5		
22	8,2	8,2	
23	9,1		
24	10,0	10,0	10,0
Komentarz	W dekadzie 24 wartości.	W dekadzie 12 wartości.	W dekadzie 6 wartości.

Dod. 15.2. Formalne przeliczanie transmitancji liniowego unilateralnego czwórnika.

Podane tutaj zależności dotyczą aktywnych czwórników liniowych; parametry w modelu czwórnika nie zależą od sygnału, oraz unilateralnych, czyli jednokierunkowych; sygnał jest przetwarzany z wejścia do wyjścia. Ogólnie transmitancje (opisujące transmisję sygnału, np. k_{u0}) są zespolone oraz na wejściu i wyjściu czwórnika są impedancje (rys. 15.2.1). Dla uproszczenia zapisu w zależnościach i tabelach pokazano przekształcanie dla wielkości rzeczywistych. Można tak postąpić dla układów przetwarzających napięcia i prądy stałe lub w środku pasma szerokopasmowych układów przetwarzających sygnały przemienne. W razie potrzeby można przejść na zapis zespolony transmitancji, zmieniając także odpowiednie rezystancje na impedancje.



Rys. 15.2.1. Równoważność formalnego opisu aktywnego czwórnika modelem liniowym i unilateralnym; pokazano przekształcanie modelu tego samego liniowego źródła sygnału wejściowego oraz modelu tego samego fizycznie istniejącego czwórnika.

Indeksy przy transmitancjach oznaczają:

u – napięciowa,	i – prądowa,
z – transimpedancja,	y – transadmitancja,
0 – własna czwórnika,	ef – efektywna (skuteczna) przy współpracy z rzeczywistym źródłem sygnału.

Indeksy przy rezystancjach oznaczają:

i – wejściowa czwórnika (input),	o – wyjściowa czwórnika (output),
L – obciążająca wyjście czwórnika (Load),	
g – źródła sygnału wejściowego (generator).	

W obrębie jednego typu transmitancji (np. napięciowej) obowiązują związki, zależne od podziału sygnału na wyjściu między R_L i R_o oraz na wejściu między R_i i R_g .

Transmitancja napięciowa, dzielniki sygnałów napięciowych na wejściu i wyjściu

$$\begin{aligned}
 k_u &\equiv \frac{u_o}{u_i} = k_{u0} \frac{R_L}{R_o + R_L} \xrightarrow{R_L \gg R_o} k_{u0}, \\
 k_{uef} &\equiv \frac{u_o}{e_g} = k_u \frac{R_i}{R_i + R_g} \xrightarrow{\substack{R_L \gg R_o \\ R_g \ll R_i}} k_{u0}.
 \end{aligned}
 \tag{15.2.1}$$

Transimpedancja, dzielnik sygnału prądowego na wejściu i napięciowego na wyjściu

$$k_z \equiv \frac{u_o}{i_i} = k_{z0} \frac{R_L}{R_o + R_L} \xrightarrow{R_L \gg R_o} k_{z0},$$

$$k_{z\text{ef}} \equiv \frac{u_o}{i_g} = k_z \frac{R_g}{R_i + R_g} \xrightarrow{\substack{R_L \gg R_o \\ R_g \gg R_i}} k_{z0}.$$
(15.2.2)

Transadmitancja, dzielnik sygnału napięciowego na wejściu i prądowego na wyjściu

$$k_y \equiv \frac{i_o}{u_i} = k_{y0} \frac{R_o}{R_o + R_L} \xrightarrow{R_L \ll R_o} k_{y0},$$

$$k_{y\text{ef}} \equiv \frac{i_o}{e_g} = k_y \frac{R_i}{R_i + R_g} \xrightarrow{\substack{R_L \ll R_o \\ R_g \ll R_i}} k_{y0}.$$
(15.2.3)

Transmitancja prądowa, dzielniki sygnałów prądowych na wejściu i wyjściu

$$k_i \equiv \frac{i_o}{i_i} = k_{i0} \frac{R_o}{R_o + R_L} \xrightarrow{R_L \ll R_o} k_{i0},$$

$$k_{i\text{ef}} \equiv \frac{i_o}{i_g} = k_i \frac{R_g}{R_i + R_g} \xrightarrow{\substack{R_L \ll R_o \\ R_g \gg R_i}} k_{i0}.$$
(15.2.4)

Aby wybraną, pierwotną transmitancję z pierwszego wiersza tabel 15.2.1÷15.2.3 przeliczyć na docelową transmitancję w ostatniej kolumnie, należy tą pierwszą pomnożyć przez zawartość komórki na przecięciu dwóch współrzędnych, transmitancji pierwotnej i docelowej, np. z tab. 15.2.1: $k_{y0} \cdot (R_i R_o) = k_{z0}$.

Tab. 15.2.1. Przeliczanie transmitancji charakterystycznej czwórnika (własnej, indeks 0), zdefiniowanej przy badaniu dla wyjściowego sygnału i stanu wyjścia: sygnał napięciowy – rozwarcie wyjścia, sygnał prądowy – zwarcie wyjścia.

transmitancja napięciowa, czyli wzmocnienie napięciowe $k_{u0} \times \downarrow$	trans-impedancja $k_{z0} \times \downarrow$	trans-admitancja $k_{y0} \times \downarrow$	transmitancja prądowa, czyli wzmocnienie prądowe $k_{i0} \times \downarrow$	algorytm przeliczania: z tego wiersza \downarrow $\times \Rightarrow$ na tą kolumnę
1	$(R_i)^{-1}$	R_o	R_o/R_i	= k_{u0}
R_i	1	$R_i \cdot R_o$	R_o	= k_{z0}
$(R_o)^{-1}$	$(R_i \cdot R_o)^{-1}$	1	$(R_i)^{-1}$	= k_{y0}
R_i/R_o	$(R_o)^{-1}$	R_i	1	= k_{i0}

Tab. 15.2.2. Przeliczanie transmitancji czwornika, zdefiniowanej jako stosunek wartości wybranych wielkości „wyjście/wejście”. Czwornik obciążony na wyjściu dowolną rezystancją R_L .

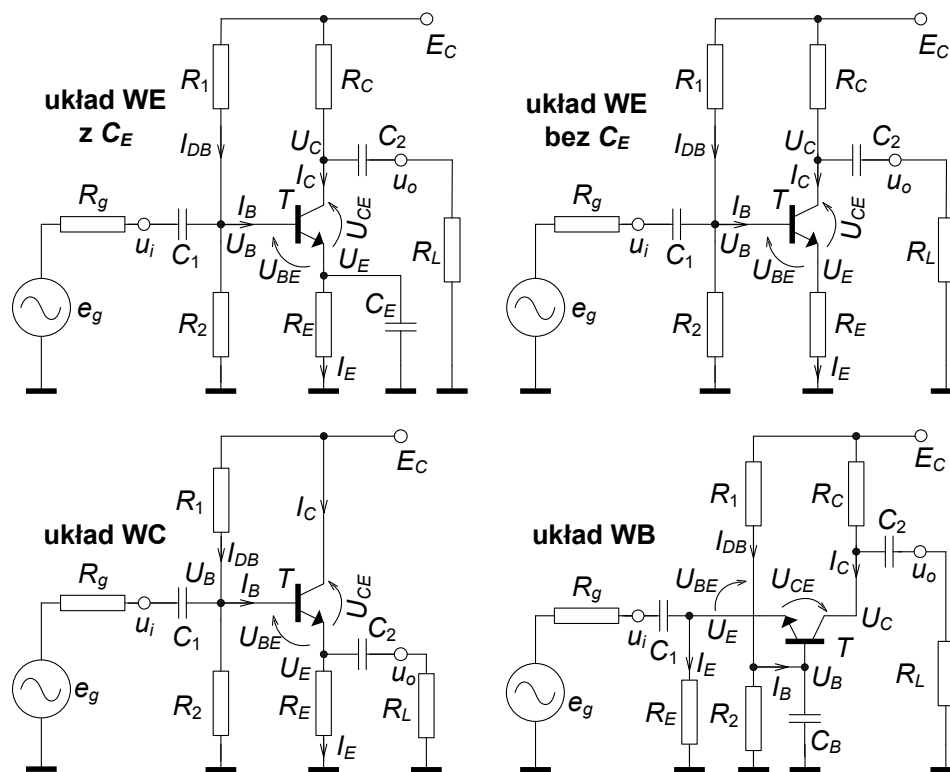
transmitancja napięciowa, czyli wzmocnienie napięciowe $k_u \times \downarrow$	trans-impedancja $k_z \times \downarrow$	trans-admitancja $k_y \times \downarrow$	transmitancja prądowa, czyli wzmocnienie prądowe $k_i \times \downarrow$	algorytm przeliczania: z tego wiersza \downarrow $\times \Rightarrow$ na tą kolumnę
1	$(R_i)^{-1}$	R_L	R_L/R_i	= k_u
R_i	1	$R_i \cdot R_L$	R_L	= k_z
$(R_L)^{-1}$	$(R_i \cdot R_L)^{-1}$	1	$(R_i)^{-1}$	= k_y
R_i/R_L	$(R_L)^{-1}$	R_i	1	= k_i
Uwaga! W stosunku do tab. 15.2.1 na miejsce R_o weszła R_L .				

Tab. 15.2.3. Przeliczanie transmitancji czwornika, zdefiniowanej jako stosunek wartości wybranych wielkości „wyjście/generator”. Generator (źródło) sygnału ma zastępczą rezystancję R_g , wyjście czwornika obciążone rezystancją R_L .

transmitancja napięciowa, czyli wzmocnienie napięciowe $k_{uef} \times \downarrow$	trans-impedancja $k_{zef} \times \downarrow$	trans-admitancja $k_{yef} \times \downarrow$	transmitancja prądowa, czyli wzmocnienie prądowe $k_{ief} \times \downarrow$	algorytm przeliczania: z tego wiersza \downarrow $\times \Rightarrow$ na tą kolumnę
1	$(R_g)^{-1}$	R_L	R_L/R_g	= k_{uef}
R_g	1	$R_g \cdot R_L$	R_L	= k_{zef}
$(R_L)^{-1}$	$(R_g \cdot R_L)^{-1}$	1	$(R_g)^{-1}$	= k_{yef}
R_g/R_L	$(R_L)^{-1}$	R_g	1	= k_{ief}
Uwaga! W stosunku do tab. 15.2.2 na miejsce R_i weszła R_g .				

Dod. 15.3. Parametry jednostopniowych szerokopasmowych wzmacniaczy sygnałów przemiennych na tranzystorach bipolarnych, w układach: o wspólnym emiterze WE, o wspólnym kolektorze WC (wtórnik emiterowy), o wspólnej bazie WB.

Przyjęto do opisu tych układów liniowe unilateralne czwórniki zastępcze. We wszystkich układach zastosowano tranzystory npn, dodatnie zasilanie, bazę tranzystora polaryzowano za pomocą dzielnika napięcia zasilającego układ. Zależności podano dla pracy układów w środku pasma częstotliwościowego, gdy parametry takich czwórników są rzeczywiste.



Rys. 15.3.1. Trzy podstawowe układy wzmacniaczy na tranzystorach bipolarnych (układ o wspólnym emiterze WE w dwóch wersjach), wraz ze źródłami sygnału wejściowego i obciążeniami wyjścia.

W tabeli 15.3.1 podano przykładowe wartości parametrów liniowych, unilateralnych modeli wzmacniaczy na tranzystorze bipolarnym. Wartości są orientacyjne, zależne od poziomu współczynnika wzmocnienia prądowego β tranzystora.

W dalszej części tekstu podano zależności do obliczania parametrów stałoprądowych, określających punkt pracy ppQ (z indeksem Q) oraz parametrów roboczych – małosygnałowych układu. Zastosowano uproszczenia, wynikające z warunków stałości punktu pracy. Przyjęto, że w układzie pracuje tranzystor npn krzemowy (Si) małej mocy.

Tab. 15.3.1. Zestawienie wartości parametrów roboczych (małosygnalowych) układów wzmacniaczy na tranzystorze bipolarnym.

Zdefiniowanie parametru		WE z C_E	WE bez C_E	WC wtórnik napięciowy	WB wtórnik prądowy
stosunek rezystancji wejścia do wyjścia	R_i/R_o	0,2÷1	1÷5	$\gg 1$	$\ll 1$
wzmocnienie napięciowe, $R_L \Rightarrow \infty \Omega$	k_{u0}	- (60÷600)	- (2÷20)	prawie + 1	+ (60÷600)
wzmocnienie prądowe, $R_L \Rightarrow 0 \Omega$	k_{i0}	- (40÷400)	- (4÷40)	+ (40÷400)	prawie + 1
wzmocnienie mocy, $R_L = R_o$	$k_{pmax} =$ $k_{u0}k_{i0}/4$	(0,6÷60)·10 ³	2÷200	10÷100	15÷150

Parametry określające punkt pracy tranzystora i układu:

wzmocnienie prądowe tranzystora, dynamiczne (przyrostowe) β i statyczne β_0

$$\beta \equiv \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \equiv h_{fe} \equiv h_{21e} \approx h_{21E} \equiv h_{FE} \equiv \beta_0 \equiv \frac{I_{CQ}}{I_{BQ}}, \quad (15.3.1)$$

napięcie na bazie względem masy przy założeniu pomijalnego obciążania dzielnika R_1R_2 przez prąd bazy

$$U_{BQ} \approx E_C \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad (15.3.2)$$

napięcie na emiterze względem masy

$$U_{EQ} = U_{BQ} - U_{BEQ} \approx U_{BQ} - 0,650 \text{ V}, \quad (15.3.3)$$

napięcie między kolektorem i emiterem

$$U_{CEQ} = E_C - I_{CQ}R_C - I_{EQ}R_E \approx E_C - I_{CQ}(R_C + R_E), \quad (15.3.4)$$

napięcie na kolektorze względem masy

$$U_{CQ} = E_C - I_{CQ}R_C, \quad (15.3.5)$$

prąd kolektora równy w praktyce prądowi emitera

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{U_{EQ}}{R_E}, \quad I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta_0}, \quad (15.3.6)$$

prąd dzielnika R_1R_2 przy założeniu pomijalnego obciążania przez prąd bazy

$$I_{DB} \approx \frac{E_C}{R_1 + R_2}, \quad (15.3.7)$$

zastępcza rezystancja w obwodzie bazy, równa równoległemu połączeniu R_1 i R_2

$$R_B = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (15.3.8)$$

Warunki stałości punktu pracy ppQ:

$$R_B \leq 0,1\beta_{0\min}R_E \quad \text{lub} \quad I_{DB} \geq (10 \div 20)I_{B\max}, \quad (15.3.9)$$

$$U_{EQ} \geq (1 \div 3)U_{BEQ}. \quad (15.3.10)$$

Parametry do małosygnałowego modelu układu:

dynamiczna rezystancja między bazą i emiterem, zdefiniowana od strony bazy

$$r_{be} \equiv h_{11e} \approx \beta_0 \frac{\varphi_T}{I_{CQ}} \approx \beta_0 \frac{26 \text{ mV}}{I_{CQ}}, \quad (15.3.11)$$

dynamiczna rezystancja między emiterem i bazą, zdefiniowana od strony emitera

$$r_{eb} \equiv h_{11b} = \frac{r_{be}}{\beta + 1}, \quad (15.3.12)$$

dynamiczna rezystancja między kolektorem i emiterem, zdefiniowana od strony kolektora

$$r_{ce} \equiv \frac{1}{h_{22e}} \approx \frac{U_Y}{I_{CQ}}, \quad (15.3.13)$$

dla krzemowego tranzystora npn małej mocy tzw. potencjał Earlie'go $U_Y \approx 200 \text{ V}$.

Dane do przykładu, z wynikami obliczeń z podanych wcześniej zależności:

$$\beta \approx \beta_0 = 200 \text{ A/A}, \quad \beta_{\min} \approx \beta_{0\min} = 150 \text{ A/A},$$

$$U_{BEQ} = 0,650 \text{ V}, \quad E_C = 20,0 \text{ V},$$

$$R_1 = 100 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 12,0 \text{ k}\Omega, \quad R_B = R_1 \parallel R_2 = 10,7 \text{ k}\Omega,$$

$$R_E = 750 \text{ }\Omega, \quad R_C = 5,10 \text{ k}\Omega,$$

$$R_g = (0 \div 2,00) \text{ k}\Omega, \quad R_L = (20,0 \div \infty) \text{ k}\Omega,$$

$$U_{BQ} = 2,15 \text{ V}, \quad U_{EQ} \approx I_{CQ}R_E = 1,50 \text{ V},$$

$$\begin{aligned}
 I_{CQ} \approx I_{EQ} = 2,00 \text{ mA}, & \quad I_{BQ} = 10,0 \text{ } \mu\text{A}, & \quad I_{DB} \equiv I_{R1} = 179 \text{ } \mu\text{A}, \\
 U_{CQ} = 9,80 \text{ V}, & \quad U_{CEQ} = 8,30 \text{ V}, & \quad \varphi_T \approx 26,0 \text{ mV}, \\
 r_{be} \equiv h_{11e} = 2,60 \text{ k}\Omega, & \quad r_{eb} \equiv h_{11b} = 12,9 \text{ } \Omega, & \quad r_{ce} \equiv 1/h_{22e} = 100 \text{ k}\Omega.
 \end{aligned}$$

Tab. 15.3.2. Parametry robocze – małosygnalowe wzmacniaczy w układzie ze wspólnym emiterem (WE), z kondensatorem C_E i bez niego. Wartości obliczone zgodnie z danymi po zal. (15.3.13).

Parametr	Zależność i przykład wartości dla układu	
	Układ WE z C_E	Układ WE bez C_E
Wzmocnienie napięciowe k_{u0} oraz przybliżenie \approx	$-\beta \frac{R_C \parallel r_{ce}}{r_{be}} = -373 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ $-R_C I_{CQ} / \varphi_T = -392 \frac{\text{V}}{\text{V}}$	$-\frac{R_C}{R_E} \left[1 - \frac{1}{\beta} - \frac{R_E}{r_{ce} + R_C} - \frac{r_{be}}{\beta R_E} \right] = -6,60 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ $-R_C / R_E = -6,80 \frac{\text{V}}{\text{V}}$
Wzmocnienie prądowe k_{i0} oraz przybliżenie \approx	$-\beta \frac{R_B}{R_B + r_{be}} = -161 \frac{\text{A}}{\text{A}}$ $-0,8\beta = -160 \frac{\text{A}}{\text{A}}$	$-\frac{R_B}{R_E} \left[1 - \frac{1}{\beta} \left(1 + \frac{R_B + r_{be}}{R_E \parallel r_{ce}} \right) \right] = -12,9 \frac{\text{A}}{\text{A}}$ $-R_B / R_E = -14,3 \frac{\text{A}}{\text{A}}$
Rezystancja wejściowa R_i oraz przybliżenie \approx	$R_B \parallel r_{be} = 2,09 \text{ k}\Omega$ $0,8r_{be} = 2,08 \text{ k}\Omega$	$R_B \parallel \left[r_{be} + \frac{r_{ce} R_E (\beta + 1)}{r_{ce} + R_E + R_C \parallel R_L} \right] =$ $= (9,96 \div 9,97) \text{ k}\Omega$ $R_B = 10,7 \text{ k}\Omega$
Rezystancja wyjściowa R_o oraz przybliżenie \approx	$R_C \parallel r_{ce} = 4,85 \text{ k}\Omega$ $R_C = 5,10 \text{ k}\Omega$	$R_C \parallel r_{ce} \left[1 + \frac{\beta R_E}{R_E + r_{be} + R_B \parallel R_g} \right] = 5,09 \text{ k}\Omega$ $R_C = 5,10 \text{ k}\Omega$
Stosunek rezystancji wejściowej do wyjściowej R_i/R_o oraz z przybliżeń \approx	0,431 0,408	1,96 2,10

W układzie WE bez kondensatora C_E zmienna jest resztkowa zależność rezystancji wejściowej R_i od rezystancji obciążenia układu R_L oraz rezystancji wyjściowej R_o od rezystancji źródła sygnału R_g . Jest to skutek zastosowania w tym układzie ujemnego sprzężenia zwrotnego za pomocą rezystora R_E , łączącego obwód wejściowy i wyjściowy. Oznacza to, że ten czwórnik nie jest w pełni unilateralny, ale zmiany obu rezystancji układu są niewielkie i w praktyce pomijalne.

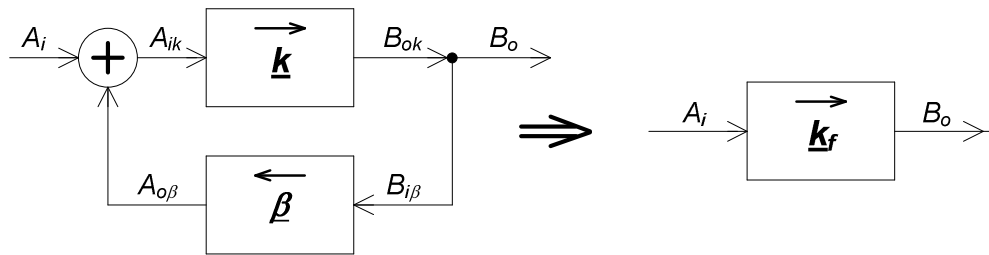
Tab. 15.3.3. Parametry robocze – małosygnałowe wzmacniaczy w układzie ze wspólnym kolektorem (WC) i ze wspólną bazą (WB). Wartości obliczone zgodnie z danymi po zal. (15.3.13).

Parametr	Zależność i przykład wartości dla układu	
	Układ WC wtórnik emiterowy, napięciowy	Układ WB wtórnik prądowy
Wzmocnienie napięciowe k_{u0} oraz przybliżenie \approx	$\frac{R_E}{R_E + r_{eb}} = \frac{1}{1 + \frac{r_{be}}{(\beta+1)R_E}} = 0,983 \frac{V}{V}$ $1 \frac{V}{V}$	$\beta \frac{R_C \parallel [r_{ce}(\beta+1)]}{r_{be}} = 392 \frac{V}{V}$ $R_C I_{CQ} / \varphi_T = 392 \frac{V}{V}$
Wzmocnienie prądowe k_{i0} oraz przybliżenie \approx	$\frac{(\beta+1)R_B}{R_B + r_{be}} = 162 \frac{A}{A}$ $0,8\beta = 160 \frac{A}{A}$	$\frac{\beta R_E}{(\beta+1)R_E + r_{be}} = 0,978 \frac{A}{A}$ $1 \frac{A}{A}$
Rezystancja wejściowa R_i oraz przybliżenie \approx	$R_B \parallel [r_{be} + (\beta+1)(R_E \parallel R_L)] = (9,98 \div 10,0) \text{ k}\Omega$ $R_B = 10,7 \text{ k}\Omega$	$r_{eb} \parallel R_E = \frac{r_{be}}{\beta+1} \parallel R_E = 12,7 \Omega$ $r_{eb} = \frac{r_{be}}{\beta+1} = 12,9 \Omega$
Rezystancja wyjściowa R_o oraz przybliżenie \approx	$\frac{r_{be} + (R_B \parallel R_g)}{\beta+1} \parallel R_E = (12,7 \div 20,7) \Omega$ grube $(1 \div 2)r_{eb} = (12,9 \div 25,8) \Omega$	$R_C \parallel [r_{ce}(\beta+1)] = 5,10 \text{ k}\Omega$ $R_C = 5,10 \text{ k}\Omega$
Stosunek rezystancji wejściowej do wyjściowej R_i/R_o oraz z przybliżeń \approx	$482 \div 787$ $415 \div 829$	$2,49 \cdot 10^{-3}$ $2,53 \cdot 10^{-3}$

W układzie WC wpływ rezystancji obciążenia układu R_L na rezystancję wejściową R_i oraz wpływ rezystancji źródła sygnału R_g na rezystancję wyjściową R_o jest znacznie silniejszy niż w układzie WE bez C_E ; sprzężenie zwrotne jest bardzo silne. Dlatego korzystanie z przybliżonych zależności jest dopuszczalne tylko w przypadku pracy tego układu w warunkach zbliżonych do ideału przetwornika napięciowego: napięciowe źródło sygnału ($R_g \ll r_{be}$) i mały prąd obciążenia wyjścia ($R_L \gg R_E$).

Dod. 15.4. Wpływ sprzężenia zwrotnego na parametry robocze liniowego unilateralnego czwórnika.

Za pomocą pętli, obejmującej czwórnik o transmitancji \underline{k} , z jego wyjścia na wejście, gdzie sygnały się sumują, wytwarzane jest tzw. sprzężenie zwrotne (rys. 15.4.1). Może ono być dodatnie (DSZ), gdy sumowane na wejściu sygnały A_i i $A_{o\beta}$ są w tej samej fazie, lub ujemne (USZ), gdy fazy tych sygnałów są przeciwne. W ramach elementarnej teorii sprzężenia zwrotnego zakłada się, że oba czwórniki, główny o transmitancji \underline{k} i w pętli sprzężenia zwrotnego o transmitancji $\underline{\beta}$ są liniowe i unilateralne (jednokierunkowe). Oznaczenia wielkości na rysunku sygnalizują, że zdefiniowany typ sygnałów na wejściu musi być taki sam wokół sumatora i podobnie na wyjściu, wokół umownego węzła. Natomiast nie musi być ten sam typ sygnału równocześnie dla wejścia i wyjścia. W związku z tym możliwe są cztery kombinacje: wejście i wyjście napięciowe ($A_i = \underline{U}_i$, $B_o = \underline{U}_o$), wejście prądowe a wyjście napięciowe ($A_i = \underline{I}_i$, $B_o = \underline{U}_o$), wejście napięciowe a wyjście prądowe ($A_i = \underline{U}_i$, $B_o = \underline{I}_o$), wejście i wyjście prądowe ($A_i = \underline{I}_i$, $B_o = \underline{I}_o$).



Rys. 15.4.1. Idea układu ze sprzężeniem zwrotnym (tor główny z głównym czwórnikiem \underline{k} , pętla sprzężenia z czwórnikiem $\underline{\beta}$, sumator sygnałów na wejściu) oraz wynikowy czwórnik \underline{k}_f .

Zapięte sprzężenie zwrotne modyfikuje właściwości czwórnika (nową transmitancję oznacza się k_f), zależnie od rodzaju sprzężenia, tj. nie tylko od tego, czy jest to DSZ, czy USZ, ale także od sposobu pobierania sygnału przez czwórnik sprzężenia i sposobu sumowania na wejściu głównego czwórnika. Z wyjścia głównego czwórnika \underline{k} może być pobierany sygnał $B_{i\beta}$ napięciowy lub prądowy (pierwszy składnik nazwy sprzężenia) i po przetworzeniu w czwórniku sprzężenia zwrotnego $\underline{\beta}$ sumowany z zewnętrznym wejściowym sygnałem A_i w oczku – sumowanie szeregowe napięć lub w węzle – sumowanie równoległe prądów (drugi składnik nazwy sprzężenia).

W tab. 15.4.1 podwójną ramką wyróżniono komórki o zawartości znamiennej dla stosowania silnego USZ ($F \gg 1$) celem idealizacji własności głównego czwórnika – zbliżenia do pożądanych własności danego typu przetwornika sygnału, za pomocą odpowiedniej pętli sprzężenia zwrotnego. Poniżej zestawiono zależności obowiązujące przy stosowaniu sprzężenia zwrotnego, szczególnie gdy jest to silne USZ ($k_f \ll k$):

$$\text{podstawowy wzór} \quad \underline{k}_f = \frac{\underline{k}}{1 - \underline{k} \cdot \underline{\beta}} = \frac{1}{\frac{1}{\underline{k}} - \underline{\beta}} \underset{\text{silne USZ}}{\approx} \frac{-1}{\underline{\beta}}, \quad (15.4.1)$$

$$\text{różnica zwrotna} \quad F = \left| \frac{\underline{k}}{\underline{k}_f} \right| = \left| 1 - \underline{k} \cdot \underline{\beta} \right| \underset{\text{silne USZ}}{\approx} \left| \underline{k} \cdot \underline{\beta} \right| = \left| \underline{k} \right| \cdot \left| \underline{\beta} \right|, \quad (15.4.2)$$

względna czułość transmitancji wynikowej \underline{k}_f na względne zmiany transmitancji \underline{k} (przy USZ jedna z transmitancji, \underline{k} lub $\underline{\beta}$ musi być ujemna)

$$\frac{\delta_{k_f}}{\delta_k} = \frac{1}{1 - \underline{k} \cdot \underline{\beta}} = \frac{\underline{k}_f}{\underline{k}} \underset{\text{silne USZ}}{\approx} \frac{-1}{\underline{k} \cdot \underline{\beta}} = \frac{1}{|\underline{k}| \cdot |\underline{\beta}|}, \quad (15.4.3)$$

i transmitancji $\underline{\beta}$

$$\frac{\delta_{k_f}}{\delta_{\beta}} = \frac{-\underline{k} \cdot \underline{\beta}}{1 - \underline{k} \cdot \underline{\beta}} = -\underline{\beta} \cdot \underline{k}_f \underset{\text{silne USZ}}{\approx} -\underline{\beta} \frac{-1}{\underline{\beta}} = 1, \quad (15.4.4)$$

względny błąd zależności na \underline{k}_f według przybliżenia z (15.4.1), zależny od wartości \underline{k} ; wartość ze wzoru przybliżonego oznaczono \underline{k}'_f

$$\delta_{k_f}(k) = \frac{\underline{k}_f - \underline{k}'_f}{\underline{k}'_f} = \frac{-1}{1 - \underline{k} \cdot \underline{\beta}} = -\frac{\underline{k}_f}{\underline{k}} \underset{\text{silne USZ}}{\approx} -\frac{\underline{k}'_f}{\underline{k}} = \frac{1}{\underline{k} \cdot \underline{\beta}} = \frac{-1}{|\underline{k}| \cdot |\underline{\beta}|}; \quad (15.4.5)$$

moduł ostatniej wartości jest taki sam, jak w zależności (15.4.3), ale znak ujemny.

Tab. 15.4.1. Wpływ pętli sprzężenia zwrotnego na parametry robocze wynikowego czwórnika k_f (indeks f od feedback); $F = |k/k_f|$ – różnica zwrotna, $F > 1$ gdy USZ, $F < 1$ gdy DSZ.

Stosunek parametrów układu: „z pętlą” do „bez pętli”	Typ sprzężenia zwrotnego, pierwszy człon nazwy – strona wyjściowa (w nawiasie podany typ idealizowanego przetwornika sygnału).			
	napięciowo-szeregowe (przetw. $u \rightarrow u$)	napięciowo-równoległe (przetw. $i \rightarrow u$)	prądowo-szeregowe (przetw. $u \rightarrow i$)	prądowo-równoległe (przetw. $i \rightarrow i$)
R_{if}/R_i	F	F^{-1}	F	F^{-1}
R_{of}/R_o	F^{-1}	F^{-1}	F	F
k_{uf}/k_u	F^{-1}	1	F^{-1}	1
k_{zf}/k_z	1	F^{-1}	1	F^{-1}
k_{yf}/k_y	F^{-1}	1	F^{-1}	1
k_{if}/k_i	1	F^{-1}	1	F^{-1}

Zakłócenia, czyli sygnały niepożądane, wchodzące na wejście głównego układu ze sprzężeniem zwrotnym są wzmacniane tak samo jak sygnał użyteczny. Im bliżej wyjścia bloku \underline{k} jest źródło zakłóceń (np. nieliniowy blok, blok wrażliwy na niestabilizowane zasilanie, blok „łapiący” zakłócenia z otoczenia) tym mocniej, przy silnym USZ, jest tłumiony taki sygnał w stosunku do sygnału użytecznego. Można to wykazać analitycznie, dzieląc formalnie główny czwórnik na kilka kaskadowych stopni. Gdy np. blok w głównym torze o transmitancji \underline{k} składa się z połączonych kaskadowo, dwóch odrębnych czwórników o transmitancjach \underline{k}_1 , \underline{k}_2 i zakłócenia \underline{X}_d dostają się między nie, to przy USZ sygnał wejściowy użyteczny \underline{X}_i jest wzmacniany

$$\underline{k}_f(\underline{X}_i) = \frac{\underline{k}_1 \underline{k}_2}{1 - \underline{k}_1 \underline{k}_2 \cdot \underline{\beta}} \underset{\text{silne USZ}}{\approx} \frac{-1}{\underline{\beta}} \text{ razy}, \quad (15.4.6)$$

a zakłócenie $\underline{k}_f(\underline{X}_d) = \frac{\underline{k}_2}{1 - \underline{k}_2 \cdot \underline{k}_1 \underline{\beta}} \underset{\text{silne USZ}}{\approx} \frac{-1}{\underline{k}_1 \underline{\beta}}$ razy, (15.4.7)

czyli \underline{k}_1 razy mniej.

Można zatem sformułować wniosek ogólny: im większa wartość \underline{k}_1 a mniejsza \underline{k}_2 , czyli im bliżej wyjścia głównego czwórnika wnika do niego zakłócenie, tym mniejsze jest jego wzmacnianie w porównaniu ze wzmacnianiem sygnału użytecznego.

16. LITERATURA

- [1] Górecki P., *Wzmacniacze operacyjne: podstawy, aplikacje, zastosowania*, Wyd. BTC, Warszawa 2004.
- [2] Kalisz J., *Podstawy elektroniki cyfrowej*, WKŁ, Warszawa 1991.
- [3] Kulka Z., Nadachowski M., *Zastosowania wzmacniaczy operacyjnych*, WNT, Warszawa 1986.
- [4] Madej P., *Ćwiczenia laboratoryjne z Podstaw Elektroniki*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2014.
- [5] Madej P., *Wykłady autorskie z Podstaw Elektroniki oraz Materiały pomocnicze do zajęć*, www.imnipe.pwr.wroc.pl, strona internetowa Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych PWw, 2008-2014.
- [6] Nowaczyk E., Nowaczyk J., *Podstawy elektroniki: materiały pomocnicze do ćwiczeń projektowo-laboratoryjnych*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1995.
- [7] Pióro B., Pióro M., *Podstawy elektroniki, cz. 1 i cz. 2*, Wyd. Szkolne i Pedagogiczne, Warszawa 1997.
- [8] Rusek M., Pasierbiński J., *Elementy i układy elektroniczne w pytaniach i odpowiedziach*, WNT, Warszawa 2006.
- [9] Tietze U., Schenk Ch., *Układy półprzewodnikowe*, WNT, Warszawa 2009.