

PIOTR MADEJ

ĆWICZENIA LABORATORYJNE Z PODSTAW ELEKTRONIKI

WERSJA POPRAWIONA, WRZESIEŃ 2017

Moim Studentom, szczególnie z przełomu wieków



Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej
Pierwsza wersja: Wrocław 2014

Recenzent
Janusz Ociepka

Opracowanie 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 WROCŁAWSKIEJ
wyb. Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław
<http://www.oficyna.pwr.edu.pl>; e-mail: ofiewyd@pwr.edu.pl

ISBN 978-83-7493-832-7

SŁOWO OD AUTORA

Opracowanie jest przeznaczone przede wszystkim dla studentów Wydziału Elektrycznego Politechniki Wrocławskiej, kierunków Automatyka i Robotyka oraz Elektrotechnika. Zawiera instrukcje do ćwiczeń laboratoryjnych z przedmiotu Podstawa Elektroniki, prowadzonego w Katedrze Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych.

Poza zestawami zadań do wykonania w trakcie zajęć wraz z uwagami dotyczącymi dokumentowania pracy, Czytelnik znajdzie tutaj dosyć bogate wprowadzenia teoretyczne, które mogą być także pomocne do opanowania materiału wymaganego do zaliczenia wykładu z tego przedmiotu. Podstawy Elektroniki są teraz na wczesnych semestrach studiów i dlatego programy ćwiczeń są szczegółowo rozpisane oraz do większości badań zaproponowano przykłady tabel na wyniki, przede wszystkim w początkowych tematach.

Zasadniczą część opracowania to trzynaście rozdziałów 1–13, do poszczególnych tematów ćwiczeniowych. Dodatkowo opisano zestawy aparatury, makiet i elementów na każdym stanowisku laboratoryjnym (rozdz. 14) oraz rodzaje badań możliwych do wykonania na nich. W Dodatku – rozdz. 15 zamieszczono syntetyczne opracowania niektórych zagadnień, poszerzające wiedzę Czytelnika i ułatwiające przyswojenie materiału. Studentom, którzy będą mieli problemy z obliczeniami, Autor poleca swoje inne opracowanie [4], podane w spisie literatury – rozdz. 16.

Materiał zawarty w opracowaniu może także posłużyć studentom innych wydziałów i kierunków, którzy mają wykład i laboratorium z przedmiotów typu Podstawa Elektroniki, Układy Elektroniczne, Elementy i Układy Elektroniczne, Elektrotechnika i Elektronika, itp. Prowadzący takie zajęcia mogą adoptować część ćwiczeń, oraz polecić wykonanie tylko części ich programu.

Autor życzy Czytelnikom praktycznych sukcesów w tej niełatwej dziedzinie, oraz prosi o zgłoszanie na adres: piotr.madej@pwr.edu.pl wszelkich uwag o opracowaniu, w tym błędów i usterek.

PIOTR MADEJ

SPIS ROZDZIAŁÓW

SPIS ROZDZIAŁÓW.....	5
1. BIERNE UKŁADY LINIOWYCH PRZETWORNIKÓW SYGNAŁÓW	7
2. DIODY PÓŁPRZEWODNIKOWE. CHARAKTERYSTYKI, MODELE, ZASTOSOWANIA	21
3. TRANZYSTOROWE ŹRÓDŁA PRĄDOWE.....	35
4. LINIOWY PRZETWORNIK SYGNAŁU NA TRANZYSTORZE BIPOLARNYM	49
5. LINIOWY PRZETWORNIK SYGNAŁU NA TRANZYSTORZE POLOWYM	61
6. WZMACNIACZ OPERACYJNY – RZECZYWISTE PARAMETRY. UKŁAD WTÓRNika I WZMACNIACZA NIEODWRACAJĄCEGO.....	75
7. LINIOWE PRZETWORNIKI SYGNAŁU NA WZMACNIACZU OPERACYJNYM. WZMACNIACZ ODWRACAJĄCY, SELEKTYWNY I PRZETWORNIK U/I.....	87
8. WZMACNIACZ RÓŻNICOWY NA WZMACNIACZU OPERACYJNYM	97
9. NIELINIOWE PRZETWORNIKI SYGNAŁU NA WZMACNIACZU OPERACYJNYM. UKŁAD LOGARYTMUJĄCY, POMIAROWY PRZETWORNIK AC-DC.....	107
10. GENERATOR FALI SINUSOIDALNEJ	117
11. GENERATORY FALI PROSTOKĄTNEJ, TRÓJKĄTNEJ	123
12. FUNKTORY CYFROWE I UKŁADY KOMBINACYJNE	131
13. PRZERZUTNIKI BISTABILNE I UKŁADY SEKWENCYJNE.....	141
14. WYPOSAŻENIE STANOWISK LABORATORYJNYCH	149
15. DODATEK	161
16. LITERATURA.....	173

1. BIERNE UKŁADY LINIOWYCH PRZETWORNIKÓW SYGNAŁÓW

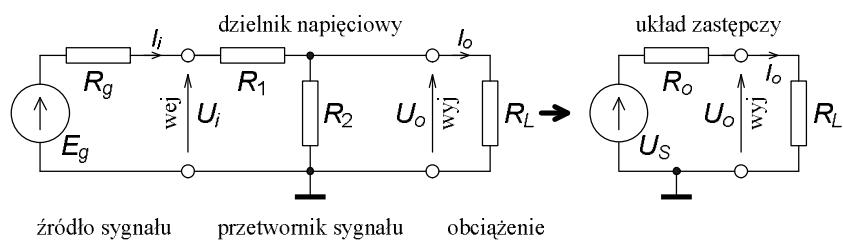
Cel: Poznanie właściwości i zasad stosowania aparatury pomiarowej w laboratorium. Badania przejściowych charakterystyk biernych czwórników RC przy prądzie stałym (DC) i prądzie przemiennym (AC). Opis ich właściwości jako liniowych przetworników sygnałów. Zapis zespolony sygnałów i transmitancji.

1.1. WSTĘP TEORETYCZNY

Najprostszym przykładem liniowego przetwornika sygnału może być rezystor, prosty element dwuzaciskowy, czyli dwójnik. Przetwarza on zgodnie z prawem Ohma przepływający prąd na spadek napięcia. Przetworzona została wielkość, a nie wartość. Można w tym przypadku wykonać także przetworzenie odwrotne; przyłożone do rezystora napięcie zostaje przetworzone na prąd płynący przez niego. Przy tych przetworzeniach współczynnikiem proporcjonalności – przetwarzania jest konduktancja lub rezystancja rezystora. Ogólnie dla liniowego przetwornika przy sygnałach sinusoidalnych powinna zachodzić relacja:

$$\underline{B} = \underline{k} \cdot \underline{A} + \underline{B}_0 \quad (1.1)$$

gdzie \underline{A} – wartość zespolona wielkości wejściowej, pobudzenie przetwornika,
 \underline{B} – wartość zespolona wielkości wyjściowej, reakcja, po przetworzeniu,
 \underline{k} – wartość zespolona współczynnika przetwarzania czyli transmitancja
przetwornika,
 \underline{B}_0 – wartość początkowa wielkości wyjściowej, błąd zera.



Rys. 1.1. Rezystancyjny dzielnik napięcia jako bierny przetwornik wartości, ze źródłem sygnału wejściowego i obciążeniem wyjścia

Stosowane w elektronice przetworniki sygnału zawierają z reguły więcej niż jeden element i są przynajmniej czwórnikami; mają po parze zacisków wejściowych i wyjściowych. Przykładem czwórnika, przetwornika wartości, który ma rozdzielone – odizolowane pary zacisków wyjściowych od wejściowych jest transformator. Najczęściej jednak jeden zacisk wejściowy przetwornika jest połączony z jednym wyjściowym i jest to tzw. masa – punkt odniesienia dla sygnałów, np. o zerowym potencjale dla napięć, oznaczony symbolem \perp , jak na rys. 1.1. Bierne czwórniki, których badanie jest tematem ćwiczenia, w przeciwieństwie do aktywnych czwórników nie mogą zwiększyć energii sygnału. Jeśli nie zawierają elementów gromadzących energię (kondensator, cewka), oznacza to także niemożność zwiększenia mocy sygnału, a przetworniki wartości (takie same wielkości na wejściu i wyjściu, np. napięcie), zawierające tylko rezystory nie zwiększą wartości sygnału. Pokazany na rys. 1.1

dzielnik napięcia jest jednym z najprostszym, biernych czwórników przetwarzających wartość sygnałów napięciowych. Już sama nazwa sugeruje zmniejszanie wartości.

Ponieważ pokazany na rys. 1.1 schemat zawiera wyłącznie rzeczywiste elementy, nie ma potrzeby zapisywać zespolonej zależności. Efektywna transmitancja napięciowa k_{uef} wiąże efekt – napięcie wyjściowe z pobudzeniem – siłą elektromotoryczną generatora (symbol \parallel oznacza równoległe połoczenie):

$$U_o = k_{uef} E_g = E_g \frac{R_L \parallel R_2}{(R_L \parallel R_2) + R_1 + R_g} = U_S \frac{R_L}{R_L + R_o} \quad (1.2)$$

gdzie U_S – siła elektromotoryczna zastępczego źródła na wyjściowych zaciskach, zgodnie z twierdzeniem Thevenina,

R_o – wewnętrzna rezystancja zastępczego źródła, wyjściowa rezystancja dzielnika z przyłączonym źródłem sygnału, przy czym

$$U_S = E_g \frac{R_2}{R_2 + R_1 + R_g}, \quad R_o = R_2 \parallel (R_1 + R_g) \quad (1.3)$$

a wejściowa rezystancja dzielnika, „widziana” przez źródło sygnału jako obciążenie

$$R_i = R_1 + (R_2 \parallel R_L). \quad (1.4)$$

Taka zależność wyjściowej rezystancji czwórnika R_o od rezystancji źródła sygnału R_g oraz wejściowej rezystancji czwórnika R_i od rezystancji obciążenia R_L oznacza, że nie jest on unilateralny (jednokierunkowy), sygnał może przepływać zarówno od wejścia do wyjścia, jak i w przeciwną stronę.

Zależność (1.2) uwzględnia zarówno rezistor R_L obciążający wyjścia czwórnika jak i wewnętrzną rezystencję źródła sygnału R_g i dlatego transmitancja napięciowa k_u ma dodatkowy indeks **ef** (efektywna). Gdy zdefiniuje się ją jako stosunek tylko U_o/U_i a jeszcze dodatkowo przy braku obciążenia, co w przypadku sygnału napięciowego oznacza $I_o = 0$ A, to w sumie będą trzy odmiany takiej transmitancji:

$$k_{uef} = \left. \frac{U_o}{E_g} \right|_{R_g, R_L \text{ dowolne}} = \frac{R_L \parallel R_2}{(R_L \parallel R_2) + R_1 + R_g}, \quad (1.5)$$

$$k_u = \left. \frac{U_o}{U_i} \right|_{R_L \text{ dowolne}} = \frac{R_L \parallel R_2}{(R_L \parallel R_2) + R_1}, \quad (1.6)$$

$$k_{u0} = \left. \frac{U_o}{U_i} \right|_{R_L \Rightarrow \infty} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} \quad (1.7)$$

i jak widać, ogólne prawo $k_{uef} \leq k_u \leq k_{u0}$. (1.8)

Podobnie można opisać działanie dzielnika prądu z rys. 1.2:

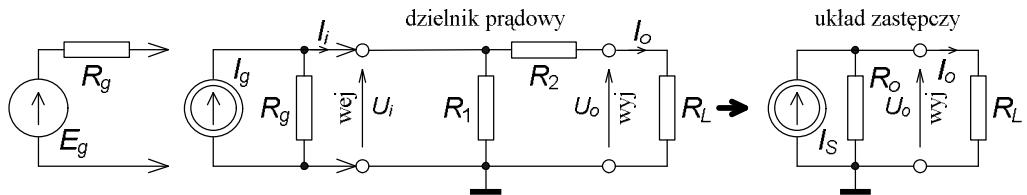
$$I_o = k_{ipf} I_g = I_g \frac{R_1 \parallel R_g}{(R_1 \parallel R_g) + R_2 + R_L} = I_S \frac{R_o}{R_L + R_o} \quad (1.9)$$

gdzie I_S – prąd zastępczego źródła na zaciskach wyjściowych, zgodnie z twierdzeniem Nortona,
 R_o – wewnętrzna rezystancja zastępczego źródła, wyjściowa rezystancja dzielnika z przyłączonym źródłem sygnału, przy czym

$$I_S = I_g \frac{R_1 \| R_g}{R_1 \| R_g + R_2}, \quad R_o = R_2 + (R_1 \| R_g) \quad (1.10)$$

a wejściowa rezystancja dzielnika prądu, „widziana” przez źródło sygnału jako obciążenie

$$R_i = R_1 \| (R_2 + R_L). \quad (1.11)$$



Rys. 1.2. Rezystancyjny dzielnik prądu jako bierny przetwornik wartości, ze źródłem sygnału wejściowego i obciążeniem wyjścia

Ten czwórnik także nie jest unilateralny, o czym świadczą zależności (1.10) i (1.11), w których są wyraźnie widoczne wpływy R_g źródła na R_o układu oraz R_L obciążenia na R_i układu. Trzy odmiany jego transmitancji to:

$$k_{\text{ief}} = \left. \frac{I_o}{I_g} \right|_{R_g, R_L \text{ dowolne}} = \frac{R_1 \| R_g}{(R_1 \| R_g) + R_2 + R_L}, \quad (1.12)$$

$$k_i = \left. \frac{I_o}{I_i} \right|_{R_L \text{ dowolne}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_L}, \quad (1.13)$$

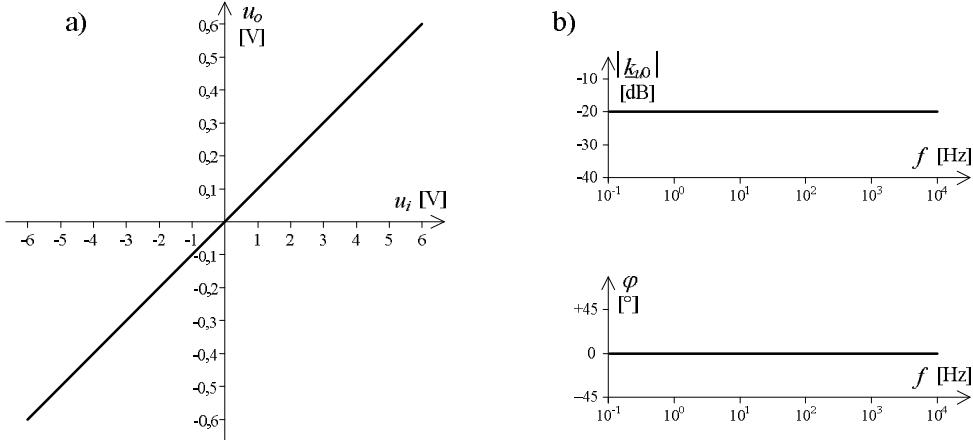
$$k_{i0} = \left. \frac{I_o}{I_i} \right|_{R_L \Rightarrow 0 \Omega} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (1.14)$$

i także jest spełnione $k_{\text{ief}} \leq k_i \leq k_{i0}$. (1.15)

Działanie obu czwórków, tj. sposób przetwarzania sygnału można opisać graficznie za pomocą przejściowych charakterystyk np. w postaci zależności chwilowych wartości $u_o = f(u_i)$ oraz częstotliwościowych charakterystyk, z podziałem na charakterystyki modulu i fazy, np. $|k_{u0}| = f(f)$ i $\varphi_{k_{u0}} = f(f)$. Charakterystyki częstotliwościowe zwykle wykresla się jako wykresy logarytmiczne, czyli do modułu transmitancji stosuje się miarę logarytmiczną, a zmienna niezależna – częstotliwość ma w obu podziałkach logarytmiczną. Transmitancję napięciową lub prądową w mierze logarytmicznej, w [dB] oblicza się z zależności:

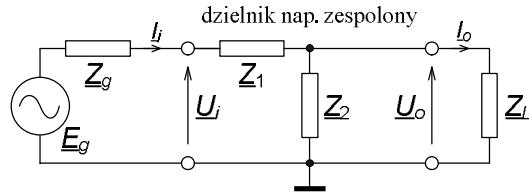
$$k_u[\text{dB}] = 20 \log |k_u[\text{V/V}]|. \quad (1.16)$$

Jeżeli czwórnik zawiera liniowe elementy bierne i współpracuje z liniowym źródłem i liniowym obciążeniem, to jego działanie jest liniowe i charakterystyka przejściowa jest odcinkiem prostej (rys. 1.3). Charakterystyki częstotliwościowe takich czwórników jak na rys. 1.1 i 1.2 są także odcinkami prostymi. Natomiast konkretne przykłady innych charakterystyk częstotliwościowych podano przy omawianych w dalszej części czwórkach dolno- i górnoprzepustowych.



Rys. 1.3. Przykłady charakterystyk rezystancyjnego dzielnika napięcia z rys. 1.1: a) charakterystyka przejściowa (wartości chwilowe), b) charakterystyki częstotliwościowe modułu i argumentu

Transmitancja biernego czwórnika może zależeć od częstotliwości, jeżeli elementy układów z rys. 1.1 i 1.2 będą impedancjami. Przykład pokazano na rys. 1.4.



Rys. 1.4. Impedancyjny dzielnik napięcia ze źródłem sygnału wejściowego i obciążeniem wyjścia

Zespolona efektywna transmitancja czwórnika z rys. 1.4 ma postać:

$$\underline{k}_{uef} = \frac{\underline{U}_o}{\underline{E}_g} \Big|_{Z_g, Z_L \text{ dowolne}} = \frac{\underline{Z}_L \parallel \underline{Z}_2}{(\underline{Z}_L \parallel \underline{Z}_2) + \underline{Z}_1 + \underline{Z}_g}, \quad (1.17)$$

która nie jest prosta do analizy. Poniżej posłużono się prostszą wersją zespolonej transmitancji, którą łatwiej rozpisać na składowe algebraiczne lub wykładnicze (moduł i argument), a którą można wyznaczyć pomiarowo za pomocą aparatury spełniającej z wystarczającą dokładnością warunek braku obciążania wyjścia:

$$\begin{aligned} \underline{k}_{u0} &= \frac{\underline{U}_o}{\underline{U}_i} \Big|_{|\underline{Z}_L| \gg |\underline{Z}_o|} = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_1} = \frac{R_2 + jX_2}{(R_1 + R_2) + j(X_1 + X_2)} = \\ &= \Re(\underline{k}_{u0}) + j\Im(\underline{k}_{u0}) = |\underline{k}_{u0}| \cdot e^{j\varphi}, \end{aligned} \quad (1.18)$$

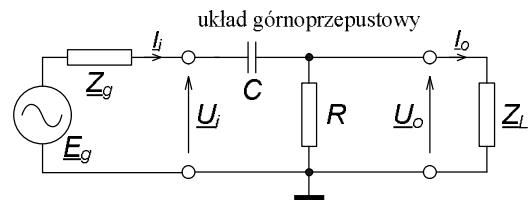
$$|k_{u0}| = \frac{\sqrt{R_2^2 + X_2^2}}{\sqrt{(R_1 + R_2)^2 + (X_1 + X_2)^2}}, \quad \varphi = \arctg \frac{X_2}{R_2} - \arctg \frac{X_1 + X_2}{R_1 + R_2}, \quad (1.19)$$

$$\operatorname{Re}(k_{u0}) = |k_{u0}| \cdot \cos \varphi, \quad \operatorname{Im}(k_{u0}) = |k_{u0}| \cdot \sin \varphi. \quad (1.20)$$

Najprostszymi czwórnikami o transmitancji zależnej od częstotliwości są dwuelementowe układy RC : górnoprzepustowy i dolnoprzepustowy. Mogą one być składnikami większych układów, celowo zastosowanymi, np. układ górnoprzepustowy do eliminacji wpływu punktów pracy (separacja stałoprądowa) kaskadowo połączonych stopni wzmacniaczy tranzystorowych. Układ dolnoprzepustowy jest często niepożądanym składnikiem przetworników sygnałów; praktycznie każdy element i węzeł układu ma jakąś pojemność do pozostałych elementów a przede wszystkim do masy układu. Autor proponuje przeanalizowanie tych dwóch elementarnych układów w warunkach zbliżonych do idealnych tj. jako zespolonych dzielników napięcia przy pominięciu impedancji źródła sygnału i obciążenia wyjścia.

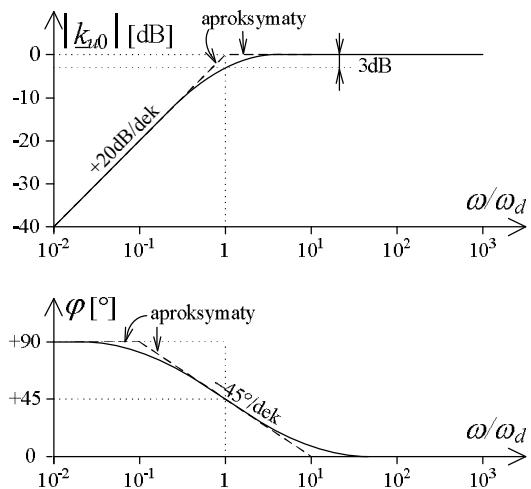
Układ z rys. 1.5 ma przy $Z_g = 0 \Omega$ i $Z_L \Rightarrow \infty \Omega$ transmitancję zadaną w zal. (1.21). Wprowadzone do zależności parametry charakterystyczne tego układu to jego stała czasowa $\tau = RC$ i jej odwrotność, dolna graniczna, charakterystyczna pulsacja $\omega_d = 2\pi f_d = 1/\tau$, przy której moduł transmitancji ma $1/\sqrt{2}$ wartości maksymalnej (tj. 70,7%, rys. 1.6), czyli w mierze logarytmicznej jest mniejszy o około 3 dB. Jednocześnie przy tej pulsacji przesunięcie fazowe wynosi $+45^\circ$.

Przy analizie takich układów, o transmitancji zależnej od częstotliwości, stosuje się linie łamane na wykresach, aproksymujące rzeczywiste charakterystyki układu, co pokazano liniami przerywanymi na rys. 1.6. Nabylenie charakterystyki modułu dla pulsacji mniejszych od dolnej granicznej ω_d jest $+20 \text{ dB/dek}$, tj. moduł transmitancji rośnie dziesięciokrotnie przy dziesięciokrotnym wzroście częstotliwości. Zmiana nabylenia charakterystyki aproksymacyjnej modułu następuje przy pulsacji ω_d i w tym punkcie jest największa różnica 3 dB między nią a rzeczywistą charakterystyką układu. Z kolei aproksymacyjna charakterystyka argumentu zmienia nabylenie przy pulsacjach 10 razy mniejszej i 10 razy większej od dolnej granicznej ω_d , maksymalna różnica w tych punktach w stosunku do rzeczywistej charakterystyki wynosi $5,7^\circ$, a nabylenie charakterystyki przy pulsacji ω_d wynosi $-45^\circ/\text{dek}$.



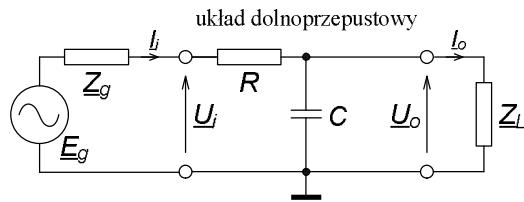
Rys. 1.5. Układ górnoprzepustowy, przypadek ogólny z impedancjami źródła sygnału i obciążenia

$$\begin{aligned} k_{u0} &= \frac{R}{R - jX_C} = \frac{1}{1 - j\frac{1}{\omega CR}} = \frac{1}{1 - j\frac{1}{\omega\tau}} = \\ &= \frac{1}{1 - j\frac{\omega_d}{\omega}} = \left[1 + \left(\frac{\omega_d}{\omega} \right)^2 \right]^{-0,5} \cdot e^{j \arctg \frac{\omega_d}{\omega}}. \end{aligned} \quad (1.21)$$

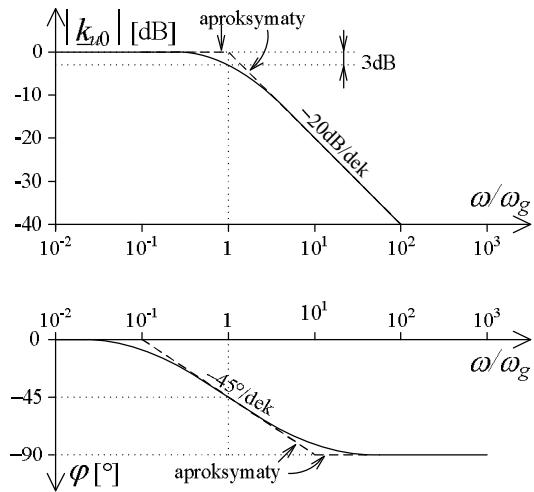


Rys. 1.6. Częstotliwościowe charakterystyki modulu i argumentu (przesunięcia fazowego) układu górnoprzepustowego, nieobciążonego

Układem o przeciwnym działaniu do poprzedniego jest układ dolnoprzepustowy; rys. 1.7 i 1.8 oraz zal. (1.22) przy $Z_g = 0 \Omega$ i $Z_L \Rightarrow \infty \Omega$.



Rys. 1.7. Układ dolnoprzepustowy, przypadek ogólny z impedancjami źródła sygnału i obciążenia



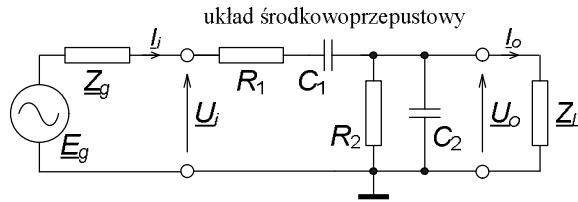
Rys. 1.8. Częstotliwościowe charakterystyki modulu i argumentu układu dolnoprzepustowego, nieobciążonego

$$\begin{aligned}
 k_{u0} &= \frac{-jX_C}{R - jX_C} = \frac{1}{\frac{-R}{jX_C} + 1} = \frac{1}{1 + j\omega RC} = \\
 &= \frac{1}{1 + j\omega\tau} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_g}} = \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_g} \right)^2 \right]^{-0.5} \cdot e^{j[-\arctg \frac{\omega}{\omega_g}]} . \tag{1.22}
 \end{aligned}$$

Parametr $\omega_g = 2\pi f_g = 1/\tau = 1/RC$ to górną graniczną pulsacją układu. Powyżej niej (rys. 1.8) charakterystyka modułu transmitancji opada, z nachyleniem – 20 dB/dek. Przy pulsacji charakterystycznej ω_g argument transmitancji ma w tym układzie – 45°, a nachylenie tej charakterystyki w otoczeniu ω_g wynosi – 45°/dek, tak jak w układzie górnoprzepustowym.

Analizę dla przypadków gdy są określone, skończone rezystancje źródła R_g i obciążenia R_L w obu układach pozostawiono Czytelnikowi, w charakterze ćwiczenia.

Trzecim przykładem prostego układu o transmitancji zależnej od częstotliwości jest pokazany na rys. 1.9 czwórnik Wiena, składający się z dwóch gałęzi z elementami RC ; wejściowej z szeregowym ich połączeniem i wyjściowej z równoległym połączeniem. Jest to jakby połączenie układu górnoprzepustowego C_1R_2 i dolnoprzepustowego R_1C_1 . Stałe czasowe obu gałęzi powinny być sobie równe: $\tau = \tau_1 = R_1C_1 = \tau_2 = R_2C_2$. W przypadku idealnego źródła sygnału i braku obciążenia wyjścia transmitancja układu jest opisana zal. (1.23) a jej obraz graficzny pokazano na rys. 1.10.



Rys. 1.9. Układ średzkowoprzepustowy, tzw. czwórnik Wiena, przypadek ogólny z impedancjami źródła sygnału i obciążenia

$$\begin{aligned}
 k_{u0} &= \frac{R_2 \parallel \frac{1}{j\omega C_2}}{\left(R_2 \parallel \frac{1}{j\omega C_2} \right) + R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{1}{1 + 2\frac{R_1}{R_2} + j\frac{R_1}{R_2} \left(\omega\tau - \frac{1}{\omega\tau} \right)} = \\
 &= \frac{R_2}{R_2 + 2R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\frac{R_1}{R_2 + 2R_1} \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)} = \\
 &= \frac{R_2}{R_2 + 2R_1} \left[1 + \left(\frac{R_1}{R_2 + 2R_1} \right)^2 \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2 \right]^{-0.5} \cdot e^{j[-\arctg \frac{R_1}{R_2 + 2R_1} \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)]} . \tag{1.23}
 \end{aligned}$$

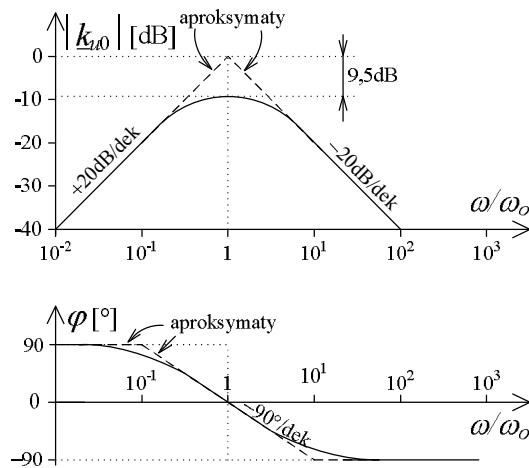
Kształt zależności częstotliwościowej charakterystyki modułu transmitancji (rys. 1.10) jest nazywany quasi rezonansowym, ze szczytem przy pulsacji charakterystycznej $\omega_o = 1/\tau$ i nachyleniami zboczy 20 dB/dek, przy czym zadowalająca jakość wierzchołka będzie gdy $R_1 \geq R_2$. Jeżeli stałe czasowe gałęzi nieco się różnią, pulsację ω_o należy obliczyć z wypadkowej τ

$$\tau = \sqrt{\tau_1 \tau_2} = \sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2} , \quad (1.24)$$

czyli średniej geometrycznej stałych czasowych. Maksimum modułu przy tej pulsacji będzie miało wartość rzeczywistą, bo $\varphi = 0^\circ$:

$$(k_{u0})_{\max} = k_{u0}(\omega = \omega_o) = \frac{R_2}{R_2 + 2R_1} \quad (1.25)$$

i dla tzw. czwórnika symetrycznego, o $R_1 = R_2$ będzie to $1/3$, tj. $-9,54$ dB.



Rys. 1.10. Częstotliwościowe charakterystyki modułu i przesunięcia fazowego symetrycznego czwórnika Wiena tj. o $R_1 = R_2$, nieobciążonego

Przy pulsacji ω_o argument równa się 0° , a nachylenie jego charakterystyki dla czwórnika symetrycznego o $R_1 = R_2$ w otoczeniu tej pulsacji wynosi dwa razy więcej niż dla poprzednich układów: -90 dB/dek. Największy błąd aproksymacyjnych charakterystyk argumentu takiego czwórnika, przy pulsacjach ω równych $0,1\omega_o$ i $10\omega_o$ wynosi dosyć dużo, $16,9^\circ$, około trzy razy więcej niż w poprzednich układach.

1.2. PRACE PRZED ZAJĘCIAMI

Stopień wykonania punktu 1.2 i 1.3 rzutuje na ocenę całej grupy.

- A) Zapoznaj się z właściwościami aparatury pomiarowej, stosowanej w ćwiczeniu (multimetry, generator, oscyloskop) – patrz zdjęcia i tabele w rozdziale 14.
- B) Oblicz transmitancje maksymalne w [V/V] i [dB], impedancje wejściowe i wyjściowe dla badanych w ćwiczeniu układów, których wykaz z wartościami elementów dla Twojej grupy znajdziesz w tab. 1.1. Przymij, że warunki pracy układu są idealne, tj. wyjście układu nie jest obciążone a generator sygnału ma zerową impedancję.
- C) W przypadku układu o zależnej częstotliwościowo transmitancji oblicz pulsację i częstotliwość charakterystyczną, oblicz moduł w [V/V] i [dB] oraz argument w [$^\circ$] transmitancji przy pulsacjach równych charakterystycznej układu, 10 razy mniejszej i 10 razy większej od niej. Przelicz obliczone wartości transmitancji na składowe algebraiczne: część rzeczywistą i urojoną.

Uwaga. Stosowane w ćwiczeniu elementy bierne mają określoną przez producenta tzw. tolerancję wartości, tj. maksymalną dopuszczalną względową symetryczną odchyłkę

rzeczywistej wartości od znamionowej, która jest przypisana do elementu. Rezystory w laboratorium mogą mieć tolerancję 5 % lub 10 % a kondensatory 10 % lub 20 %. W związku z tym szacowane teoretycznie parametry układu należy traktować też jak znamionowe, a odchyłka rzeczywistej ich wartości zależy od tolerancji elementów i zależności, z jakiej oblicza się dany parametr, np. transmitancję. Przy porównaniu wyników badań z wynikami analizy teoretycznej sprzed zajęć pamiętaj o tych tolerancjach. Mogą one dać znacznie większe różnice niż niepewności wprowadzane przez przyrządy pomiarowe.

1.3. CZEŚĆ DOŚWIADCZALNA

Badania wykonasz na makiecie wzmacniaczy wielostopniowych (rozdział 14.2.2); wykorzystasz tylko gniazda na elementy bierne i połączenia między nimi, rys. 1.13.

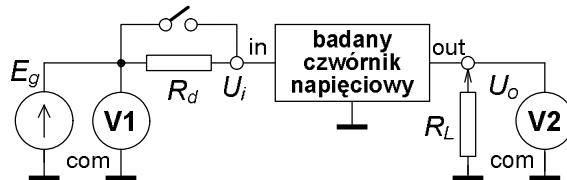
Tab. 1.1. Wartości elementów do układów badanych w ćwiczeniu

Układ	Element	Numer grupy					
		1	2	3	4	5	6
Rezystancyjny dzielnik napięcia z rys. 1.1	R_1 [kΩ]	6,8	10	3,9	2,7	8,2	12
	R_2 [kΩ]	2,7	0,82	0,33	1,0	0,68	2,2
Środkowoprzepustowy z rys. 1.9	R_1 [kΩ]	6,8	18	2,7	4,7	22	5,6
	C_1 [nF]	33	10	100	33	10	33
	R_2 [kΩ]	2,2	1,8	2,7	4,7	2,2	1,8
	C_2 [nF]	100	100	100	33	100	100

1.3.1. Badania rezystancyjnego dzielnika napięcia

A) Badanie charakterystyki przejściowej.

- Połącz układ z rys. 1.1 według rys. 1.13 z elementami zgodnie z tab. 1.1.
- Dołącz aparaturę do badania stałym napięciem (DC), zgodnie z rys. 1.11.



Rys. 1.11. Układ pomiarowy do badania rezystancyjnego dzielnika przy stałym napięciu (DC)

Tab. 1.2. Przykład tabeli do zapisu wyników badania charakterystyki przejściowej dzielnika

Punkt 1.3.1A. Badanie charakterystyki przejściowej nieobciążonego ($R_d = 0 \Omega$ i $R_L \Rightarrow \infty \Omega$) dzielnika napięciowego przy DC. Przyrządy V1: , V2: .						
U_{iznam} [V]	- 10	- 8	- 6	- 4	- 2	0
U_i [V]						0 (zwora)
U_o [V]						
U_{iznam} [V]	10	8	6	4	2	Uwagi:
U_i [V]						
U_o [V]						
Transmitancja obliczona ze zbadanej charakterystyki: $k_{u0} =$ V/V.						

- Zbadaj charakterystykę $U_o = f(U_i)$ układu z $R_d = 0 \Omega$ i $R_L \Rightarrow \infty \Omega$, w zakresie U_i od -10 V do $+10 \text{ V}$, co 2 V . Wyniki wpisz do tabeli, np. takiej jak tab. 1.2.
- W sprawozdaniu m.in. wykreśl tę charakterystykę, oblicz średnią wartość współczynnika przetwarzania – transmitancji, porównaj z teoretyczną.

B) Pomiar pośredni rezystancji wyjściowej.

- Ustaw na wejściu dzielnika nieobciążonego wartość sygnału rzędu kilku woltów. Odczytaj wartość napięcia wyjściowego U_{o1} i zapisz do tab. 1.3.

Tab. 1.3. Przykład tabeli do zapisu wyników badania rezystancji wyjściowej i wejściowej dzielnika

Punkt 1.3.1B i C. Pośredni pomiar rezystancji wyjściowej i wejściowej dzielnika napięciowego przy DC. Przyrządy V2: . omomierz:						Uwagi
R_L	[kΩ]	∞	*)	∞	∞	
R_d	[kΩ]	0	0	0	*)	
U_o	[V]	$U_{o1} =$	$U_{o2} =$	$U_{o3} =$	$U_{o4} =$	
*) wartości zmierzone, bez niepewności tolerancji. Obliczone rezystancje układu ze zmierzonych w tabeli wartości napięć: $R_o =$ kΩ, $R_i =$ kΩ						

- Następnie nie zmieniaj sygnału wejściowego, włącz jako obciążenie układu rezystor $R_L = 2,7 \text{ k}\Omega$ i powtórnie odczytaj wartość napięcia wyjściowego U_{o2} , zapisz do tab. 1.3.
- Z zależności na transmitancję dzielnika nieobciążonego i obciążonego wyprowadź zależność do obliczenia wyjściowej rezystancji dzielnika R_o ze zmierzonych napięć wyjściowych U_{o1} i U_{o2} i zastosowanej rezystancji obciążenia R_L ; pamiętaj, że U_i było stałe.

C) Pomiar pośredni rezystancji wejściowej.

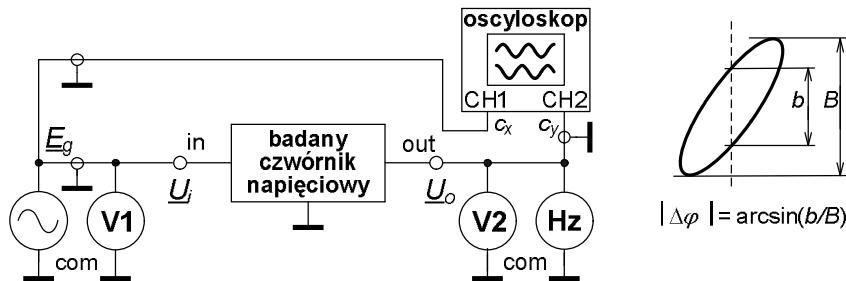
- Pozostaw na wejściu sygnał z poprzedniego punktu, odłącz obciążenie R_L , odczytaj i zapisz do tab. 1.3 napięcie wyjściowe układu bez obciążenia U_{o3} .
- Nie zmieniaj wejściowego sygnału, dołącz szeregowo z wejściem rezystor $R_d = 2,7 \text{ k}\Omega$ (według rys. 1.11), odczytaj i zapisz do tab. 1.3 napięcie wyjściowe układu U_{o4} .
- Zmierz wartość użytego rezystora $R_L = R_d$ i wpisz do tab. 1.3; wykorzystasz ją do obliczeń.
- Z zależności na transmitancję dzielnika nieobciążonego, z idealnym źródłem sygnału i z rzeczywistym źródłem sygnału o $R_g = R_d > 0 \Omega$ wyprowadź zależność do obliczenia wejściowej rezystancji nieobciążonego dzielnika R_i ze zmierzonych napięć wyjściowych U_{o3} i U_{o4} i zastosowanej rezystancji na wejściu $R_d = R_g$; pamiętaj, że E_g było stałe.

1.3.2. Badania układu środkowoprzepustowego

A) Wyznaczenie częstotliwości środkowej i badanie charakterystyki przejściowej.

- Połącz układ z rys. 1.9 według rys. 1.13 z elementami zgodnie z tab. 1.1. Dołącz przyrządy pomiarowe zgodnie z rys. 1.12. Ustaw wartość skuteczną sygnału sinusoidalnego z generatora około kilku woltów.
- Wyznacz doświadczalnie częstotliwość środkową układu f_o według kryterium fazy $\varphi = 0^\circ$; oscyloskop w trybie XY, na ekranie odcinek prostej.
- Zbadaj przy tej częstotliwości charakterystykę przejściową $U_o = f(U_i)$ układu nieobciążonego, przy sygnale AC sinusoidalnym, za pomocą woltomierza np.

w zakresie wartości skutecznej $U_i = (0-5)V$ co 1 V. Wyniki zapisz w tabeli, np. takiej jak tab. 1.4.



Rys. 1.12. Badanie czwórnika sygnałem przemiennym, sinusoidalnym z przykładem wyznaczania zmiany przesunięcia fazowego z odczytów z oscyloskopu w trybie XY

Tab. 1.4. Przykład tabeli do zapisu wyników badania charakterystyki przejściowej układu selektywnego

Punkt 1.3.2A. Badanie charakterystyki przejściowej układu średkowoprzepustowego sygnałem sinusoidalnym o $f = f_0 =$ Hz. Przyrządy V1: , V2: .						
U_{iznam} [V]	0	1	2	3	4	5
U_i [V]	0 (zwora)					
U_o [V]						
Uwagi:						
Transmitancja obliczona ze zbadanej charakterystyki: $ k_{u0} =$ V/V.						

- W sprawozdaniu m.in. wykreśl tę charakterystykę, oblicz średnią wartość transmitancji napięciowej – współczynnika przetwarzania, porównaj z obliczeniami wykonanymi przed zajęciami.
- Czy możliwe jest zbadanie rezystancji wejściowej i wyjściowej układu w taki sam sposób, jak poprzedniego? Wskazówka: przyjrzyj się rys. 1.9 i zależnościami (1.23) i (1.24), sformułuj wnioski i zamieść je w sprawozdaniu!

B) Badanie charakterystyki częstotliwościowej.

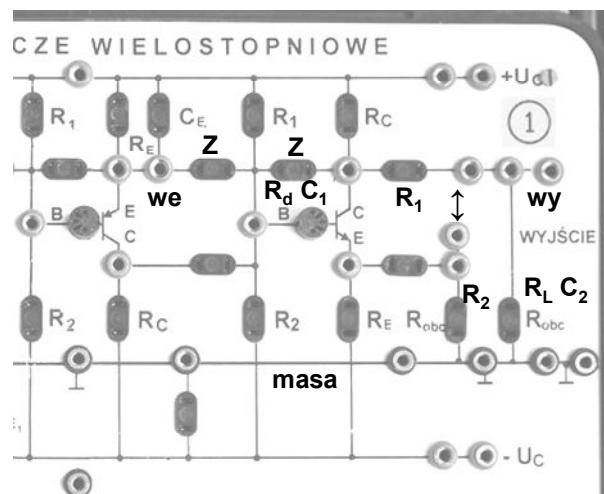
- Przy stałej wartości napięcia sygnału przemiennego z generatora, rzędu kilku woltów zbadasz charakterystyki częstotliwościowe modulu i argumentu transmitancji w układzie z rys. 1.12. Odczytasz z woltomierza wartości napięć na wejściu i wyjściu układu oraz z ekranu oscyloskopu w trybie XY wymiary elipsy (b i B).
- Proponowane punkty charakterystyki (znamionowe wartości częstotliwości), jako krotności wyznaczonej doświadczalnie częstotliwości średkowej: $f/f_0 = 1/10, 1/4, 1/2, 2/3, 4/5, 1, 5/4, 3/2, 2, 4, 10$. Wyniki zapisuj do tabeli, takiej jak np. tab. 1.5. Uwaga: znak argumentu – kąta fazowego φ można określić z kierunku ruchu plamki rysującej elipsę: w prawo oznacza znak plus – wyjście wyprzedza wejście, w lewo – znak minus, wyjście opóźnia się za wejściem. Jednak w zdecydowanej większości przypadków możliwości obserwacyjne człowieka są niewystarczające do wykorzystania tej zasady! Dlatego sprawdź przy włączonej liniowej podstawie czasu w oscyloskopie i częstotliwościach $f = f_0/10$ oraz $f = 10f_0$, jaki znak ma przesunięcie fazowe φ obliczane z wymiarów elipsy, rys. 1.14. Uwzględnij to przy wypełnianiu obliczeniami tab. 1.5.
- Wykreśl obie charakterystyki, z logarytmicznymi skalami częstotliwości i modułu transmitancji oraz liniową skalą argumentu transmitancji.

- Porównaj wyniki badań z teoretycznymi obliczeniami sprzed zajęć oraz kształty spodziewanych i uzyskanych charakterystyk układów. Jakie zmiany, Twoim zdaniem można wprowadzić do programu ćwiczenia?

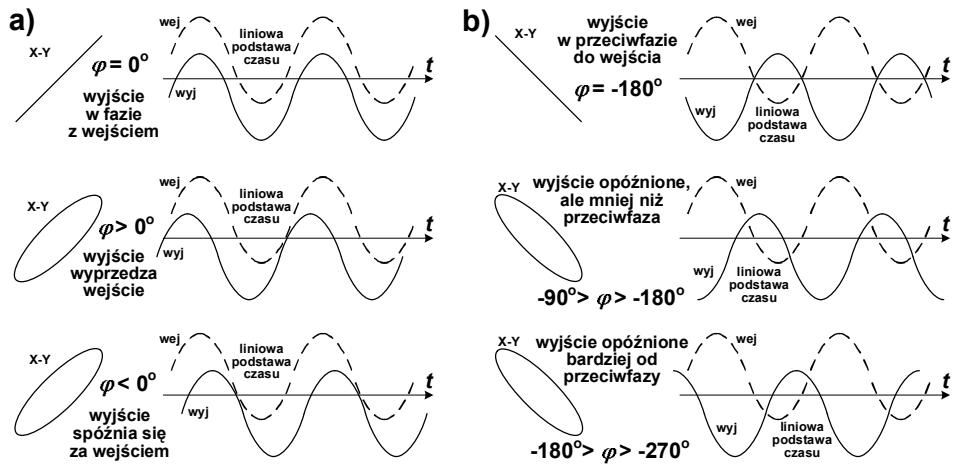
Tab. 1.5. Przykład tabeli do zapisu wyników badania charakterystyki częstotliwościowej układu selektywnego z rys. 1.9

Punkt 1.3.2B. Badanie zależności modułu transmitancji i przesunięcia fazowego od częstotliwości w układzie selektywnym. Przyrządy V1: V2: , Oscyloskop: .								
L.p	$f_{znam} =$	f	U_i	U_o	B	b	$ k_{u0} $	$ k_{u0} $
		[Hz]	[V]	[V]	[dz]	[dz]	[V/V]	[dB]
1	$f_0/10$							
2	$f_0/4$							
3	$f_0/2$							
4	$2f_0/3$							
5	$4f_0/5$							
6	f_0							
7	$5f_0/4$							
8	$3f_0/2$							
9	$2f_0$							
10	$4f_0$							
11	$10f_0$							

Uwagi:



Rys. 1.13. Propozycja połączenia obu układów na makiecie: $R_dR_1R_2R_L$ – rezystancyjny dzielnic napięcia, $C_1R_1R_2C_2$ – układ selektywny, Z – zwarcie zworą lub przewodem



Rys. 1.14. Sposób określenia zakresu kąta przesunięcia fazowego φ a stąd znaku jego zmiany $\Delta\varphi$ z obrazów sygnałów wejściowego i wyjściowego na ekranie oscylometru przy liniowej podstawie czasu:
 a) gdy przy częstotliwości odniesienia (np. w środku pasma układu, rys. na górze) nie ma przesunięcia fazowego,
 b) gdy przy częstotliwości odniesienia sygnały są w przeciwfazie; zwróć uwagę, że kształt elipsy w trybie XY nie jest zależny od znaku zmiany $\Delta\varphi$

2. DIODY PÓŁPRZEWODNIKOWE. CHARAKTERYSTYKI, MODELE, ZASTOSOWANIA

Cel: Praktyczne poznanie układów do badania statycznych charakterystyk diod półprzewodnikowych, odcinków (zakresów): przewodzenia, zatkania, przebicia. Przyswojenie kształtu charakterystyk i ich matematycznego opisu. Poznanie i badanie najprostszych układów wykorzystujących właściwości diod.

Ćwiczenie ma bogaty program, szczególnie w części teoretycznej i analitycznej, dlatego Autor poleca rozdzielenie przygotowania i sprawozdania na części, wykonywane oddzielnie przez poszczególne osoby w grupie.

2.1. WSTĘP TEORETYCZNY

2.1.1. INFORMACJE OGÓLNE, CHARAKTERYSTYKI APROKSYMUJĄCE

Dioda jest najprostszym dwukonówkowym przyrządem półprzewodnikowym, o niesymetrycznej charakterystyce napięciowo-prądowej, czyli zależnej od kierunku przyłożenia napięcia do diody lub kierunku przepływu prądu przez nią. Charakterystyka ta jest ponadto nielinowa. Nie jest to przypadek czy wada diody. Celowo tak ją skonstruowano, stosując złącze p-n dwóch obszarów półprzewodnika o różnym typie przewodnictwa lub złącze m-s (metal-półprzewodnik), aby wykorzystać w układach jej asymetrię. Diody stosuje się w wielu układach:

- prostownikach, detektorach, modulatorach,
- stabilizatorach parametrycznych,
- obwodach rezonansowych strojonych napięciowo,
- organicznikach, obwodach zabezpieczających,
- przetwornikach logarytmicznych i wykładniczych, mnożnikach,
- sygnalizatorach i detektorach optycznych, itd.

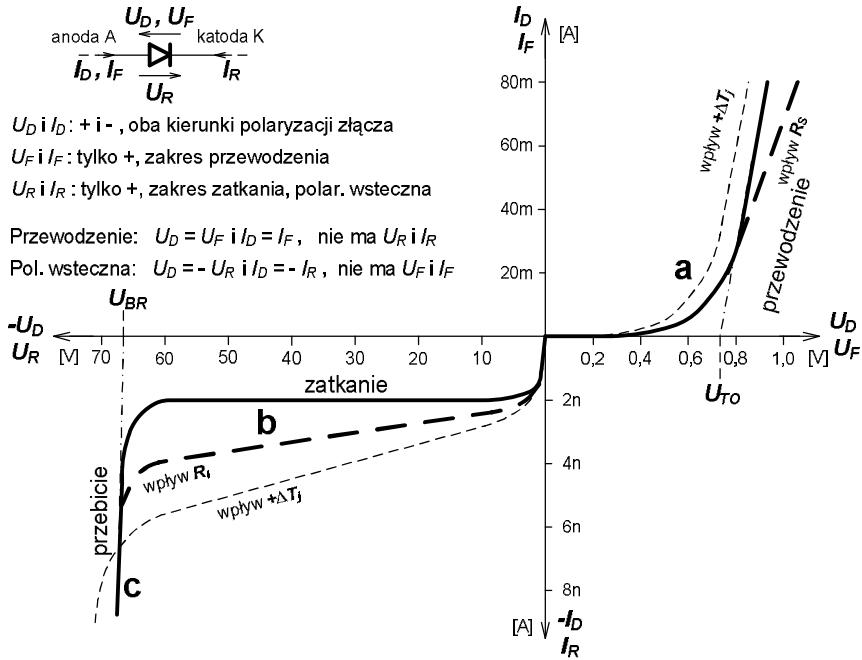
W charakterystyce diody (rys. 2.1) można wyróżnić trzy zakresy:

- zakres przewodzenia (**a** na rys. 2.1) przy polaryzacji dodatniej, zwanej polaryzacją w kierunku przewodzenia; napięcie $U_F = U_D$ plusem do anody, dodatni prąd $I_F = I_D$ płynie przez diodę od anody do katody, rosnąc szybko – praktycznie wykładniczo ze wzrostem napięcia,
- zakres zatkania (**b** na rys. 2.1) przy polaryzacji ujemnej, zwanej polaryzacją wsteczną, napięcie $-U_D = U_R$ minusem do anody, bardzo mały ujemny prąd $-I_D = I_R$ płynie przez diodę od katody do anody, niewiele rosnąc z napięciem,
- zakres przebicia (**c** na rys. 2.1), także przy polaryzacji wstecznej, prąd I_R rośnie lawinowo po przekroczeniu przez napięcie U_R progu przebicia U_{BR} .

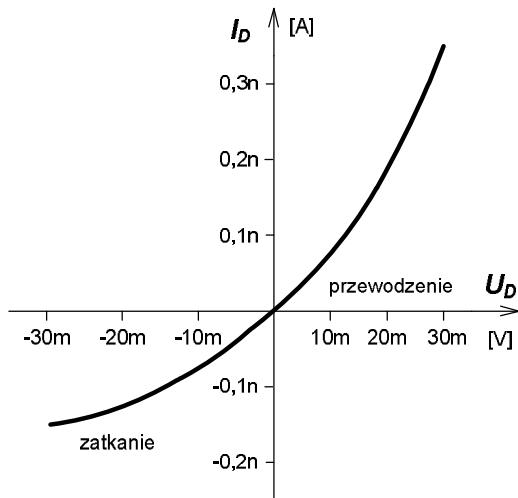
Krzywa na rys. 2.1 jest przykładem charakterystyki uniwersalnej diody krzemowej, która może pracować np. jako prostownicza lub impulsowa; zwróć uwagę na różne skale dla dodatniego i ujemnego napięcia U_D i prądu I_D . Gruba ciągła linia to charakterystyka samego złącza półprzewodnikowego, które jest wewnętrz diody.

Grube przerywane linie pokazują wpływ na właściwości diody rezystancji:

- szeregowej R_S wprowadzonej przez sumę rezystancji obszaru półprzewodnika od złącza do kontaktów, kontaktów i wyprowadzeń,
- równoleglej – upływu R_l wprowadzonej przez obszar powierzchniowy złącza i oprawkę diody.



Rys. 2.1. Oznaczenie diody, definicje wielkości w obwodzie z nią oraz jej charakterystyka napięciowo-prądowa. Podano przykładowe wartości dla krzemowej diody uniwersalnej. Pokazano wpływ zmiany temperatury złącza ΔT_j oraz rezystancji szeregowej R_s i rezystancji upływu R_i na kształt charakterystyki



Rys. 2.2. Powiększony wycinek charakterystyki z rys. 2.1 wokół początku układu współrzędnych, skale na ośmiach ujemnej i dodatniej są jednakowe

Wzrost temperatury złącza diody T_j w [K] lub ϑ_j w [$^{\circ}$ C], w obu przypadkach przyrost wyrażony w [deg], spowodowany wzrostem temperatury otoczenia T_a (lub ϑ_a) albo mocą traconej w diodzie P_D , skutkuje (cienkie przerywane linie na rys. 2.1):

- maleaniem spadku napięcia przewodzenia U_F na diodzie przy stałym prądzie przewodzenia I_F , czyli U_F ma ujemny współczynnik temperaturowy, rzędu -2 mV/deg ,
- wzrostem prądu wstecznego I_R przy stałym napięciu wstecznym U_R , zmiana około dwukrotna przy $\Delta T_j = + 10 \text{ deg}$,

- wzrostem napięcia przebicia, jeżeli przebicie jest typu lawinowego, jak w przykładzie, ogólnie ten typ przebicia występuje, gdy $U_{BR} \geq 7$ V,
- lub maleaniem napięcia przebicia, jeżeli przebicie jest typu Zenera, w bardzo silnie domieszkowanych złączach, o $U_{BR} \leq 5$ V.

Związek prądu złącza I_j z napięciem na nim U_j (gruba ciągła linia na rys. 2.1) opisuje zależność wykładniczą, zwana równaniem Shockleya. Pierwotna wersja, zaproponowana przez Shockleya

$$I_j \approx I_S \left[\exp\left(\frac{U_j}{\varphi_T}\right) - 1 \right], \quad (2.1)$$

musiała być zmodyfikowana, aby dobrze opisywać przebieg charakterystyki współczesnych diod. Przede wszystkim wprowadzono tzw. emisjność złącza M , współczynnik, przez który jest mnożony potencjał elektrotermiczny φ_T oraz szeregową rezystancję diody R_S istotną przy dużych prądach przewodzenia i rezystancję upływu R_l istotną w stanie zatkania

$$I_D \approx I_S \left[\exp\left(\frac{U_D - I_D R_S}{M \varphi_T}\right) - 1 \right] + \frac{U_D}{R_l}. \quad (2.2)$$

Oznaczenia wielkości w zależnościach (2.1) i (2.2):

U_j, I_j – napięcie na złączu i prąd przez niego płynący,

U_D, I_D – napięcie na diodzie i prąd przez nią płynący,

I_S – wstępny prąd nasycenia złącza, bardzo mały, rzędu fA – μ A,

R_S, R_l – rezystancje diody; szeregowa „statyczna” i upływu, bocznikująca,

φ_T – tzw. potencjał elektrotermiczny, $= kT/q$,

$\varphi_T = 25,9$ mV dla $T = 300$ K, $\varphi_T = 25,9 \text{ mV} \cdot T / 300 \text{ K}$,

k – stała Boltzmanna $= 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K} = 8,62 \cdot 10^{-5} \text{ eV/K}$,

q – ładunek elementarny $= |1e| = 1,60 \cdot 10^{-19} \text{ C}$,

M – emisjność złącza (współczynnik korekcyjny) $= 1-2$ a nawet 4 , zależny od technologii i zakresu prądu.

Przy opisie charakterystyki diody spolaryzowanej w kierunku przewodzenia i niezbyt dużym prądem, np. do $1/10$ granicznej średniej wartości $I_{F(AV)M}$ można zależność (2.2) uprościć do postaci

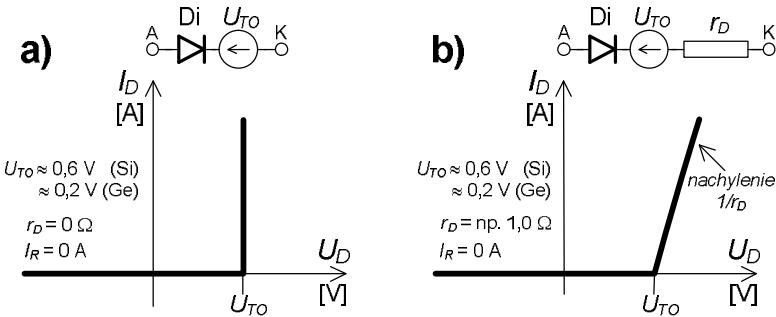
$$I_D \approx I_S \left[\exp\left(\frac{U_D}{M \varphi_T}\right) - 1 \right] \xrightarrow{U_D > \text{kilka} \cdot M \varphi_T} I_D \approx I_S \left[\exp\left(\frac{U_D}{M \varphi_T}\right) \right]. \quad (2.3)$$

Z kolei w zakresie zatkania, przy napięciu wstecznym powyżej około 1 V zależność przestaje być wykładniczą a staje się praktycznie liniową (napięcie U_D i prąd I_D ujemne!)

$$I_D \approx -I_S + \frac{U_D}{R_l}. \quad (2.4)$$

Inny prostszy, inżynierski opis charakterystyki diody opiera się na odcinkach prostej, dzięki czemu ma on proste odwzorowanie za pomocą schematu zastępczego. Dwie jego wersje, różniące się uwzględnieniem rezystancji diody r_D w zakresie

przewodzenia pokazano na rys. 2.3. Punkt styku odcinków aproksymujących rzeczywistą charakterystykę jest umowne napięcie progowe – załączenia U_{TO} , porównaj z rys. 2.1. Ponieważ rzeczywista charakterystyka przewodzącej diody ma w każdym punkcie inne nachylenie, model z rys. 2.3b jest odpowiedni dla konkretnego punktu pracy diody, o określonej wartości prądu przewodzenia.



Rys. 2.3. Schematy zastępcze i odpowiadające im uproszczone charakterystyki diody, Di – dioda idealna, przewodząca już od bardzo małych dodatnich napięć, U_{TO} – umowne napięcie załączenia diody, Si – dioda krzemowa, Ge – dioda germanowa

Zastępca rezystancja r_D jest sumą rezystancji dynamicznej r_d złącza przy określonym jego prądzie I_F oraz wspomnianej już szeregowej rezystancji R_S diody

$$r_D = r_d + R_S , \quad (2.5)$$

a rezystancję r_d wyznacza się z pochodnej zależności (2.3)

$$r_d \equiv \frac{1}{g_d} \equiv \frac{1}{\frac{\partial I_D}{\partial U_D}} = \frac{M\varphi_T}{I_F} . \quad (2.6)$$

Linia prosta aproksymująca przewodzenie diody na rys. 2.3b ma równanie

$$I_F = \frac{U_F - U_{TO}}{r_D} , \quad (2.7)$$

w przyjazniejszej formie

$$U_F = r_D I_F + U_{TO} , \quad (2.8)$$

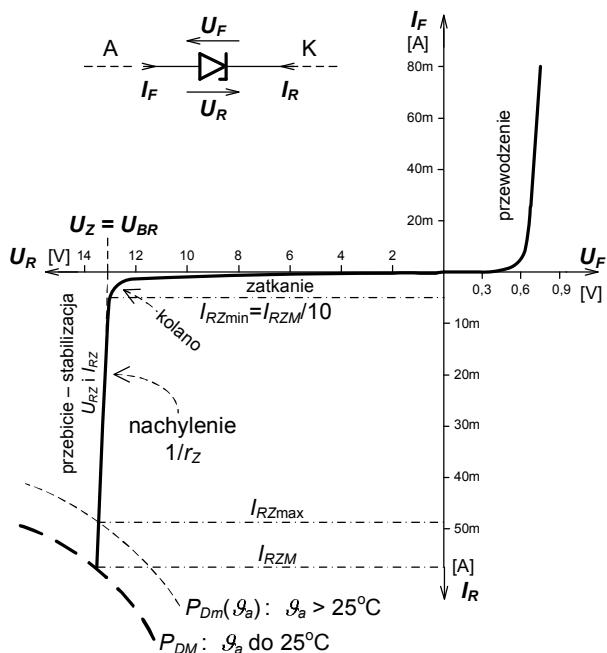
którego współczynniki r_D i U_{TO} łatwo wyznaczyć z dwóch zmierzonych punktów charakterystyki.

Diody Zenera wykorzystuje się do stabilizacji napięcia. Pracują one w zakresie przebicia (rys. 2.4) i znamionowa wartość napięcia przebicia U_{Zn} przy określonym prądzie wstecznym jest ich podstawowym parametrem, podawanym z określoną tolerancją, np. $12 \text{ V} \pm 5\%$ przy 5 mA . Poprawniejsza nazwa tych diod to stabilistory, bowiem tylko w niewielkiej ich grupie, o napięciu przebicia poniżej około 5 V występuje czyste zjawisko Zenera!

Prąd takiej diody przy pracy w zakresie przebicia musi być ograniczony do wartości wynikającej z granicznej wartości mocy diody P_{DM} przy temperaturze otoczenia $\theta_a \leq 25^\circ\text{C}$. Jeżeli temperatura otoczenia jest wyższa, należy zmniejszyć dopuszczalną moc do P_{Dm} , zgodnie z zależnością

$$I_{RZ\max} = \frac{P_{Dm}}{U_{Zn}} = \frac{P_{DM}}{U_{Zn}} \cdot \frac{\vartheta_{j\max} - \vartheta_{a\max}}{\vartheta_{j\max} - 25^\circ\text{C}} = \frac{\vartheta_{j\max} - \vartheta_{a\max}}{U_{Zn} R_{th,j-a}}, \quad (2.9)$$

gdzie: $I_{RZ\max}$ – graniczny bezpieczny prąd wsteczny w zakresie przebicia przy określonej maksymalnej temperaturze otoczenia $\vartheta_{a\max}$,
 P_{DM} – graniczna moc diody w temperaturze otoczenia $\vartheta_{a\max} \leq 25^\circ\text{C}$,
 P_{Dm} – graniczna moc diody w temperaturze otoczenia $\vartheta_{a\max} > 25^\circ\text{C}$,
 U_{Zn} – znamionowa wartość napięcia przebicia, podana przez producenta,
 $\vartheta_{j\max}$ – graniczna temperatura złącza diody, zależna od typu diody, np. dla krzemowej rzędu $(150\text{--}200)^\circ\text{C}$,
 $R_{th,j-a}$ – rezystancja termiczna, miara przeszkód w odprowadzaniu ciepła z diody, między złączem diody a otoczeniem, w $[\text{deg}/\text{W}]$.



Rys. 2.4. Oznaczenie, charakterystyka i parametry krzemowej diody stabilizacyjnej – Zenera

Natomiast minimalny prąd, przy którym można uznać, że dioda już stabilizuje, na lewo od kolana charakterystyki wstecznej z rys. 2.4 to dziesięć procent granicznego prądu wyznaczonego z mocy P_{DM} :

$$I_{RZ\min} = \frac{I_{RZM}}{10} = \frac{P_{DM}}{10U_{Zn}}. \quad (2.10)$$

Jest to warunek dosyć ostry w przypadku diod o napięciach przebicia $(6\text{--}12) \text{ V}$, które już dobrze stabilizują przy prądzie rzędu setek mikroamperów, ale jest polecony do stosowania w praktyce jako ogólny dla wszystkich diod stabilizacyjnych.

Właściwości diody Zenera w zakresie przebicia – stabilizacji można zamodelować podobnie jak w zakresie przewodzenia (rys. 2.5), tworząc prosty obwód zastępczy, którego charakterystyka w postaci odcinków prostej aproksymuje rzeczywistą charakterystykę. Najbardziej uproszczony taki model z rys. 2.5a zawiera dla polaryzacji wstecznej diodę idealną Di, źródło umownego progowego napięcia przebicia

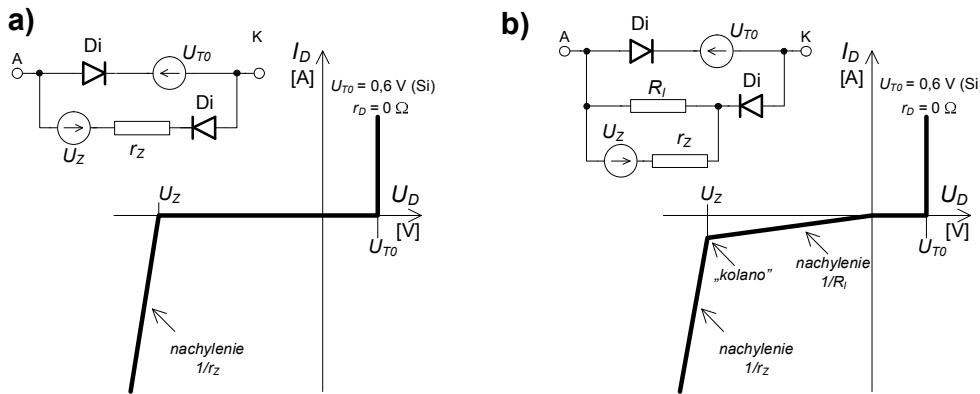
U_Z i rezystor r_Z odpowiadający średniej dynamicznej rezystancji tej gałęzi charakterystyki:

$$r_Z = \frac{1}{g_Z} \approx r_{RZ} = \frac{1}{g_{RZ}} \equiv \frac{1}{\frac{\partial I_{RZ}}{\partial U_{RZ}}} . \quad (2.11)$$

Ta rezystancja, podobnie jak rezystancja w zakresie przewodzenia zależy od prądu, ale nie aż tak silnie, jak w zależności (2.6). Można zatem dla większego zakresu wartości prądu, a nawet praktycznie dla całego zakresu stabilizacji przyjąć jedną jej wartość. Opis odcinka charakterystyki w zakresie przebicia, przy pominięciu prądu upływu wywołanego przez R_I , w formie przyjaznej do analizy ma postać:

$$U_{RZ} = r_Z I_{RZ} + U_Z , \quad (2.12)$$

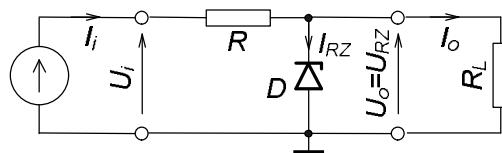
gdzie U_{RZ} i I_{RZ} to wsteczne napięcie i prąd w zakresie stabilizacji.



Rys. 2.5. Schematy zastępcze i odpowiadające im uproszczone charakterystyki diody Zenera, Di – dioda idealna, przewodząca już od małych dodatnich napięć, U_{TO} – umowne napięcie załączenia diody, U_Z – napięcie progowe przebicia, r_Z – dynamiczna rezystancja diody w zakresie przebicia

2.1.2. STABILIZATOR PARAMETRYCZNY NAPIĘCIA NA DIODZIE ZENERA

Najprostszy ze stabilizatorów stałego napięcia zawiera tylko dwa elementy, diodę Zenera i rezystor (rys. 2.6). Jest biernym, nieliniowym czwórnikiem o napięciu zasilania traktowanym jak sygnał wejściowy U_i . Zasada jego działania opiera się na wykorzystaniu kształtu charakterystyki diody Zenera w zakresie przebicia, gdzie niewielkim zmianom napięcia na diodzie towarzyszą znacznie większe zmiany prądu.



Rys. 2.6. Stabilizator parametryczny napięcia stałego na diodzie Zenera (D, R) ze źródłem zasilającym i rezystorem obciążenia R_L

Zmiany napięcia zasilania i prądu obciążenia układu muszą być przejęte przez zmiany prądu płynącego przez diodę, a te wpływają na zmianę napięcia wyjściowego poprzez dynamiczną rezystancję diody r_Z :

$$I_i \pm \Delta I_i = \frac{U_i \pm \Delta U_i - U_o}{R} = \frac{U_i - U_o}{R} \pm \frac{\Delta U_i}{R}, \quad (2.13)$$

$$I_o \pm \Delta I_o = \frac{U_o}{R_L \mp \Delta R_L} \approx \frac{U_o}{R_L} (1 \pm \delta R_L), \quad (2.14)$$

$$I_{RZ} = I_i - I_o \quad \Rightarrow \quad \Delta I_{RZ} = \Delta I_i - \Delta I_o, \quad (2.15)$$

$$\Delta U_o \equiv \Delta U_{RZ} = \Delta I_{RZ} r_Z, \quad (2.16)$$

gdzie Δ to zmiany bezwzględne a δ to względne. Rezystancja wyjściowa R_o jest w praktyce równa dynamicznej rezystancji diody r_Z (podstawiaj w obliczeniach teoretycznych, przed zajęciami wartości znamionowe $r_Z = r_{Zn}$ i $U_Z = U_{Zn}$)

$$R_o = \frac{-\Delta U_o}{\Delta I_o} = R \| r_Z \approx r_Z, \quad (2.17)$$

bezwzględny współczynnik stabilizacji napięciowej układu G_u w [V/V] jest praktycznie równy

$$G_u \equiv \frac{\Delta U_o}{\Delta U_i} = \frac{R_L \| r_Z}{R + (R_L \| r_Z)} \approx \frac{r_Z}{R}, \quad (2.18)$$

$$\text{a względny w [%/%%]} \quad S_u \equiv \frac{\delta U_o}{\delta U_i} = G_u \frac{U_i}{U_o} \approx \frac{r_Z U_i}{R U_o} \quad (2.19)$$

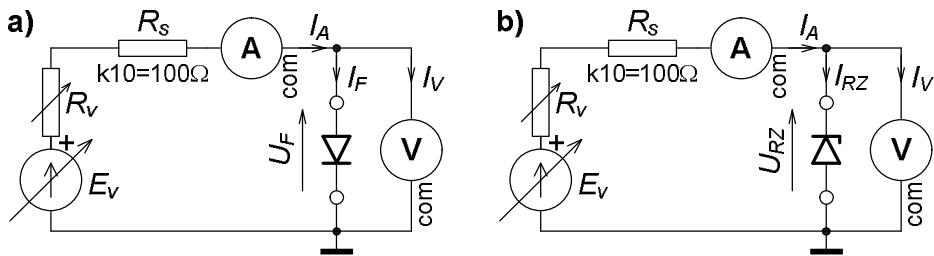
$$\text{i sprawność w [%]} \quad \eta \equiv \frac{P_o}{P_i} 100\% = \frac{U_o I_o}{U_i I_i} 100\% \approx \frac{R U_Z^2 100\%}{R_L U_i (U_i - U_Z)}. \quad (2.20)$$

2.2. PRACE PRZED ZAJĘCIAMI

Stopień wykonania punktu 2.2 i 2.3 rzutuje na ocenę całej grupy.

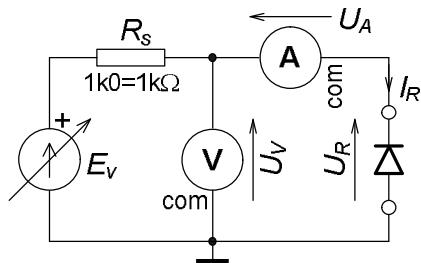
A) Oblicz błędy metody w układach do badania charakterystyk diod; są one spowodowane poborem mocy przez przyrządy pomiarowe.

- W układzie z rys. 2.7 objawia się to zwiększoną wartością prądu płynącego przez amperomierz o prąd woltomierza, w układzie z rys. 2.8 – zwiększoną wartością napięcia mierzonego przez woltomierz o spadek napięcia na amperomierzu.
- W układzie poprawnego pomiaru napięcia (UPPN) z rys. 2.7a oblicz wartość prądu I_V płynącego przez woltomierz o rezystancji $R_V = 10 \text{ M}\Omega$ gdy napięcie U_F jest rzędu 0,20 V i 1,2 V.
- Oblicz jego udział względny (czyli błąd w %) w mierzonym przez amperomierz prądu $I_A = 20 \mu\text{A}$.



Rys. 2.7. Układ poprawnego pomiaru napięcia (UPPN) do badania charakterystyk diod:
a) zakresu przewodzenia, b) zakresu przebicia – stabilizacji przy wstecznej polaryzacji diody Zenera

- Powtórz obliczenia dla przypadku badania charakterystyki stabilizacji, w zakresie przebicia, w układzie z rys. 2.7b, gdy $U_{RZ} = 6,8$ V a $I_A = 200 \mu\text{A}$.
- W układzie poprawnego pomiaru prądu (UPPP) z rys. 2.8 oblicz wartość spadku napięcia U_A na amperomierzu o rezystancji $R_A = 0,2$ V/I_{zakres} = 10 kΩ gdy prąd wsteczny diody jest rzędu 0,50 μA.
- Oblicz jego udział wzajemny (czyli błąd w %) w mierzonym przez woltomierz napięciu $U_V = 0,20$ V.



Rys. 2.8. Układ poprawnego pomiaru prądu (UPPP) do badania charakterystyk diod w zakresie zatkania

B) Przygotuj, przeanalizuj procedurę wyznaczania parametrów w modelach – opisach diod,

- w tzw. inżynierskim opisie (dwuodcinkowym z parametrami U_{T0} i r_D),
- w zmodyfikowanym równaniu Shockleya (parametry M i I_S), zgodnie z uwagami w punkcie 2.3.4 CZĘŚCI DOŚWIADCZALNEJ.

C) Oblicz wartości wielkości w układzie stabilizatora parametrycznego z rys. 2.6:

- oczekiwane współczynniki stabilizacji napięciowej G_u i S_u oraz rezystancję wyjściową R_o układu; przyjmij do obliczeń znamionowe wartości $R = 200 \Omega$, $U_i = 15$ V, $R_L = 0,82$ kΩ oraz diody $U_{Zn} = 6,8$ V i $r_{Zn} = 8,0$ Ω,
- prądy w układzie oraz moc: oddawaną przez źródło P_i , traconą w diodzie P_D i w rezistorze P_R , dostarczoną do obciążenia P_o przy $U_i = 11$ V i $R_L = 0,47$ kΩ,
- sprawność układu, w procentach, czyli stosunek mocy w obciążeniu P_o do mocy oddanej przez źródło P_i w warunkach poprzedniego punktu.

2.3. CZĘŚĆ DOŚWIADCZALNA

W ćwiczeniu zbadasz charakterystyki statyczne diod oraz niektóre z diod zastosujesz w układach na makiecie Układy Zasilające w części Stabilizatory (lewa

dolna część, rys. 14.3). Podane w nawiasach parametry diod to dopuszczalny uśredniony prąd przewodzenia $I_{F(AV)M}$ i dopuszczalne wstępne napięcie pracy U_{RWM} :

- D₁** dioda uniwersalna krzemowa, typ 1N4148 ($I_{F(AV)M} = 0,2 \text{ A}$, $U_{RWM} = 75 \text{ V}$),
- D₂** dioda impulsowa Schottky'ego, typ 1N5819 ($I_{F(AV)M} = 1 \text{ A}$, $U_{RWM} = 40 \text{ V}$),
- D₃** dioda Zenera, poprawniej stabilistor, typ BZP683-C6V8, ($I_{F(AV)M} = 0,2 \text{ A}$, $U_{Zn} = 6,8 \text{ V}$, w zakresie stabilizacji $P_{DM} = 0,4 \text{ W}$, $\theta_{jmax} = 150^\circ\text{C}$),
- D₄** dioda świecąca LED, kolor do wyboru ($I_{F(AV)M} = 30 \text{ mA}$, $U_{RWM} = 5 \text{ V}$).

2.3.1. Badania zakresu przewodzenia diod

- Połącz układ poprawnego pomiaru napięcia (UPPN) – rys. 2.7 i rys. 2.11.

Tab. 2.1. Przykład tabeli do zapisu wyników badań diod w kierunku przewodzenia, dla każdej diody oddzielna

Charakterystyki przewodzenia $I_F = f(U_F)$ diod. Układ z rys. 2.7a, przyrządy V: , A:				
Rodzaj i typ diody		D_1 : uniwersalna krzemowa, 1N4148		
Lp.	$U_F [\text{V}]$	$I_{Fznam} [\text{mA}]$	$I_F [\text{mA}]$	Uwagi
1		0,02		
2		0,2		
3		1		
4		2		
5		20		

- Badaj w nim zależność $I_F = f(U_F)$ w kierunku przewodzenia **wszystkich czterech** diod włączonych zgodnie z rys. 2.7a przy prądach $I_F = 20/200 \mu\text{A}/1/2/20 \text{ mA}$. Wbrew zapisowi charakterystyki reguluj prąd za pomocą źródła E_v i rezystora R_v (indeks v od variable czyli zmienny, regulowany) – tak jest wygodniej, ale tabele i wykresy w sprawozdaniu wykonaj zgodnie z zapisem $I_F = f(U_F)$.
- Wyniki zapisuj do tabel, np. takich jak tab. 2.1. Zaznacz w tabeli dla diody LED wartość prądu I_F początku świecenia oraz wyraźnego świecenia.

2.3.2. Badania zakresu stabilizacji diody Zenera

- W układzie z poprzedniego punktu włącz diodę Zenera zgodnie z rys. 2.7b.
- Przed badaniem oblicz, czy nie przekroczyłeś dopuszczalnej mocy w diodzie P_{Dm} . Jaki jest związek między mocami diody P_{Dm} i P_{DM} ?

Tab. 2.2. Przykład tabeli do zapisu wyników badań diody w zakresie stabilizacji, kierunek wstępny

Charakterystyka stabilizacji $I_{RZ} = f(U_{RZ})$ diody Zenera. Układ z rys. 2.7b, przyrządy V: , A:				
Rodzaj i typ diody		D_3 : stabilizacyjna (Zenera), BZP683-C6V8		
Lp.	$U_{RZ} [\text{V}]$	$I_{RZznam} [\text{mA}]$	$I_{RZ} [\text{mA}]$	Uwagi
1		0,2		
2		1		
3		2		
4		5		
5		10		
6		30		
7		50		

- Badaj charakterystykę wsteczną diody Zenera w zakresie stabilizacji (przebicia) $I_{RZ} = f(U_{RZ})$. Tak, jak w poprzednim punkcie reguluj prąd, ale wartości będą inne $I_{RZ} = 0,2/1/2/5/10/30/50 \text{ mA}$.
- Wyniki zapisuj do tabeli, np. takiej jak tab. 2.2.

2.3.3. Badania zakresu zatkania diod

- Połącz układ poprawnego pomiaru prądu (UPPP) – rys. 2.8 i rys. 2.12.
- Zbadaj charakterystykę $I_R = f(U_R)$ – zakres zatkania wszystkich diod przy polaryzacji wstecznej, łącznie z diodą Zenera. Zaleca się zaczęcie tych badań od diody Schottky'ego.
- Teraz reguluj napięcie: $U_R = 0,2/0,5/1/2/5 \text{ V}$.
- Wyniki zapisuj do tabeli, np. takich jak tab. 2.3.

Tab. 2.3. Przykład tabeli do zapisu wyników badań diod w zakresie zatkania, dla każdej diody oddzielnie

Charakterystyki zatkania $I_R = f(U_R)$ diod. Układ z rys. 2.8, przyrządy V: , A: .				
Rodzaj i typ diody		D_2 : impulsowa dioda Schottky'ego, 1N5819		
Lp.	U_{Rznam} [V]	U_R [V]	I_R [μA]	Uwagi
1	0,2			
2	0,5			
3	1			
4	2			
5	5			

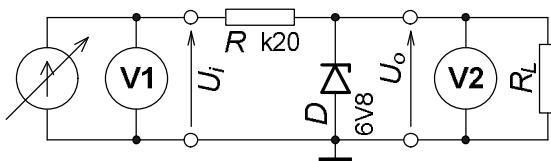
2.3.4. Uwagi do opracowania badań charakterystyk diod w sprawozdaniu

- W programie EXCEL stosuj do ilustracji swoich badań tylko typ wykresu XY, ze skalami liniowymi lub logarytmicznymi!
- Wykreśl charakterystyki przewodzenia wszystkich diody razem – w skalach liniowych a następnie półlogarytmicznych; skala osi napięciowej liniowa a osi prądowej logarytmiczna. Jaki jest kształt charakterystyk półlogarytmicznych i o czym świadczy? Wykreśl także charakterystykę zakresu stabilizacji diody Zenera, tylko w skalach liniowych, z przesunięciem początku skali napięciowej.
- Wyznacz analitycznie lub wykreślnie parametry modelu praktycznego (opisu inżynierskiego) wszystkich diod dla kierunku przewodzenia (parametry U_{TO} , r_D) w otoczeniu punktu o prądzie 1,5 mA oraz diody Zenera w zakresie stabilizacji (parametry U_Z , r_Z) w otoczeniu punktu 20 mA.
- Oblicz stosunek rezystancji R/r (statyczna $R = U_D/I_D$, dynamiczna $r = \Delta U_D/\Delta I_D$) przewodzących diod oraz diody Zenera w zakresie przebicia, w otoczeniu punktu 1,5 mA.
- Dla diod D_1 i D_4 wyznacz parametry M , I_S w modelu – równaniu Shockleya z wyników w zakresie przewodzenia: $I_F = I_S \{ \exp[U_F/(M \cdot 26 \text{ mV})] - 1 \}$. Uprość równanie przez usunięcie „–1”; kiedy możesz to zrobić, jeżeli $M \leq 2$ dla diod uniwersalnych i prostowniczych i $M \leq 4$ dla diod LED? Przy analizie przyjmij konkretną wartość błędu pominięcia „–1”, np. 0,5%. Podziel stronami uproszczone równania dla dwóch punktów, przy prądach 0,2 i 2 mA, porównaj

wyznaczony I_S ze zmierzonymi prądami wstecznymi. Druga, mniej pracochłonna i doskonalsza metoda, to wykorzystanie równania wykładniczej linii trendu do wykresów półlogarytmicznych, utworzonych w arkuszu kalkulacyjnym, np. EXCEL. W tym przypadku w wersji wykresu do wyznaczenia równania linii trendu musisz odrzucić dane leżące wyraźnie poza prostą, np. dla diody LED przy prądzie $I_F = 20$ mA.

2.3.5. Badanie układu stabilizatora parametrycznego z diodą Zenera

- Połącz układ parametrycznego stabilizatora napięcia – rys. 2.9 i rys. 2.13, z diodą stabilizacyjną zbadaną w pkt. 2.3.1–2.3.3.



Rys. 2.9. Układ parametrycznego stabilizatora napięcia z obciążeniem i przyrządami do badania

- Zbadaj zależność $U_o = f(U_i)$ dla $U_i = 11/13/15/17$ V, przy każdym napięciu zastosuj cztery rezystancje obciążenia wyjścia układu $R_L = \infty/1,5/0,82/0,47$ k Ω . Który z woltomierzy dostępnych w laboratorium zastosujesz jako V2 do pomiaru napięcia wyjściowego stabilizatora?
- Wyniki zapisuj do tabeli, np. takiej jak tab. 2.4.
- W sprawozdaniu m.in. wykreśl dwie rodziny charakterystyk: $U_o = f(U_i)$ dla $R_L = \text{parametr}$ oraz $U_o = f(1/R_L)$ dla $U_i = \text{parametr}$, obie z odpowiednim przesunięciem początku układu współrzędnych.

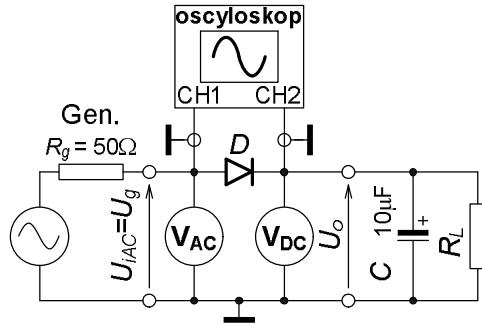
Tab. 2.4. Przykład tabeli do zapisu wyników badań stabilizatora z diodą Zenera

Parametryczny stabilizator napięcia, charakterystyki $U_o = f(U_i)$ i $U_o = f(1/R_L)$.						
Układ z rys. 2.9, przyrządy V ₁ : , V ₂ : .						
R_L [k Ω]	$1/R_L$ [mS]	U_{iznam} [V]	11	13	15	17
∞	0	U_o [V]				
1,5	0,667	U_o [V]				
0,82	1,22	U_o [V]				
0,47	2,13	U_o [V]				

- Oblicz z wyników badań współczynniki stabilizacji G_u , S_u i wyjściową rezystancję R_o układu w okolicach środka charakterystyk. Przyjmij, że stała rezystancja obciążenia R_L oznacza w praktyce stały prąd obciążenia I_o .
- Oblicz prądy i moce: ze źródła, w diodzie, w obciążeniu oraz sprawność układu (stosunek mocy w obciążeniu do mocy oddanej ze źródła) przy $U_i = 11$ V i 17 V, w obu przypadkach przy obciążeniu $R_L = \infty \Omega$ i 470 Ω .
- Porównaj wyniki obliczeń z poprzedniego podpunktu i sformułuj wnioski.

2.3.6. * Badania układu prostownika (wykonują najlepsze grupy)

- Połącz układ prostownika jednopolówkowego z krzemową diodą uniwersalną – rys. 2.10 i rys. 2.14. Nastaw parametry sinusoidalnej fali z generatora: około 5 V/500 Hz. Rezystancja R_g to wewnętrzna, własna generatora.



Rys. 2.10. Układ prostownika jednopolówkowego z filtrem pojemnościowym, obciążeniem i przyrządami do badania

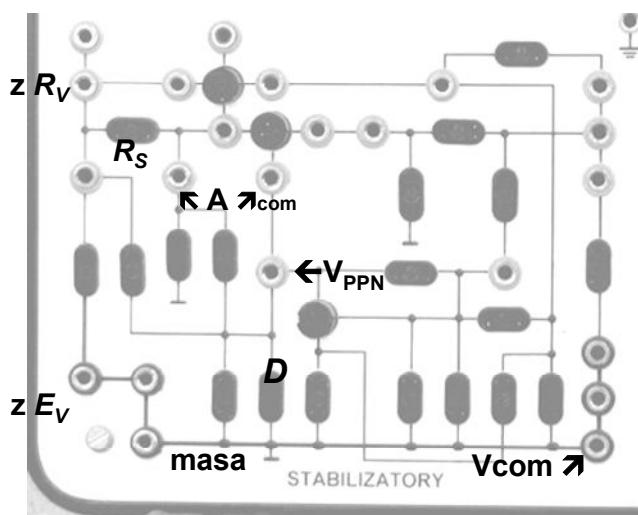
- W trakcie badań zmierzysz: wartość skuteczną napięcia zasilającego – wejściowego U_{iAC} , wartość średnią (składową stałą) napięcia wyjściowego U_{oDC} , wartość skuteczną składowej zmiennej, czyli tętnień na wyjściu U_{oAC} .
- Przerysujesz z oscyloskopu lub sfotografujesz przebieg chwilowych wartości napięcia wyjściowego układu, na tle napięcia wejściowego.
- Wykonaj badania układu bez kondensatora filtrującego (prostowanie na wartość średnią) oraz z nim, o $C = 10 \mu\text{F}$ (prostowanie na wartość szczytową), w obu przypadkach z obciążeniem wyjścia rezystancjami, kolejno $R_L = 10/1,0/0,5/0,3 \text{ k}\Omega$.
- Wyniki zapisuj do tabeli, np. takiej jak tab. 2.5.

Tab. 2.5. Przykład tabeli do zapisu wyników badań prostownika bez i z filtrem pojemnościowym

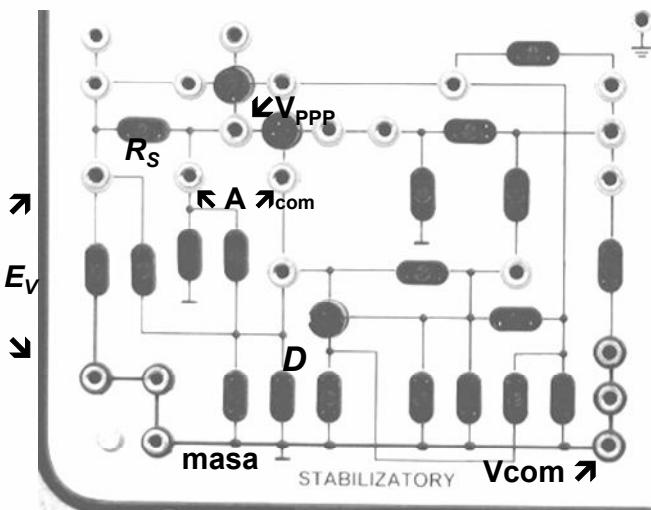
Charakterystyki prostownika jednopolówkowego $U_{oDC} = f(1/R_L)$ i $U_{oAC} = f(1/R_L)$, rys. 2.10, przyrządy V_{iAC} : , V_{oDC} : , V_{oAC} : , oscyl.:									
Warunki			Pomiarы			Obliczenia			
Lp.	C filtr [μF]	R_L [$\text{k}\Omega$]	U_{iAC} [V]	U_{oDC} [V]	U_{oAC} [V]	I_o $= U_{oDC}/R_L$ [mA]	U_{oDC}/U_{iAC} [-]	U_{oAC}/U_{oDC} [%]	Uwagi
1	0	10							
2	0	1							
3	0	0,5							
4	0	0,3							
5	10	10							
6	10	1							
7	10	0,5							
8	10	0,3							

- W sprawozdaniu m.in. oblicz dla wszystkich przypadków w tabeli natężenie prądu wyjściowego I_o , stosunek U_{oDC}/U_{iAC} i współczynnik tężnień $k_t = (U_{oAC}/U_{oDC}) \cdot 100\%$.
- Wykreśl rodzinę charakterystyk $U_{oDC} = f(I_o)$ i $k_t = f(I_o)$; parametrem w tych wykresach będzie pojemność filtrująca C .
- Porównaj wartości, charakterystyki i kształty przebiegów wyjściowych, sformułuj wnioski.

2.3.7. **W sprawozdaniu między innymi** porównaj wyniki obliczeń teoretycznych sprzed zajęć z wynikami badań elementów i układów oraz wynikami obliczeń wykonanych na ich podstawie, sformułuj wnioski.

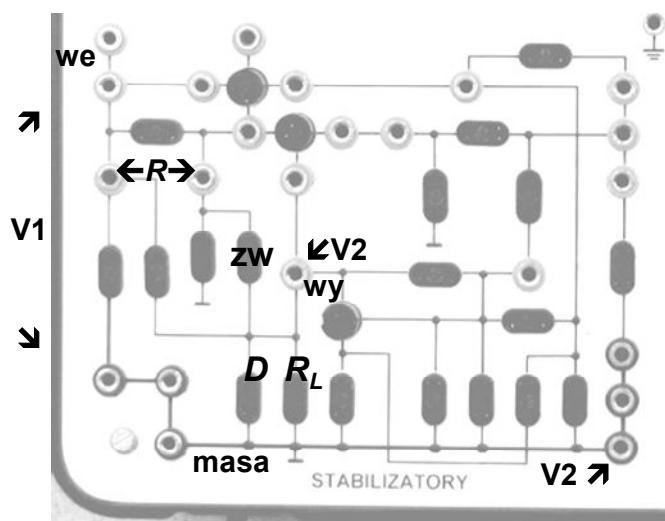


Rys. 2.11. Propozycjałączeniaukładu zpoprawnym pomiarem napięcia (UPPN) do badania diod w zakresie przewodzenia oraz diody Zenera w zakresie przebicia

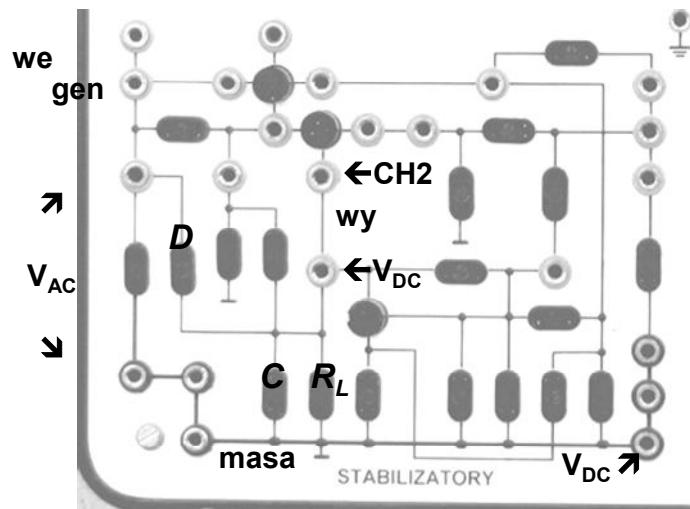


Rys. 2.12. Propozycjałączeniaukładu zpoprawnym pomiarem prądu (UPPP)

do badania diod w zakresie zatkania



Rys. 2.13. Propozycja łączenia układu do badania parametrycznego stabilizatora napięcia z diodą Zenera



Rys. 2.14. Propozycja łączenia układu do badania prostownika jednopołówkowego z diodą półprzewodnikową i filtrem pojemnościowym

3. TRANZYSTOROWE ŹRÓDŁA PRĄDOWE

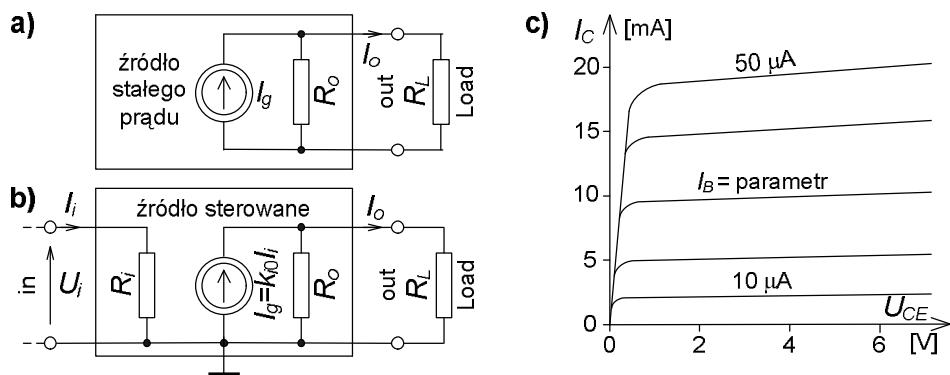
Cel: Poznanie zasad budowy, działania i badania pierwszych układów na tranzystorach; źródeł stałych prądów. Poznanie doświadczalne właściwości tranzystora w różnych stanach pracy.

W ćwiczeniu zastosujesz tranzystory bipolarne npn typu BC548B, pnp typu BC556B (tab. 3.4), a w wersji poszerzonej można zastosować także tranzystory polowe (unipolarne) złączowe z kanałem n: JFETn typu 2N4416 lub typu BF245.

3.1. WSTĘP TEORETYCZNY

Źródła prądowe są znacznie rzadziej stosowane od źródeł napięciowych. Z reguły są budowane jako stabilizatory prądowe zasilane napięciowo, z tranzystorami – podstawowymi elementami aktywnymi lub ich zestawami w układach scalonych. Najprostsza wersja takiego źródła ma jedną wartość wyjściowego prądu I_o , a tranzystor jest jego parametrycznym stabilizatorem. Wykorzystywany jest taki zakres charakterystyk tranzystora, w którym jest mała zależność prądu tranzystora (równego wyjściowemu pradowi źródła I_o) od spadku napięcia U_o na obciążeniu źródła R_L . Są to zakresy płaskiego, prawie równoległego przebiegu zależności prądu kolektora I_C w tranzystorze bipolarnym od napięcia kolektor-emiter U_{CE} przy prądzie bazy $I_B = \text{parametr}$ (jak na rys. 3.1c) lub zależności prądu drenu I_D w tranzystorze polowym od napięcia dren-źródło U_{DS} przy napięciu bramka-źródło $U_{GS} = \text{parametr}$.

Lepsze właściwości, tj. przede wszystkim mniejszą zależność wyjściowego prądu I_o od zmian napięcia zasilania U_{SUP} oraz od zmian rezystancji obciążenia wyjścia R_L ma źródło, w którym jest obwód kontroli wartości wyjściowego prądu oraz obwód korekcji tej wartości. Takie obwody ma stabilizator kompensacyjny i w najprostszej wersji niewiele różni się układowo od prądowego stabilizatora parametrycznego. Kontrolę prądu realizuje się za pomocą rezystora włączonego w wyjściowe oczko źródła, a tranzystor jest komparatorem – elementem porównującym spadek napięcia z tego rezystora z napięciem wzorcowym oraz jest także elementem wzmacniającym i wykonawczym, korygującym wartość wyjściowego prądu zależnie od wyniku porównania.



Rys. 3.1. Schematy zastępcze obciążonych źródeł prądowych; a) źródło jednej, stałej wartości, b) źródło o wartości sterowanej napięciem lub prądem, wykres c) – rodzina charakterystyk wyjściowych bipolarnego tranzystora npn, ilustrująca możliwość wykorzystania go w źródle – parametrycznym stabilizatorze prądu

Właściwości źródła o stałej wartości prądu można opisać najprostszym dwuelementowym, dwójkowym schematem zastępczym jak na rys. 3.1a. Wyodrębniono na nim wyraźnie znamionowy prąd źródła I_g i prąd wyjściowy I_o . To zróżnicowanie wynika z istnienia wewnętrznej rezystancji R_o , różnej od nieskończoności. Zastosowane w źródle tranzystory – sterowane elementy elektroniczne umożliwiają także zmianę wartości prądu wyjściowego za pomocą wartości wielkości wejściowych (sterujących), napięcia U_i lub prądu I_i . W takim przypadku źródło jest czwórnikiem przetwarzającym sygnał sterujący na prądowy sygnał wyjściowy, o najprostszym schemacie zastępczym jak na rys. 3.1b.

Rysunek 3.1c obrazuje przykładowo dla tranzystora bipolarnego zarówno ideę jego wykorzystania jako stabilizatora parametrycznego prądu w źródle o stałej wartości, jak i możliwość zmian prądu, tj. sterowania wartością od wejścia lub przez obwód korekcji w stabilizatorze kompensacyjnym. Na rysunku są wyjściowe charakterystyki tranzystora $I_C = f(U_{CE})$ w układzie WE, przy prądzie bazy I_B jako parametrze. Widać na nich, że przy stałym, wymuszonym prądzie bazy I_B zmiany prądu kolektora ΔI_C spowodowane zmianami napięcia kolektor-emiter ΔU_{CE} będą niewielkie, tym mniejsze, im mniejszy prąd kolektora. Zmiana wielkości sterującej, w tym przypadku z definicji jest to prąd bazy, powoduje przejście tranzystora na inną gałąź charakterystyki, z innym prądem kolektora. W przybliżeniu można założyć, że sterowanie jest liniowe, tj. w tym przypadku, że stała jest transmitancja prądowa k_{i0} czwórnika z rys. 3.1b. A od jakiego parametru tranzystora zależy ta transmitancja?

W schematach układów pokazanych na rys. 3.1 pominięto dla prostoty obwody zasilania. Każdy układ z elementami aktywnymi (tutaj – z tranzystorami) musi być zasilany i jakość tego zasilania (niestałość, przydźwięk sieciowy, szумy) może mieć wpływ na jakość układu, co w przypadku stabilizatora opisuje się m.in. współczynnikiem stabilizacji.

3.1.1. OPIS FORMALNY DZIAŁANIA ŹRÓDŁA

Przyjęte układy zastępcze źródeł prądowych jak na rys. 3.1 skutkują prostym opisem matematycznym ich działania, dotyczącym charakterystyki wyjściowej. W obu źródłach z rys. 3.1 prąd wyjściowy I_o jest co najwyżej równy prądowi I_g wskutek istnienia dzielnika prądowego, utworzonego przez rezystancję wewnętrzna – wyjściową R_o i rezystancję obciążenia R_L :

$$I_o = I_g \frac{R_o R_L}{R_o + R_L} \cdot \frac{1}{R_L} = I_g \frac{R_o}{R_o + R_L}. \quad (3.1)$$

Ułamek na końcu zależności (3.1) jest podziałem dzielnika prądowego. W wersji źródła sterowanego z rys. 3.1b trzeba dodatkowo opisać oddziaływanie wielkości sterującej – wejściowej (to nie zasilanie!). Przy sterowaniu wejściowym napięciem:

$$I_o = I_g \frac{R_o}{R_o + R_L} = k_{y0} \frac{R_o}{R_o + R_L} U_i = k_y U_i \quad (3.2)$$

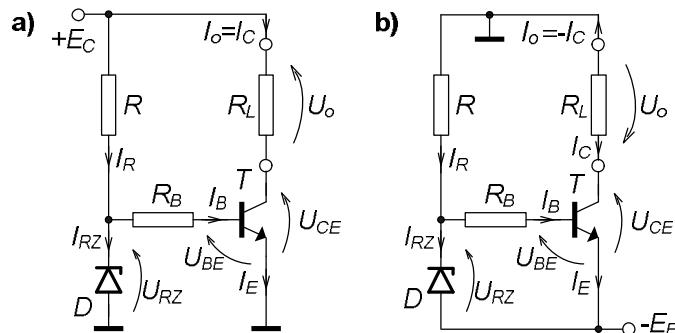
gdzie k_{y0} to transmitancja admitancyjna czyli transadmitancja własna układu (bez obciążenia, tzn. przy zwarciu wyjścia prądowego) a k_y jest transadmitancją układu obciążonego konkretną rezystancją R_L . Natomiast przy sterowaniu wejściowym prądem zmienia się typ transmitancji, teraz jest ona prądowa:

$$I_o = I_g \frac{R_o}{R_o + R_L} = k_{i0} \frac{R_o}{R_o + R_L} I_i = k_i I_i. \quad (3.3)$$

Formalnie obie wielkości wejściowe U_i oraz I_i są ze sobą związane poprzez wejściową rezystancję R_i sterowanego źródła: $U_i = R_i I_i$, niezależnie od tego, która z nich jest naprawdę doprowadzona z zewnątrz jako sterująca. Dlatego można np. sterować źródłem z tranzystorem bipolarnym za pomocą napięcia, pomimo tego, że ten tranzystor z zasadą swego działania jest przetwornikiem prądu na prąd.

3.1.2. ŹRÓDŁA PRĄDOWE Z TRANZYSTORAMI BIPOLARNYMI

Najprostsze źródło prądowe w układzie parametrycznego stabilizatora prądu powinno poza tranzystorem zawierać obwód wymuszający stały prąd bazy tego tranzystora, praktycznie niezależny od zmian zasilania i obciążenia źródła. Zazwyczaj składa się on (rys. 3.2) z bardzo prostego parametrycznego stabilizatora napięcia na diodzie Zenera (diode D i rezystor R) oraz rezystora R_B , przetwarzającego napięcie z diody U_{RZ} na prąd bazy I_B tranzystora. Obciążenie źródła R_L na rys. 3.2a nie jest połączone z masą. Taki sposób włączenia obciążenia często jest niewygodny lub wręcz niedopuszczalny. Zaradzić temu można wprowadzając do układu niewielką modyfikację, jak na rys. 3.2b; zmieniono punkt dołączenia masy oraz napięcie zasilania na ujemne. Między rysunkami 3.2a i b jest jeszcze formalna różnica w zastrzałkowaniu prądu wyjściowego źródła I_o oraz spadku napięcia U_o na obciążeniu R_L . W rezultacie wartości obu wielkości są ujemne w układzie na rys. 3.2b, mimo dokładnie takiej samej pracy układów. W pierwszym przypadku o formalnym kierunku decyduje znak źródła zasilającego E_C oraz kierunek prądu kolektora I_C tranzystora. W drugim przyjęto, że prąd I_o jest dodatni, gdy przepływa ze źródła przez obciążenie do masy, a napięcie jest zdefiniowane w odniesieniu do masy.



Rys. 3.2. Przykłady źródeł prądowych w układzie stabilizatora parametrycznego, z tranzystorem bipolarnym npn: a) obciążenie R_L nie jest połączone z masą, zasilanie dodatnie, prąd wyjściowy dodatni, b) obciążenie R_L połączone z masą, zasilanie ujemne, prąd wyjściowy ujemny

W układzie z rys. 3.2a prąd wyjściowy jest dodatni, wprost równy prądowi kolektora tranzystora. Wartość jego można ustalić przy danym egzemplarzu tranzystora przez dobór diody Zenera o pożądanym znamionowym napięciu przebicia U_{Zn} oraz dobór wartości rezystora R_B . W idealnym przypadku, przy stałej temperaturze, gdy w przybliżeniu (tranzystor krzemowy):

- prąd kolektora I_C nie zależy od napięcia kolektor-emiter U_{CE} ,
 - napięcie baza-emiter $U_{BE} \approx 0,65$ V nie zależy od prądu bazy I_B i napięcia U_{CE} ,
 - napięcie U_{RZ} nie zależy od prądu I_{RZ} płynącego przez diodę,
- podstawowa zależność dla układu ma postać¹:

$$I_o \equiv I_C = \beta_0 I_B = \beta_0 \frac{U_{RZ} - U_{BE}}{R_B} \approx \text{const.} \quad (3.4)$$

¹ We wszystkich zależnościach są rzeczywiste U_{RZ} i r_{RZ} . Podstawiaj wartości znamionowe U_{Zn} i r_{Zn} .

Współczynnik β_0 wyrażający wpływ prądu bazy na prąd kolektora jest podstawową właściwością tranzystora; jego statycznym wzmacnieniem prądowym w układzie WE (wspólnego emitera). Przy niewielkich zmianach prądu bazy, w otoczeniu średniej wartości, czyli w otoczeniu punktu pracy ppQ tranzystora należy posłużyć się wzmacnieniem prądowym przyrostowym (małosygnalowym) β :

$$\beta_0 \equiv h_{21E} \equiv h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} \left[\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right], \quad \beta \equiv h_{21e} \equiv h_{fe} \approx \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \quad (3.5)$$

W przypadku braku danych o wartości jednego z tych współczynników, możesz przyjąć do obliczeń jednakową wartość obu, ale pamiętaj o różnicę definicyjnej!

Pokazano niżej przykład projektowania układu parametrycznego stabilizatora prądu z rys. 3.2a, aby pokazać, czym to się różni od zwykłego zadania.

Zaczyna się od doboru napięcia zasilania. Idealne obciążenie źródła prądowego to zwarcie, $R_L = R_{L\min} = 0 \Omega$, natomiast dopuszczalny zakres rezystancji obciążenia jest ograniczony od góry napięciem zasilania E_C :

$$R_{L\max} = \frac{U_{o\max}}{I_o} = \frac{E_{C\min} - U_{CE\min}}{I_o}, \quad (3.6)$$

gdzie $U_{CE\min}$ to graniczne napięcie, przy którym punkt pracy tranzystora nie wchodzi jeszcze w obszar spadku krzywych po lewej stronie wykresu na rys. 3.1c. Jest ono większe od napięcia nasycenia U_{CESat} . Uważa się, że w takich warunkach tranzystor może pracować w układach liniowych. Zwykle przyjmuje się $U_{CE\min}$ około (0,5–1) V dla tranzystorów małej mocy przy niewielkich prądach źródła jak w tym ćwiczeniu oraz (2,5–3) V dla tranzystorów dużej mocy przy większych prądach.

Należy sprawdzić, czy wybrany tranzystor może pracować w układzie, na podstawie katalogowych warunków ograniczających pole jego bezpiecznej pracy na wyjściowych charakterystykach w układzie WE:

$$\begin{aligned} I_o &\equiv I_C < I_{C\max}, & E_{C\max} &\equiv U_{CE\max} < U_{CE0}, \\ I_o U_{CE\max} &< P_{C\max}(\vartheta_{a\max}) = P_{CM} \frac{\vartheta_{j\max} - \vartheta_{a\max}}{\vartheta_{j\max} - 25^\circ C}, \end{aligned} \quad (3.7)$$

gdzie: P_{CM} – graniczna dopuszczalna moc w tranzystorze w określonych warunkach chłodzenia, przy temperaturze otoczenia $\vartheta_a \leq 25^\circ C$,

$P_{C\max}(\vartheta_{a\max})$ – jak wyżej, ale przy temperaturze otoczenia dochodzącej do określonej maksymalnej $\vartheta_{a\max}$, np. $60^\circ C$; uwaga $\vartheta_{a\max} < \vartheta_{j\max}$,

$\vartheta_{j\max}$ – maksymalna, dopuszczalna temperatura złącza (junction) przyrządu półprzewodnikowego, tutaj tranzystora, np. $150^\circ C$.

Podstawowy związek dla prądów we wstępny stabilizatorze napięcia na diodzie D i rezystorze R :

$$I_{RZ} = I_R - I_B = \frac{E_C - U_{RZ}}{R} - I_B \quad (3.8)$$

pozwala dobrą rezistor R do układu. Przy obliczaniu trzeba jednak brać pod uwagę możliwe graniczne wartości prądów, napięć. I tak, ze względu na rozrzut producyjne wartości β_0 między egzemplarzami tranzystorów:

$$I_{B \min} = \frac{I_o}{\beta_{0 \max}} \text{ praktycznie przyjmij } \Rightarrow 0, \quad I_{B \max} = \frac{I_o}{\beta_{0 \min}}. \quad (3.9)$$

Zmiany napięcia zasilania, pochodzącego np. z prostego niestabilizowanego zasilacza sieciowego, powodują rozrzutu prądu I_R płynącego przez rezystor R :

$$\frac{E_{C \min} - U_{RZ}}{R} = I_{R \min} \leq I_R \leq I_{R \max} = \frac{E_{C \max} - U_{RZ}}{R}. \quad (3.10)$$

Prąd diody Zenera nie może być zbyt duży, bo to grozi przekroczeniem dopuszczalnej mocy i zniszczeniem diody:

$$I_{RZ} \leq I_{RZ \ max} = \frac{P_{D \ max} (\vartheta_{a \ max})}{U_{RZ}} = \frac{P_{DM}}{U_{RZ}} \cdot \frac{\vartheta_{j \ max} - \vartheta_{a \ max}}{\vartheta_{j \ max} - 25^\circ C}. \quad (3.11)$$

Prąd ten nie może być też za mały, bo jakość stabilizacji się pogarsza (duży wzrost rezystancji zastępczej diody), krańcowo dioda wychodzi z zakresu stabilizacji. Przyjmuje się:

$$I_{RZ} \geq I_{RZ \ min} = \frac{P_{DM}}{10 \cdot U_{RZ}} = \frac{P_{D \ max} (\vartheta_a \leq 25^\circ C)}{10 \cdot U_{RZ}}. \quad (3.12)$$

Zaleca się, w ramach pracy własnej, takie przekształcenie podanych zależności, aby dostać warunki na wartość rezystora R . Przy wyborze konkretnej wartości należy pamiętać, że rzeczywiste wartości napięcia przebicia diody Zenera U_{RZ} i rezystancji R mogą różnić się od znamionowych, które podstawiasz, o (5–10) % i zachować bezpieczny odstęp od granicznych wartości. Autor proponuje jako praktyczną zasadę zastosowanie w takim przypadku średniej geometrycznej z obliczonych granic.

Jakość źródła jest definiowana przynajmniej dwoma parametrami. Jeden z nich opisuje nieidealność polegającą na skończonej rezystancji wyjściowej R_o , objawiającej się zmianami prądu wyjściowego I_o przy zmianie napięcia wyjściowego U_o , czyli przy zmianie rezystancji obciążenia R_L (rys. 3.1a i b). Wielkością opisującą to zjawisko jest parametr h_{22e} tranzystora, z grupy parametrów tzw. małosygnalowych. Jest on wyjściową konduktancją dynamiczną tranzystora w układzie WE:

$$h_{22e} \equiv h_{oe} \equiv \frac{1}{r_{ce}} = \frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}} \approx \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}} \approx \frac{I_C}{U_Y} [\mu S], \quad (3.13)$$

gdzie r_{ce} to zastępca wyjściowa rezystancja dynamiczna tranzystora w tych warunkach, U_Y to tzw. potencjał Earliego, umowna wielkość o wartości dla tranzystorów krzemowych małej mocy: 200 V dla npn, 150 V dla pnp. Jeżeli zmiany rezystancji obciążenia są na tyle szybkie, że nie zmienia się praktycznie moc wydzielająca się w tranzystorze, czyli temperatura jego złączy pozostaje stała, to wyjściowa zastępca konduktancja źródła jest praktycznie równa:

$$\frac{1}{R_o} \equiv G_o = \frac{-\partial I_o}{\partial U_o} \approx \frac{-\Delta I_o}{\Delta U_o} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}} \approx h_{22e} \equiv \frac{1}{r_{ce}}. \quad (3.14)$$

Jeżeli jednak zmiany obciążenia są takie, że zdąży zmienić się temperatura złączy tranzystora, np. gdy wzrośnie, należy spodziewać się dodatkowego efektu,

pochodzącego od temperaturowych współczynników: napięcia U_{BE} (ujemny, około $-2 \text{ mV}/\text{deg}$, prąd I_B wzrośnie a z nim także I_C), współczynnika wzmacnienia prądowego β_0 (dodatni, średnio około $+0,5 \text{ %}/\text{deg}$, prąd I_C wzrośnie). Autor pozostawia Czytelnikowi oceną jakościową, z uzasadnieniem, czy w takim przypadku mierzona konduktancja wyjściowa układu G_o będzie mniejsza, czy większa od oszacowanej z zależności (3.14)?

Drugi parametr opisujący jakość źródła, jako stabilizatora prądu, to współczynnik stabilizacji prądowej G_i , określający stopień oddziaływanego zmian napięcia zasilającego ΔE_C na zmiany prądu wyjściowego ΔI_o . Ten parametr zależy od rodzaju zmian napięcia zasilania. Jeżeli zmiana jest tak krótkotrwała, że nie zdążą się praktycznie zmienić temperatury złączy tranzystora i diody Zenera, to oblicza się jego wartość z zależności:

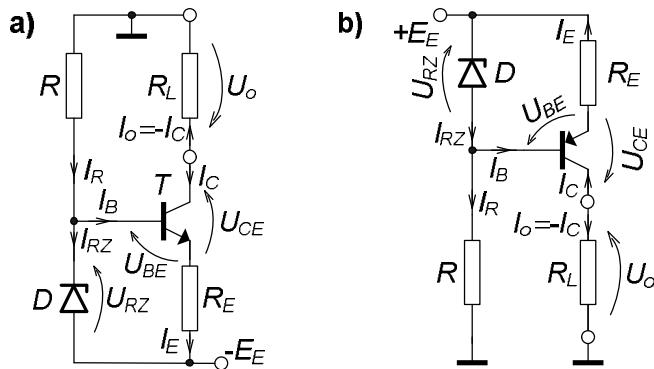
bezwzględny współczynnik stabilizacji prądowej (patrz przypis na str. 37)

$$G_i = \frac{\partial I_o}{\partial E_C} \approx \frac{\Delta I_o}{\Delta E_C} \approx h_{22e} + \frac{r_{RZ}\beta}{R_B R} \quad [\mu\text{S}], \quad (3.15)$$

względny współczynnik stabilizacji prądowej

$$S_i = \frac{\delta I_o}{\delta E_C} \approx \frac{\Delta I_o / I_o}{\Delta E_C / E_C} = G_i \frac{E_C}{I_o} \quad \left[\frac{\%}{\%} \right]. \quad (3.16)$$

Przy zmianach napięcia zasilania na dłuższy odcinek czasu temperatury złączy zdążą się zmienić; wzrost napięcia spowoduje wzrost temperatury diody i tranzystora. O współczynnikach temperaturowych wielkości w tranzystorze już wcześniej wspomniano, natomiast współczynnik temperaturowy napięcia przebicia diody Zenera może być ujemny, gdy $U_{Zn} < 5 \text{ V}$ (np. $-2 \text{ mV}/\text{deg}$) lub dodatni, gdy $U_{Zn} > 7 \text{ V}$ (np. $+3 \text{ mV}/\text{deg}$). Autor proponuje Czytelnikowi analizę jakościową, w którym kierunku nastąpi zmiana wartości G_i przy badaniu układu w laboratorium (długotrwałe zmiany), w porównaniu z wartością oszacowaną z zależności (3.15).



Rys. 3.3. Źródła prądowe w układzie stabilizatora kompensacyjnego z tranzystorami bipolarnymi, obciążenie R_L połączone z masą: a) tranzystor npn, prąd I_o ujemny, b) tranzystor pnp, prąd I_o dodatni

Niewielka zmiana układowa źródła; usunięcie rezystora R_B w układzie z rys. 3.2b i wstawienie innego w obwód emitera tranzystora da układ z rys. 3.3a, będący już najprostszym stabilizatorem kompensacyjnym prądu. Rezystor R_E w tym układzie służy do zamiany prądu emitera I_E , praktycznie równego prądowi wyjściowemu I_o , na spadek napięcia, porównywany przez złącze BE tranzystora z napięciem U_{RZ} z diody Zenera. Wzmocniony wynik porównania zmienia prąd źródła, przywracając praktycznie jego wartość znamionową. Tranzystor T jest równocześnie blokiem porównującym,

wzmacniającym i wykonawczym. W układzie z rys. 3.3a prąd wyjściowy jest ujemny. Modyfikacja układu do wersji z tranzystorem pnp z rys. 3.3b da dodatni prąd w obciążeniu. Przy analizie obu układów należy pamiętać, że przy takim zastrzałkowaniu prądów elektrod tranzystora i napięć między nimi, wszystkie one są dodatnie w tranzystorze npn a ujemne w tranzystorze pnp. Przedstawione dalej zależności będą dotyczyć układu z rys. 3.3a. Podstawowa zależność dla takiego prądowego stabilizatora kompensacyjnego, w stanie ustalonym, przy stałych wartościach: temperatury otoczenia, napięcia zasilania i rezystancji obciążenia:

$$I_o = -I_C = -\frac{I_E \beta_0}{\beta_0 + 1} = \frac{-U_{R_E} \beta_0}{R_E (\beta_0 + 1)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta_0}} \cdot \frac{U_{BE} - U_{RZ}}{R_E}. \quad (3.17)$$

Ponieważ prąd emitera I_E jest $(\beta_0 + 1)$ razy większy od prądu bazy I_B , rezistor emiterowy R_E w układach z rys. 3.3 będzie $\beta_0 + 1$ razy mniejszy od rezystora R_B w układach z rys. 3.2, przy takim samym wyjściowym prądzie I_o i takim samym napięciu U_{RZ} . Tym razem wyjściowy prąd I_o praktycznie nie zależy od statycznego wzmacnienia prądowego β_0 tranzystora (porównaj zależności (3.4) i (3.17)).

Przy szybkich zmianach napięcia zasilania i rezystancji obciążenia, gdy nie zdążą zmienić się temperatury tranzystora i diody, parametry źródeł opartych na stabilizatorach kompensacyjnych z rys. 3.3 będą miały wartości:

konduktancja wyjściowa

$$\frac{1}{R_o} \equiv G_o \approx \frac{h_{22e}}{1 + \beta} \approx \frac{1}{r_{ce}\beta}, \quad (3.18)$$

bezwzględny współczynnik stabilizacji prądowej

$$G_i \approx \left[h_{22e} + \frac{r_{RZ}\beta}{R_E R} \right] \frac{1}{\beta + 1} \approx \frac{h_{22e}}{\beta} + \frac{r_{RZ}}{R_E R}, \quad \text{ale } R_E \approx \frac{R_B}{\beta}. \quad (3.19)$$

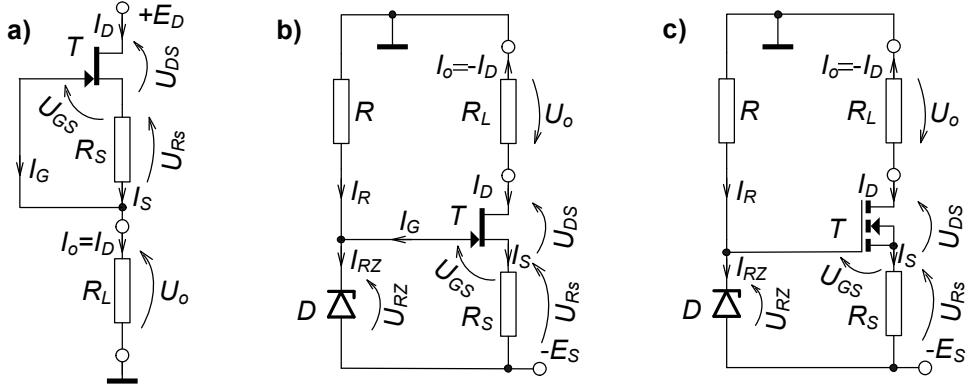
Z porównania zależności (3.18) z (3.14) i (3.19) z (3.15) wynika, że stabilizator prądowy kompensacyjny ma wyraźnie lepszą jakość. Ma większą β razy wyjściową rezystancję R_o , natomiast z dwóch składników współczynnika stabilizacji G_i pierwszy maleje β razy. Drugi składnik G_i jest taki sam w obu układach, bowiem zależy od jakości wzorcowego źródła napięciowego, zbudowanego na diodzie Zenera, które się nie zmieniło.

Uwaga: zmniejsza się zakres napięcia na obciążeniu $U_{o\max}$ do $E_E - U_{RZ}$!

3.1.3. ŹRÓDŁA PRĄDOWE Z TRANZYSTORAMI UNIPOLARNYMI – POLOWYMI

Tranzystor polowy w źródle prądowym pracuje nieco inaczej, niż bipolarny. Będąc z zasady działania przetwornikiem napięcia U_{GS} na prąd I_D nie wymaga dodatkowego rezystora, zamieniającego napięcie ze stabilizatora na diodzie Zenera na prąd sterujący. Ponieważ tranzystory tego typu mają gorsze charakterystyki wyjściowe w układzie wspólnego źródła (WS), o mniejszej rezystancji dynamicznej r_{ds} w porównaniu z rezystancją r_{ce} tranzystorów bipolarnych, nie buduje się na nich czystych układów stabilizatorów parametrycznych. Istotnym elementem układów z tymi tranzystoram jest rezistor R_S w obwodzie elektrody S (źródło) tranzystora (rys. 3.4), na którym spadek napięcia U_{Rs} jest proporcjonalny do prądu wyjściowego I_o układu. Takie rozwiązanie, z bramką G tranzystora połączoną bezpośrednio z drugim końcem rezystora R_S (jak na rys. 3.4a) lub przez dodatkowe źródło stałego napięcia U_{RZ} (rys. 3.4b) nosi nazwę

układu z automatyczną polaryzacją bramki. Chwilowa zmiana prądu I_S , np. wzrost powoduje zmianę w tym samym kierunku napięcia U_{RS} , powodującą przeciwwstawianie się tranzystora takiej zmianie, tutaj przytkanie tranzystora.



Rys. 3.4. Przykłady źródeł prądowych z tranzystorami polowymi, obciążenie R_L połączone z masą:
a) tranzystor JFETn, prąd I_o dodatni, b) tranzystor JFETn, prąd I_o ujemny,
c) tranzystor NMOS z indukowanym kanałem, prąd I_o ujemny

Prąd bramki I_G tranzystora można w praktyce pominąć; jest to prąd zatkanego łącza lub izolacji między bramką G i źródłem S tranzystora. Układy z tranzystorem złączowym i z izolowaną bramką o tym samym typie kanału, np. n nie mogą mieć identycznych wartości elementów, co wynika ze znaku napięcia U_{GS} przy normalnej pracy. W tranzystorze JFETn to napięcie jest ujemne, a w NMOS z kanałem indukowanym dodatnie. Dlatego najprostsze źródło na tranzystorze JFETn ma tylko tranzystor i rezistor R_S (rys. 3.4a), natomiast układ na NMOS z kanałem indukowanym wymaga dodatkowego, dodatniego napięcia (rys. 3.4c). Na środkowym rysunku, 3.4b jest układ na tranzystorze JFETn, ale z dodatkowym źródłem napięciowym U_{RZ} , co daje większe możliwości doboru punktu pracy układu oraz poprawia – zwiększa rezystancję wyjściową źródła. Zależności dotyczące układów źródeł z tranzystorami polowymi JFET opierają się na założeniu, że charakterystyka przejściowa tych tranzystorów $I_D = f(U_{GS})$ jest krzywą potęgową drugiego stopnia.

Dla układu z rys. 3.4a podstawowe zależności mają postać (U_P i U_{GS} ujemne!):

$$U_{GS} = -U_{RS} = -I_S R_S = -I_o R_S , \quad (3.20)$$

$$E_D \geq U_{DS\min} - U_{GS} + I_o R_{L\max} = -U_P + I_o R_{L\max} , \quad (3.21)$$

dobór rezystora R_S do zadanego prądu źródła I_o

$$R_S = \frac{U_P}{I_o} \left[\sqrt{\frac{I_o}{I_{DSS}}} - 1 \right] , \quad (3.22)$$

gdzie U_P – napięcie odcięcia tranzystora polowego, ujemne dla JFETn,

I_{DSS} – prąd drenu tranzystora polowego przy polaryzacji $U_{GS} = 0$ V.

Przy stałej temperaturze tranzystora i stałym napięciu zasilania wyjściowa zastępca rezystancja źródła z rys. 3.4a ma wartość większą od dynamicznej rezystancji wyjściowej r_{ds} samego tranzystora w układzie WS, dzięki zastosowaniu rezystora R_S :

$$R_o \equiv \frac{1}{G_o} \equiv \frac{-1}{\partial I_o / \partial U_o} = R_S + r_{ds}(1 + g_m R_S) \approx r_{ds} \left[2 \sqrt{\frac{I_{DSS}}{I_o}} - 1 \right], \quad (3.23)$$

gdzie g_m to transkonduktancja – podstawowy parametr tranzystora polowego, opisujący jego właściwości przetwarzania zmian wejściowego napięcia na zmiany wyjściowego prądu. Jej wartość zależy od punktu pracy tranzystora, czyli prądu I_{DQ} :

$$g_m \equiv \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \Big|_{ppQ} \approx \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} = \frac{2I_{DSS}}{-U_P} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_P} \right) = \frac{2 \sqrt{I_{DQ} I_{DSS}}}{-U_P}. \quad (3.24)$$

Bezwzględny współczynnik stabilizacji prądowej jest w tym układzie (i tylko w nim) równy wyjściowej konduktancji dynamicznej:

$$G_i = \frac{\partial I_o}{\partial E_D} \approx \frac{\Delta I_o}{\Delta E_D} = -\frac{\Delta I_o}{\Delta U_o} = G_o = \frac{1}{R_o} \quad [\mu\text{S}] \quad (3.25)$$

$$\text{a względny} \quad S_i = \frac{\delta I_o}{\delta E_D} = \frac{\partial I_o}{\partial E_D} \cdot \frac{E_D}{I_o} = \frac{E_D}{R_o I_o} \quad \left[\frac{\%}{\%} \right]. \quad (3.26)$$

W układzie z rys. 3.4b wprowadzono do oczka bramka-źródło tranzystora dodatkowe, stałe napięcie U_{RZ} z napięciowego stabilizatora parametrycznego (D i R). Warunki pracy diody Zenera w tym układzie dobiera się prawie tak samo, jak dla układów z tranzystorami bipolarnymi, pomijając jedynie prąd obciążenia stabilizatora D , R – poprzednio był to prąd bazy I_B , a teraz prąd bramki I_G praktycznie równy zero. Zmiana miejsca dołączenia masy przy tym samym typie tranzystora JFETn wymusza zastosowanie ujemnego napięcia zasilającego oraz definicyjną zmianę znaku prądu wyjściowego na minus. Teraz zależności dla źródła; podstawiaj ze znakami, także ujemny I_o oraz patrz przypis na str. 37:

$$U_{GS} = U_{RZ} - U_{R_S} = U_{RZ} - I_S R_S = U_{RZ} + I_o R_S, \quad (3.27)$$

$$|E_S| \geq U_{DS \min} - I_o (R_S + R_{L \max}) \approx U_{RZ} - U_P - I_o R_{L \max}, \quad (3.28)$$

dobór rezystora R_S do zadanego prądu źródła I_o

$$R_S = \frac{-1}{I_o} \left\{ U_{RZ} + U_P \left[\sqrt{\frac{-I_o}{I_{DSS}}} - 1 \right] \right\}. \quad (3.29)$$

Większa wartość rezystora R_S zwiększa reakcję układu na zmiany prądu wyjściowego, spowodowane zmianą obciążenia lub zasilania; intuicja sugeruje poprawę jakości źródła. Teraz zależność na wyjściową rezystancję dynamiczną źródła jest pozornie taka sama jak w poprzednim układzie (patrz zal. (3.23))

$$R_o = R_S + r_{ds}(1 + g_m R_S) \quad (3.30)$$

ale wartość przy tym samym prądu źródła jest większa (korzystne), bo rezistor R_S jest większy, np. parę razy (porównaj zal. (3.29) i (3.22)):

$$R_o = R_S + r_{ds} \left[2 \left(\frac{U_{RZ}}{-U_P} + 1 \right) \sqrt{\frac{I_{DSS}}{I_o}} - 1 \right]. \quad (3.31)$$

Bezwzględny współczynnik stabilizacji prądowej nie jest teraz wprost równy wyjściowej konduktancji dynamicznej (patrz przypis na str. 37):

$$G_i = \frac{1 + \frac{r_{RZ}}{R + r_{RZ}} r_{ds} g_m}{R_o} \approx \frac{1 + \frac{r_{RZ}}{R} r_{ds} g_m}{R_o} \quad [\mu\text{S}] \quad (3.32)$$

i w zależności od współczynnika stabilizacji r_{RZ}/R wewnętrznego stabilizatora na diodzie Zenera może mieć wartość mniejszą lub zbliżoną do tej w poprzednim układzie – teraz R_o jest większa!

W ostatnim z układów źródeł, z rys. 3.4c zastosowano tranzystor NMOS z indukowanym kanałem, co oznacza, że prąd w kanale a więc i prąd wyjściowy układu płynie przy dodatnim spadku napięcia U_{GS} , powyżej progowego, także dodatniego napięcia załączenia tranzystora, np. $U_{TO} = 1,5$ V. Obowiązuje taka sama zależność (3.27), jak w poprzednim układzie, ale wynik musi być dodatni. Do wyboru wartości rezystora R_S przy większych prądach nie można wykorzystać zależności (3.29); trzeba skorzystać z podawanych przez producentów tranzystorów MOS wykresów charakterystyk przejściowych $I_D = f(U_{GS})$, bowiem odbiegają one od parabol, szczególnie w zakresie prądów powyżej około 10 % maksymalnego prądu drenu. Można także dobrać ją eksperymentalnie, przy uruchamianiu układu.

3.2. PRACE PRZED ZAJĘCIAMI

Stopień wykonania punktu 3.2 i 3.3 rzutuje na ocenę całą grupy.

- A) Przypomnij sobie właściwości tranzystora bipolarnego w trzech stanach pracy: zatkania, aktywnym normalnym i nasycenia. Zapoznaj się ze sposobami podawania właściwości tranzystorów (tabele, wykresy, warunki) na końcu rozdziału 3.3, w materiałach wykładowych i na stronach internetowych producentów.
- B) Oblicz wartości rezystorów R i R_B do źródła prądowego w układzie parametrycznego stabilizatora prądu z rys. 3.5 według danych dla grupy w tab. 3.1 oraz w tab. 3.4. Oblicz przy znamionowym zasilaniu wyjściową rezystancję R_o , współczynniki stabilizacji G_i i S_i źródła a przy 0,8 znamionowego zasilania oblicz maksymalną rezystancję obciążenia R_{Lmax} .
- C) Oblicz wartość rezystora R_E do źródła prądowego w układzie kompensacyjnego stabilizatora prądu z rys. 3.6, rezistor R i diodę D pozostaw jak w układzie z rys. 3.5. Oblicz dla źródła przy znamionowym zasilaniu: R_o , G_i , S_i , a R_{Lmax} oblicz przy 0,8 znamionowego zasilania. Zwróc uwagę, że teraz jest inny tranzystor, pnp o innej wartości h_{22e} ! Rezystancja R_{Lmax} także będzie inna; patrz uwaga na końcu rozdz. 3.1.2!
- D) Dla obu układów oblicz transmitancję k_{y0} , jaką miałyby, gdyby diodę Zenera zastąpić źródłem sygnału napięciowego, sterującego wartością prądu wyjściowego.
- E) Zrób zestawienie porównawcze parametrów źródeł R_o , G_i , S_i , R_{Lmax} i k_{y0} , obliczonych teoretycznie w punktach B), C) i D).

3.3. CZĘŚĆ DOŚWIADCZALNA

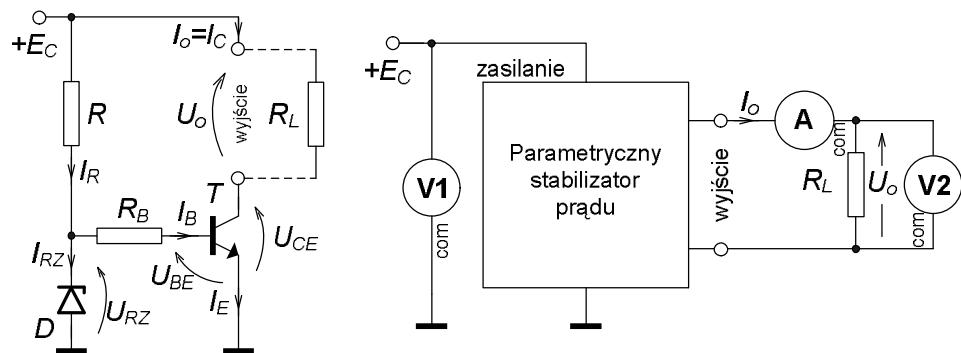
Tab. 3.1. Wartości wielkości i typy elementów do źródeł prądowych na tranzystorach

Układ	Element, wielkość	Numer grupy					
		1	2	3	4	5	6
Obydwia źródła	Znamionowy prąd wyjściowy I_{oznam} [mA]	1,2	1,5	1,7	1,8	1,3	1,4
	Znamionowe zasilanie E_{Cznam}, E_{Eznam} [V]	15	20	20	18	18	15
	Dioda D o U_{RZznam} [V], P_{DM} [mW], typowe: r_{RZ} [Ω] i α_U [mV/deg].	6,2 400 12 +2,5	7,5 400 6 +3,8	6,8 400 8 +2,7	7,5 400 6 +3,8	6,8 400 8 +2,7	6,2 400 12 +2,5
	Przyjmij do obliczeń I_{RZznam} [mA] \approx	12					
Parametryczny z tranz. bipolarnym	Tranzystor npn	BC548B					
Kompensacyjny z tranz. bipolarnym	Tranzystor pnp	BC556B					

Badane w ćwiczeniu układy łącz w górnej części makiety Wzmacniacze Wielostopniowe (rys. 14.5 oraz 3.7 i 3.8). Jako źródło zasilania E_C lub E_E zastosuj zasilacz nastawny, typ ZMM-3/97A, z własnym wewnętrznym woltomierzem V1. Prąd wyjściowy I_o źródeł prądowych mierz multimetrem MXD-4660A a spadek napięcia U_o na rezystorze obciążenia R_L – multimetrem DT-380.

3.3.1. Parametryczny stabilizator prądu na tranzystorze bipolarnym npn

- Połącz układ źródła prądowego parametrycznego na tranzystorze bipolarnym npn wraz z aparaturą do jego badania, zgodnie z rys. 3.5 i rys. 3.7.



Rys. 3.5. Parametryczny stabilizator prądu na tranzystorze bipolarnym npn oraz układ do jego badania

- Włącz znamionowe zasilanie, sprawdź przy obciążeniu $R_L \approx 0,4R_{Lmax}$, czy prąd wyjściowy ma wartość bliską żądanowej I_{oznam} (dopuszczalna odchyłka do 1%); w razie potrzeby skoryguj wartość rezystora R_B , np. łącząc szeregowo kilka rezystorów. W jakim stanie jest tranzystor w układzie?
- Odłącz (wyciągnij z gniazda) rezystor R_B . Jaki prąd płynie w obwodzie bazy I_B (nie mierz, przeanalizuj) oraz kolektora I_C tranzystora (ten mierzysz)? W jakim stanie jest teraz tranzystor?

- Włącz rezystor R_B , zmień wartość R_L na około $10R_{L\max}$ (w razie potrzeby dołącz rezystor szeregowo z dekadówką). Zmierz i zanotuj prąd I_C . Oblicz stosunek prądów I_C/I_B , porównaj z β_0 . Przełącz woltomierz V2 między kolektor i emiter tranzystora (**com V2** na emiter), zanotuj U_{CE} . W jakim stanie jest tranzystor?
- Przełącz V2 z powrotem na rezystor R_L . Zbadaj charakterystyki układu: wpływ zasilania $I_o = f(E_C)$ przy $U_o \approx \text{const}$ a naprawdę przy $R_L = \text{const}$ oraz wpływ obciążenia $I_o = f(U_o)$ a naprawdę $I_o = f(R_L)$ przy $E_C = \text{const}$. Zrobisz to, mierząc I_o i U_o przy pięciu wartościach $E_C/E_{C\text{znam}} = 0,8/0,9/1/1,1/1,2$ oraz pięciu wartościach $R_L/R_{L\max} = 0,1/0,25/0,4/0,55/0,7$. Wyniki zapisuj do tabeli, np. takiej jak tab. 3.2.

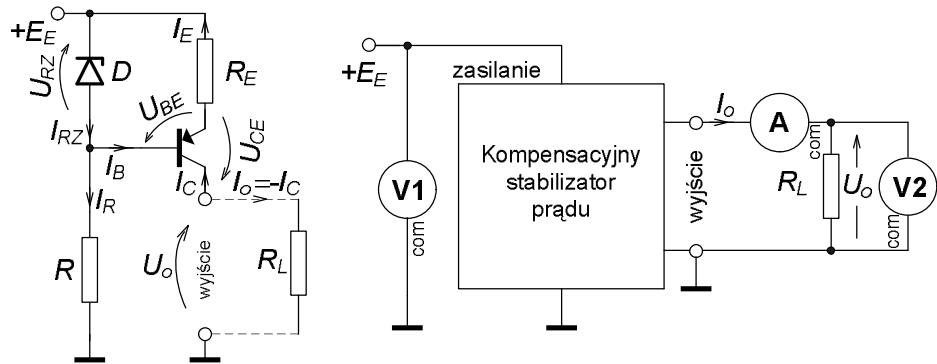
Tab. 3.2. Wyniki badania źródła prądowego w układzie stabilizatora parametrycznego z tranzystorem bipolarnym

Parametryczny stabilizator prądu. Charakterystyki $I_o = f(E_C)$ i $I_o = f(R_L)$.							
Przyrządy:							
$R_L/R_{L\max}$ [-]	R_L [kΩ]	$E_C/E_{C\text{znam}}$ [-]	0,8	0,9	1	1,1	1,2
		pomiar E_C [V]					
0,1		I_o [mA]					
		U_o [V]					
0,25		I_o [mA]					
		U_o [V]					
0,4		I_o [mA]					
		U_o [V]					
0,55		I_o [mA]					
		U_o [V]					
0,7		I_o [mA]					
		U_o [V]					

- W sprawozdaniu m.in. wykonaj wykresy rodzin charakterystyk: $I_o = f(E_C)$ dla $U_o \approx \text{parametr}$ oraz $I_o = f(U_o)$ lub $I_o = f(R_L)$ dla $E_C = \text{parametr}$. Oblicz średnie wartości parametrów źródła: G_i i S_i z pierwszej rodziny charakterystyk, R_o z drugiej rodziny. Wykorzystaj do tego równania liniowych trendów!

3.3.2. Kompensacyjny stabilizator prądu na tranzystorze bipolarnym pnp

- Połącz układ źródła prądowego kompensacyjnego na tranzystorze bipolarnym pnp wraz z aparaturą do jego badania, zgodnie z rys. 3.6 i rys. 3.8. Dioda D i rezystor R – jak w układzie z rys.3.5.
- Włącz znamionowe zasilanie, sprawdź przy obciążeniu $R_L \approx 0,4R_{L\max}$ (teraz $R_{L\max}$ jest inny), czy prąd wyjściowy ma wartość bliską żądanej znamionowej I_{oznam} (odchyłka poniżej 1%); w razie potrzeby skoryguj wartość rezystora R_E , np. łącząc równolegle dwa rezystory.
- Zbadaj charakterystyki układu: wpływ zasilania $I_o = f(E_E)$ przy $U_o \approx \text{const}$ a naprawdę przy $R_L = \text{const}$ oraz wpływ obciążenia $I_o = f(U_o)$ a naprawdę $I_o = f(R_L)$ przy $E_E = \text{const}$. Badania wykonaj przy pięciu wartościach $E_E/E_{E\text{znam}} = 0,8/0,9/1/1,1/1,2$ oraz pięciu wartościach $R_L/R_{L\max} = 0,1/0,25/0,4/0,55/0,7$. Wyniki zapisuj do tabeli, np. takiej jak tab. 3.3.



Rys. 3.6. Kompensacyjny stabilizator prądu na tranzystorze bipolarnym pnp oraz układ do jego badania

- W sprawozdaniu m.in. wykonaj wykresy rodzin charakterystyk: $I_o = f(E_E)$ dla $U_o \approx \text{parametr}$ oraz $I_o = f(U_o)$ lub $I_o = f(R_L)$ dla $E_E = \text{parametr}$. Oblicz średnie wartości parametrów źródła: G_i i S_i z pierwszej rodziny charakterystyk, R_o z drugiej rodziny. Wykorzystaj do tego równania liniowych trendów!

Tab. 3.3. Wyniki badania źródła prądowego w układzie stabilizatora kompensacyjnego z tranzystorem bipolarnym

Kompensacyjny stabilizator prądu. Charakterystyki $I_o = f(E_E)$ i $I_o = f(R_L)$.								
Przyrządy:		E_E/E_{Eznam} [-]	0,8		0,9		1	
R_L/R_{Lmax}	R_L [kΩ]		pomiar E_E [V]					
0,1		I_o [mA]						
		U_o [V]						
0,25		I_o [mA]						
		U_o [V]						
0,4		I_o [mA]						
		U_o [V]						
0,55		I_o [mA]						
		U_o [V]						
0,7		I_o [mA]						
		U_o [V]						

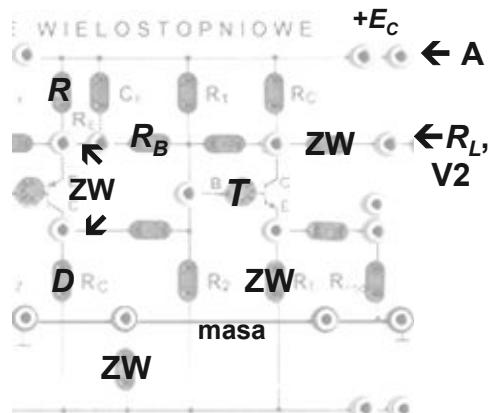
3.3.3. Porównanie źródeł oraz porównanie badań z przewidywaniami teoretycznymi

- W zakończeniu sprawozdania m.in. sporządź w formie tabeli porównanie między źródłami: właściwości obliczone z badań, z zależności pomiarowych, tj. ze stosunku przyrostów jak w zal. (3.14) i (3.15) lub z równań liniowych trendów charakterystyk oraz oszacowane przed zajęciami, z zależności teoretycznych.
- Sformułuj końcowe wnioski co do jakości źródeł i użyteczności zależności podanych w części teoretycznej.

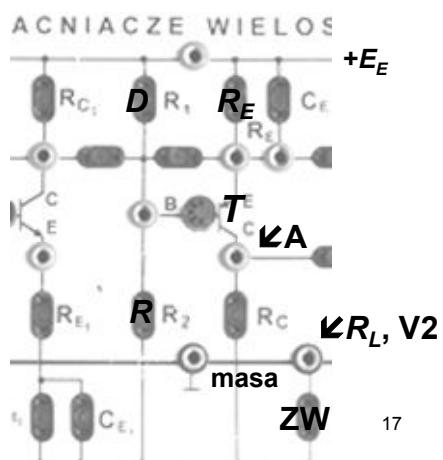
Tab. 3.4. Zestaw podstawowych właściwości tranzystorów, stosowanych w ćwiczeniu

Typ i ogólne cechy tranzystora	BC548B bipolarny npn mała moc	BC556B bipolarny pnp mała moc
Parametr ¹⁾		
U_{CEO} [V]	30	- 65
I_{Cmax} [A]	0,1	- 0,1
θ_{jmax} [°C]	150	150
P_M [W]	0,6	0,6
h_{FE} [A/A]	200–450 typ. 300	180–460 typ. 290

¹⁾ - wartości z katalogu producenta, którego wybór jest używany w laboratorium,



Rys. 3.7. Propozycja łączenia układu parametrycznego stabilizatora prądu na tranzystorze npn

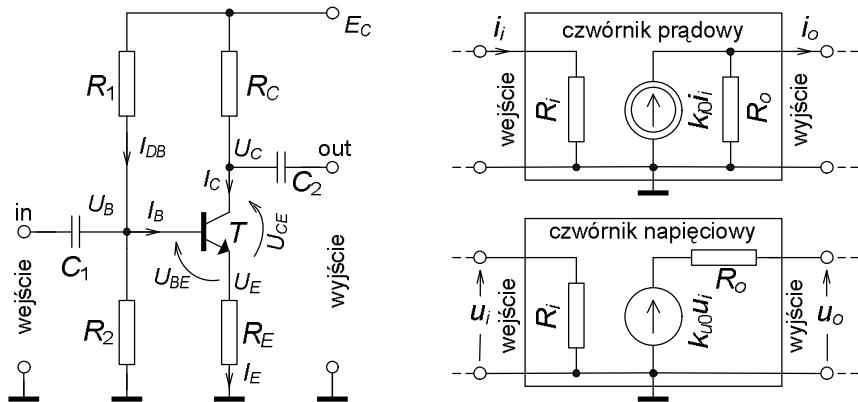


Rys. 3.8. Propozycja łączenia układu kompensacyjnego stabilizatora prądu na tranzystorze pnp

4. LINIOWY PRZETWORNIK SYGNAŁU NA TRANZYSTORZE BIPOLARNYM

Cel: Poznanie właściwości jednego ze wzmacniających układów na tranzystorze bipolarnym. Będzie to układ o wspólnym emiterze (WE); zapoznasz się z budową układu, ustalaniem punktu pracy tranzystora w układzie, zastępczymi parametrami układu. Poznasz metody badania układu jako liniowego przetwornika sygnałów przemiennych oraz skutki współpracy układu ze źródłem sygnału wejściowego i z obciążeniem wyjścia o określonych rezystancjach.

4.1. WSTĘP TEORETYCZNY



Rys. 4.1. Wzmacniacz w układzie WE, z wielkościami stałoprądowymi, określającymi punkt pracy tranzystora (ppQ) oraz dwa schematy zastępcze, do minimalnego opisu właściwości zmiennoprądowych układu, z wielkościami tzw. małosygnalowymi

Jednym z najczęściej stosowanych układów wzmacniających na tranzystorze bipolarnym jest tzw. układ WE, czwórnik, w którym emiter tranzystora jest wspólną elektrodą dla obwodów sygnałów: wejściowego i wyjściowego. W ćwiczeniu będzie badana wersja układu (rys. 4.1) z polaryzacją tranzystora T za pomocą dzielnika R_1R_2 napięcia zasilającego E_C , podającego na bazę tranzystora stałe napięcie polaryzujące oraz z rezystorem emiterowym R_E , niezablokowanym równoleglem kondensatorem. Układ jest szerokopasmowy, o ujemnych transmitancjach, napięciowej i prądowej na poziomie do kilkunastu – patrz zależności i przykłady w Dodatku (rozdz. 15.3). Stosunek rezystancji wejściowej do wyjściowej może wynosić kilka, co świadczy o lepszych właściwościach układu jako wzmacniacza napięciowego niż prądowego. Ujemne sprzężenie zwrotne osiągnięte za pomocą rezystora w obwodzie emiterowym R_E wskutek braku bocznikującego kondensatora C_E stabilizuje zarówno spoczynkowy punkt pracy tranzystora jak i transmitancje dla sygnałów przemiennych, uniezależniając je praktycznie od wzmacniających właściwości tranzystora.

W przypadku, gdy nie chodzi o projekt, a jedynie o obliczenie właściwości układu przy znanych wartościach elementów i napięcia zasilania, należy zacząć od wielkości określających punkt pracy (oznaczenie ppQ i indeks Q) oraz sprawdzenia warunków jego stabilności.

4.1.1. PUNKT PRACY TRANZYSTORA I WARUNKI JEGO STABILNOŚCI

Oznaczone w lewej części rys. 4.1 napięcia, przy braku sygnału wejściowego, są zdefiniowane w stosunku do potencjału odniesienia – masy układu, poza dwoma spadkami napięcia między elektrodami tranzystora: bazą i emiterem U_{BEQ} oraz kolektorem i emiterem U_{CEQ} . Stałe napięcie na bazie U_{BQ} , przy założeniu praktycznego braku obciążania dzielnika napięciowego R_1R_2 przez prąd bazy I_{BQ} (sprawdzenie słuszności tego założenia jest pokazane w dalszej części rozdziału):

$$U_{BQ} = E_C \frac{R_2}{R_1 + R_2} = E_C \frac{R_1 \| R_2}{R_1} = E_C \frac{R_B}{R_1}. \quad (4.1)$$

W powyższej zależności zdefiniowano przy okazji zastępczą rezystancję R_B , będącą formalnym równoległym połączeniem rezystorów R_1 i R_2 . Jeżeli tranzystor jest krzemowy npn małej mocy, to można przyjąć wartość spoczynkowego spadku napięcia przy przewodzeniu $U_{BEQ} = 0,65$ V i obliczyć spoczynkowe napięcie na emiterze U_{EQ} i dalej prąd emiterowy I_{EQ} , który przy dużym statycznym wzmacnieniu prądowym β_0 tranzystora jest praktycznie równy prądowi kolektorowemu I_{CQ} (pominięto prądy zerowe tranzystora):

$$U_{EQ} = U_{BQ} - U_{BEQ}, \quad (4.2)$$

$$I_{CQ} = \frac{\beta_0}{\beta_0 + 1} I_{EQ} \approx I_{EQ} = \frac{U_{R_E Q}}{R_E} = \frac{U_{EQ}}{R_E}. \quad (4.3)$$

Spoczynkowy prąd bazy I_{BQ} można oszacować, jeżeli znana jest typowa wartość statycznego współczynnika wzmacnienia prądowego β_0 tranzystora, a jeżeli znane są tylko granice podane w katalogu (np. 240–420), to należy obliczyć ich średnią geometryczną, jak w zależności niżej:

$$I_{BQ} \approx \frac{I_{CQ}}{\beta_{0\text{typ}}} = \frac{I_{CQ}}{\sqrt{\beta_{0\text{max}} \beta_{0\text{min}}}}. \quad (4.4)$$

Pozostały do obliczenia jeszcze dwa napięcia w oczku wyjściowym tranzystora:

$$U_{CQ} = E_C - I_{CQ}R_C, \quad (4.5)$$

$$U_{CEQ} = E_C - I_{CQ}R_C - I_{EQ}R_E \approx E_C - I_{CQ}(R_C + R_E) \quad (4.6)$$

lub po prostu $U_{CEQ} = U_{CQ} - U_{EQ}.$

Przed sprawdzeniem warunków stabilności punktu pracy tranzystora trzeba jeszcze obliczyć znamionowy prąd dzielnika polaryzującego bazę, tj. z pominięciem prądu odpływającego do bazy tranzystora:

$$I_{DB} = \frac{E_C}{R_1 + R_2}. \quad (4.7)$$

Teraz już można sprawdzić dwa praktycznie równoważne warunki stabilności punktu pracy; spełnienie pierwszego świadczy o praktycznej prawidłowości zależności (4.1):

$$I_{BQ} \ll I_{DB}, \quad \text{np. } I_{BQ} \leq 0,05I_{DB} \quad \text{lub} \quad I_{BQ\max} = \frac{I_{CQ}}{\beta_{0\min}} \leq 0,1I_{DB}, \quad (4.8)$$

$$R_B = R_1 \| R_2 \ll R_E \beta_0, \quad \text{np. } R_B \leq 0,1R_E \beta_{0\min}. \quad (4.9)$$

Trzeci warunek stabilności dotyczy napięć:

$$U_{EQ} \geq U_{BEQ}, \quad \text{np. } U_{EQ} \geq (1 \div 3)U_{BEQ}, \quad (4.10)$$

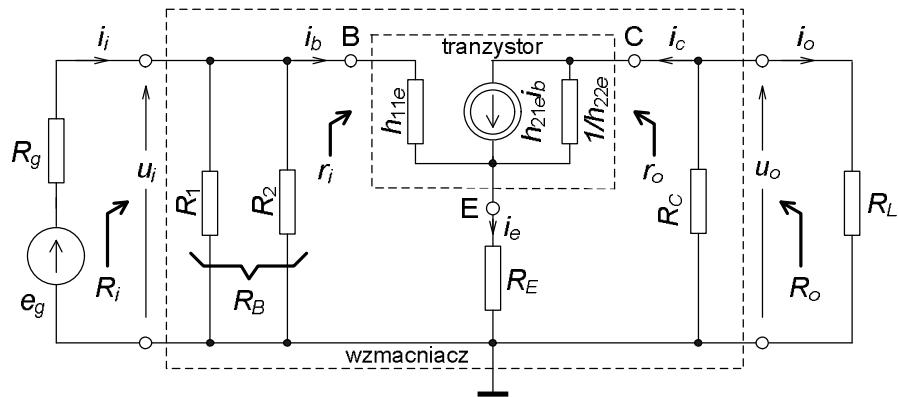
lub w nieco innej formie

$$U_{BO} \geq (2 \div 4)U_{BEQ}. \quad (4.11)$$

Po sprawdzeniu warunków stabilności punktu pracy można przejść do obliczenia wartości tzw. małosygnalowych parametrów h_{ij} tranzystora (od h_{11} do h_{22}), którymi opisuje się jego właściwości przy przetwarzaniu sygnałów, z definicji małych w stosunku do wartości wielkości w punkcie pracy.

4.1.2. TWORZENIE SCHEMATU ZASTĘPCZEGO, OSZACOWANIE PARAMETRÓW MAŁOSYGNALOWYCH TRANZYSTORA I UKŁADU

Jeżeli analizowany czwórnik jest liniowy, tj. jego właściwości nie zależą od sygnału i związek między sygnałami jest liniowy oraz czwórnik jest unilateralny, tj. przetwarza sygnały tylko w jednym kierunku, od wejścia do wyjścia, to można go opisać trzema, stałymi parametrami. Do obliczenia tych parametrów roboczych wzmacniacza, takich jak na schematach po prawej stronie rys. 4.1, trzeba układ zastąpić jego schematem zastępczym dla sygnałów przemiennych, w środku pasma częstotliwościowego pracy. W takich warunkach wartości parametrów roboczych będą rzeczywiste, bez składników urojonych. Będą to: wejściowa rezystancja R_i , wyjściowa rezystancja R_o , własna transmitancja napięciowa k_{u0} lub własna transmitancja prądowa k_{i0} .



Rys. 4.2. Wzmacniacz WE sterowany ze źródła e_g o rezystancji R_g i obciążony na wyjściu rezystancją R_L ; schemat zastępczy dla małych sygnałów przemiennych (napięć, prądów), oznaczonych małymi literami

Reaktancje kondensatorów C_1 i C_2 z rys. 4.1 przy częstotliwościach ze środka pasma pracy układu są pomijalnie małe w porównaniu z rezystancjami oczek: wejściowego i wyjściowego. Dlatego zastępuje się te kondensatory zwarciami. Źródło zasilania także zastępuje się zwarciem, bo dla sygnałów przemiennych ma ono bardzo małą impedancję; nie dość, że jako źródło napięciowe ma małą rezystancję, to jeszcze

zazwyczaj jest zablokowane kondensatorem o dużej pojemności. W rezultacie dla sygnałów przemiennych (rys. 4.2) rezistor R_C jest między kolektorem tranzystora i masą, a R_1 jest równoległy do R_2 .

W części środkowej rysunku 4.2 jest schemat zastępczy tranzystora w układzie wspólnego emitera (WE), w postaci czwórnika o końcówkach: baza B, kolektor C i emiter E. Zawiera on minimalną liczbę parametrów tzw. mieszanych – hybrydowych h_{ij} , potrzebnych do opisu właściwości tranzystora dla niewielkich sygnałów, w stosunku do punktu pracy. Są to w tym przypadku (dodatkowy indeks e , bo tranzystor pracuje w układzie o wspólnym emiterze WE):

dynamiczna rezystancja wejściowa tranzystora

$$h_{11e} \equiv h_{ie} \equiv r_{be} \approx \frac{\varphi_T}{I_{BQ}} = \beta_0 \frac{\varphi_T}{I_{CQ}} \approx \beta_0 \frac{26\text{mV}}{I_{CQ}}, \quad (4.12)$$

dynamiczne (przyrostowe) wzmocnienie prądowe tranzystora β , o wartości w przybliżeniu równej wartości statycznego wzmocnienia prądowego β_0

$$h_{21e} \equiv h_{fe} \equiv \beta \approx \beta_0 \equiv h_{FE} \equiv h_{21E}, \quad (4.13)$$

dynamiczna konduktancja wyjściowa tranzystora, odwrotność dynamicznej rezystancji wyjściowej tranzystora

$$h_{22e} \equiv h_{oe} \equiv \frac{1}{r_{ce}} \approx \frac{I_{CQ}}{U_Y}, \quad (4.14)$$

gdzie φ_T – potencjał elektrotermiczny; patrz zal. (2.2) z oznaczeniami,

β_0 – statyczne wzmocnienie prądowe tranzystora w układzie WE,

U_Y – wielkość teoretyczna, tzw. potencjał Earliego, równy 200 V dla tranzystora npn, krzemowego małej mocy.

Pominięto parametr oddziaływania wstecznego w tranzystorze, oznaczany h_{12e} , o wartości rzędu ($10^{-4} - 10^{-6}$) V/V w tranzystorach małej mocy.

Dodatkowymi skośnymi strzałkami na rys. 4.2 oznaczono zaciski, na których są zdefiniowane zastępcze rezystancje tranzystora w układzie WE, wraz z dołączonym do emitera rezystorem R_E : wejściowa r_i (baza – masa), wyjściowa r_o (kolektor – masa) oraz całego układu wzmacniacza: wejściowa R_i , wyjściowa R_o . W zasadzie wszystkie one są wielkościami zdefiniowanymi dla małych sygnałów i powinny być oznaczone małymi literami, jako dynamiczne, ale dla odróżnienia rezystancji na końcówkach tranzystor-masa od zacisków całego układu, dla tego ostatniego przyjęto duże litery. Zależności na te rezystancje podano niżej w wersjach prawie dokładnych i przybliżonych, stosowanych w praktyce inżynierskiej:

$$r_i \approx h_{11e} + \frac{R_E(h_{21e} + 1)}{1 + h_{22e}(R_E + R_C \| R_L)} \approx h_{11e} + h_{21e}R_E \approx h_{21e}R_E, \quad (4.15)$$

$$R_i = (R_1 \| R_2) \| r_i \equiv R_B \| r_i \approx R_B \| (h_{21e}R_E) \approx R_B, \quad (4.16)$$

$$r_o \approx \frac{1}{h_{22e}} \cdot \left[1 + \frac{h_{21e}R_E}{R_E + h_{11e} + (R_B \| R_g)} \right] \approx \frac{h_{21e}}{h_{22e}} \cdot \frac{R_E}{R_E + h_{11e} + (R_B \| R_g)}, \quad (4.17)$$

$$R_o = R_C \| r_o \approx R_C \left[\frac{h_{21e}}{h_{22e}} \cdot \frac{R_E}{R_E + h_{11e} + (R_B \| R_g)} \right] \approx R_C . \quad (4.18)$$

Najważniejszy, trzeci parametr w zastępczych układach z rys. 4.1 to transmitancja własna układu, zdefiniowana w warunkach idealnych. Podano zależności prawie dokładne i przybliżone, stosowane w praktyce inżynierskiej. I tak dla $R_g = 0 \Omega$, $R_L \Rightarrow \infty \Omega$ (na wejściu idealne źródło napięciowe, wyjście nieobciążone) zdefiniowana jest transmitancja napięciowa

$$\begin{aligned} k_{u0} &\approx -\frac{R_C}{R_E} \left[1 - \frac{h_{22e} R_E}{1 + h_{22e} R_C} - \frac{1}{h_{21e}} \left(1 + \frac{h_{11e}}{R_E} \right) \right] \approx \\ &\approx -\frac{R_C}{R_E} \left[1 - \frac{1}{h_{21e}} \left(1 + \frac{h_{11e}}{R_E} \right) \right] \approx -\frac{R_C}{R_E}, \end{aligned} \quad (4.19)$$

a dla $R_g \Rightarrow \infty \Omega$, $R_L = 0 \Omega$ (na wejściu idealne źródło prądowe, wyjście zwarte) zdefiniowana jest transmitancja prądowa

$$k_{i0} \approx -\frac{R_B}{R_E} \left\{ 1 - \frac{1}{h_{21e}} \left[1 + (R_B + h_{11e}) \left(\frac{1}{R_E} + h_{22e} \right) \right] \right\} \approx -\frac{R_B}{R_E} . \quad (4.20)$$

Związek między tymi transmitancjami dla liniowego, unilateralnego czwórnika

$$k_{i0} = k_{u0} \frac{R_i}{R_o} . \quad (4.21)$$

W rzeczywistych warunkach pracy wartość transmitancji zależy także od rezystancji obciążenia wyjścia R_L i zastępczej rezystancji źródła wejściowego sygnału R_g . Będą one powodować podział sygnału, a więc zmniejszenie transmitancji, patrz rozdz. 15.2. Przy dowolnej rezystancji R_L

$$\text{dzielnik napięcia na wyjściu daje } k_u \equiv \frac{u_o}{u_i} = k_{u0} \frac{R_L}{R_o + R_L} , \quad (4.22)$$

$$\text{dzielnik prądu na wyjściu daje } k_i \equiv \frac{i_o}{i_i} = k_{i0} \frac{R_o}{R_o + R_L} \quad (4.23)$$

oraz przy dowolnej rezystancji R_g

$$\text{dzielnik napięcia na wejściu daje } k_{uef} \equiv \frac{u_o}{e_g} = \frac{u_i}{e_g} \cdot \frac{u_o}{u_i} = \frac{R_i}{R_i + R_g} k_u , \quad (4.24)$$

$$\text{dzielnik prądu na wejściu daje } k_{ief} \equiv \frac{i_o}{i_g} = \frac{i_i}{i_g} \cdot \frac{i_o}{i_i} = \frac{R_g}{R_i + R_g} k_i . \quad (4.25)$$

Miedzy transmitancjami tego samego czwórnika występują jeszcze zależności:

$$k_i = k_u \frac{R_i}{R_L}, \quad k_{i\text{ef}} = k_{u\text{ef}} \frac{R_g}{R_L}, \quad (4.26)$$

$$|k_{u0}| \geq |k_u| \geq |k_{u\text{ef}}| \quad \text{oraz} \quad |k_{i0}| \geq |k_i| \geq |k_{i\text{ef}}|. \quad (4.27)$$

Można ponadto dla tego samego czwórnika formalnie zdefiniować dwa typy transmitancji, gdy wybierze się różne typy sygnałów na wejściu i wyjściu. Będą to wielkości wymiarowe. Jedną jest tzw. transimpedancja, czyli transmitancja impedancyjna, w omach

$$k_z \equiv \frac{u_o}{i_i} = k_{z0} \frac{R_L}{R_o + R_L} \xrightarrow{R_L \rightarrow \infty \Omega} k_{z0}, \quad k_{z\text{ef}} \equiv \frac{u_o}{i_g} = \frac{R_g}{R_i + R_g} k_z, \quad (4.28)$$

oraz tzw. transadmitancja, czyli transmitancja admitancyjna, w simensach

$$k_y \equiv \frac{i_o}{u_i} = k_{y0} \frac{R_o}{R_o + R_L} \xrightarrow{R_L \rightarrow 0 \Omega} k_{y0}, \quad k_{y\text{ef}} \equiv \frac{i_o}{e_g} = \frac{R_i}{R_i + R_g} k_y. \quad (4.29)$$

Transimpedancję definiuje się przy schemacie zastępczym ze sterowanym źródłem napięciowym wewnętrz czwórnika, a transadmitancję – ze sterowanym źródłem prądowym. Związki tych własnych transmitancji z własną transmitancją napięciową, czyli wzmacnieniem napięciowym to

$$k_{z0} = k_{u0} R_i, \quad k_{y0} = \frac{k_{u0}}{R_o}, \quad (4.30)$$

a pozostałe związki między transmitancjami można znaleźć w tabelach w rozdz. 15.2.

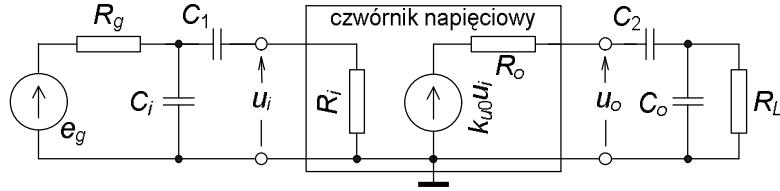
4.1.3. OSZACOWANIE PASMA CZĘSTOTLIWOŚCIOWEGO PRACY UKŁADU

Układ w ćwiczeniu jest szerokopasmowy, tzn. górna częstotliwość graniczna pracy f_g jest znacznie większa od dolnej częstotliwości granicznej f_d . Powszechnie przyjętym kryterium częstotliwości granicznych jest spadek przy nich modułu transmitancji zdefiniowanych dla sygnałów napięciowych lub prądowych o około 3 dB w mierze logarytmicznej (tzw. kryterium – 3 dB), co odpowiada spadkowi do $1/\sqrt{2}$, czyli do około 70,7 % wartości w normalnej mierze w środku pasma. W tych warunkach, przy stałym sygnale wejściowym moc sygnału wyjściowego spada do połowy.

Nie jest to kryterium bezwzględnie obowiązujące; np. w miernictwie pasmo pracy przetworników pomiarowych zazwyczaj definiuje się w oparciu o znacznie ostrzejsze kryteria, np. spadek modułu transmitancji do 99 % w porównaniu z wartością w środku pasma. Polecam samodzielne obliczenie w decybelach takiego spadku.

Na rys. 4.3 pokazano dwie pojemności szeregowe na drodze sygnału C_1 i C_2 , które są składnikami wzmacniacza (rys.4.1), ale dla ułatwienia analizy wyrzucono je formalnie poza jego zaciski. Separują one składowe stałe między źródłem sygnału, wzmacniaczem i obciążeniem. Będą decydowały o ograniczeniu pasma pracy od strony małych częstotliwości. Pojemności bocznikujące – równolegle do par zacisków, odpowiednio C_i do wejściowych i C_o do wyjściowych, są podstawowymi pojemnościami ograniczającymi pasmo pracy układu od strony dużych częstotliwości. Zasadniczy wkład do obu tych pojemności w laboratorium wprowadzają koncentryczne (ekranowane) przewody łączące aparaturę z układem, aparatura, montaż na makiecie.

Przedstawiona analiza dotyczy przypadku wzmacniacza pracującego w warunkach rzeczywistych, tj. zarówno R_g jak i R_L są określone, skończone. Tym samym częstotliwości graniczne będą zdefiniowane dla transmitancji napięciowej efektywnej k_{uef} .



Rys. 4.3. Czwórnik zastępczy z dodanymi na zewnątrz pojemnościami, decydującymi o paśmie pracy układu wzmacniacza WE; częstotliwościach granicznych dolnej f_d i górnej f_g

Przy małych częstotliwościach istotne są stałe czasowe na wejściu i wyjściu, związane z pojemnościami szeregowymi (indeks s od „serial”):

$$\tau_{s1} = C_1(R_g + R_i) \quad \text{oraz} \quad \tau_{s2} = C_2(R_o + R_L). \quad (4.31)$$

Te stałe czasowe wyznaczają dwie częstotliwości charakterystyczne:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\tau_{s1}} \quad \text{oraz} \quad f_2 = \frac{1}{2\pi\tau_{s2}}. \quad (4.32)$$

Dolina częstotliwość graniczna układu, zdefiniowana według kryterium – 3 dB jest w przybliżeniu równa

$$f_d \approx \sqrt{f_1^2 + f_2^2}, \quad (4.33)$$

czyli jest większa od każdej z częstotliwości charakterystycznych z (4.32).

Reaktancje pojemności C_1 i C_2 w zakresie dużych częstotliwości są pomijalne w porównaniu z rezystancjami odpowiednich oczek, a zaczynają mieć znaczenie reaktancje pojemności równoległych C_i i C_o , bocznikujące wejście i wyjście. Odpowiednie stałe czasowe dla wejścia i wyjścia są zdefiniowane jako (indeksy p od „parallel”):

$$\tau_{pi} = C_i(R_g \| R_i) \quad \text{oraz} \quad \tau_{po} = C_o(R_o \| R_L). \quad (4.34)$$

Te stałe czasowe wyznaczają dwie kolejne częstotliwości charakterystyczne:

$$f_i = \frac{1}{2\pi\tau_{pi}} \quad \text{oraz} \quad f_o = \frac{1}{2\pi\tau_{po}}. \quad (4.35)$$

Górną częstotliwość graniczną układu zgodną z kryterium – 3 dB oblicza się z przybliżonej zależności

$$\frac{1}{f_g} \approx \sqrt{\frac{1}{f_i^2} + \frac{1}{f_o^2}} \quad (4.36)$$

i jest ona mniejsza od każdej z charakterystycznych z zał. (4.35). Szerokość pasma układu definiuje się jako różnicę

$$\Delta f = f_g - f_d . \quad (4.37)$$

Za przykładowe kryterium szerokopasmowości układu może posłużyć warunek, aby wyznaczona z zależności (4.37) szerokość pasma była znacznie większa od średniej arytmetycznej z częstotliwości granicznych, co prowadzi do warunku na wartości częstotliwości granicznych

$$f_g >> 3f_d . \quad (4.38)$$

Częstotliwość środka pasma f_m takiego szerokopasmowego układu, przy której jego transmitancja oraz impedancje: wejściowa i wyjściowa są rzeczywiste, może być oszacowana jako średnia geometryczna z granicznych częstotliwości, z zależności

$$f_m \approx \sqrt{f_d f_g} , \quad (4.39)$$

tym dokładniejszej, im bardziej od siebie są oddalone częstotliwości charakterystyczne; f_1 od f_2 z zależności (4.32) i f_i od f_o z (4.35).

4.2. PRACE PRZED ZAJĘCIAMI

Stopień wykonania punktów 4.2 i 4.3 rzutuje na ocenę całej grupy.

- A) Oblicz wartości wielkości, określających punkt pracy tranzystora i układu, tj. oznaczonych napięć i prądów na schemacie układu, na rys. 4.1. Znamionowe wartości zasilania i elementów układu dla grupy podano w tab. 4.1 oraz 4.2, przyjmij $U_{BE} = 0,65$ V.
- B) Sprawdź warunki stabilności punktu pracy tranzystora.
- C) Oblicz parametry małosygnałowe w hybrydowym zastępczym układzie tranzystora.
- D) Oblicz z dokładnych i uproszczonych zależności parametry robocze k_{u0} , k_{i0} , R_i , R_o w modelach napięciowym i prądowym wzmacniacza. Oblicz z uproszczonych zależności k_u , k_{uef} , k_i , k_{ief} przy współpracy układu ze źródłem sygnału i obciążeniem o rezystancjach R_g , R_L podanych w tab. 4.1.

Tab. 4.1. Wartości zasilania i elementów do układu wzmacniacza WE na tranzystorze bipolarnym

Zasilanie, elementy	Numer grupy					
	1	2	3	4	5	6
E_C [V]	15	9	18	9	15	18
R_1 [$\text{k}\Omega$]	68	22	82	100	100	33
R_2 [$\text{k}\Omega$]	6,8	4,7	8,2	22	12	3,9
R_C [$\text{k}\Omega$]	3,9	1,0	4,7	3,9	6,8	2,2
R_E [$\text{k}\Omega$]	0,33	0,27	0,47	1,0	0,82	0,33
C_1 [μF]	0,33	0,33	0,33	0,10	0,10	0,33
C_2 [μF]	1,0	1,0	1,0	0,33	0,33	1,0
R_g [$\text{k}\Omega$]			3,3			
R_L [$\text{k}\Omega$]			10			

Tab. 4.2. Podstawowe właściwości tranzystora, który zastosujesz w ćwiczeniu

Parametr	Typ i ogólne cechy tranzystora BC548B bipolarny npn mała moc
U_{CEO} [V]	30
I_{Cmax} [A]	0,1
θ_{jmax} [°C]	150
P_M [W]	0,6
$h_{FE} \equiv \beta_0$ [A/A]	200–450

Dla koneserów:

- E)* Oblicz stałe czasowe τ_s oczek z kondensatorami szeregowymi: wejściowego z C_1 i wyjściowego z C_2 przy współpracy wzmacniacza ze źródłem sygnału i obciążeniem o wartościach R_g i R_L podanych w tab. 4.1. Oblicz z tych stałych czasowych częstotliwości charakterystyczne f_1 i f_2 a następnie dolną częstotliwość graniczną układu f_d (kryterium – 3 dB).
- F)* Oblicz stałe czasowe τ_p oczek z pojemnościami równoległymi: wejściowego z pojemnością $C_i = 25$ pF równoległą do R_g i zastępczej R_i oraz wyjściowego z pojemnością $C_L = 250$ pF (montaż, przyrządy z przewodami łączącymi) równoległą do R_L i zastępczej R_o przy współpracy wzmacniacza ze źródłem sygnału i obciążeniem o wartościach rezystancji R_g i R_L podanych w tab. 4.1. Oblicz z tych stałych czasowych częstotliwości charakterystyczne f_i i f_o a następnie górną częstotliwość graniczną układu f_g (kryterium – 3 dB).
- G)* Oszacuj częstotliwość środka pasma układu f_m jako średnią geometryczną częstotliwości dolnej i górnej obliczonych w pkt. E) i F).
- Wyniki obliczeń do punktów E)...G) zestaw w tabeli własnego projektu.

4.3. CZĘŚĆ DOŚWIADCZALNA

Badania wykonasz na makiecie Wzmacniaczy Wielostopniowych, w górnej jej części (rys. 14.5). Tranzystor włącz w drugie gniazdo od lewej strony lub w ostatnie po prawej stronie.

4.3.1. Połaczanie i uruchomienie układu wzmacniacza w układzie WE bez C_E

- Połącz układ z rys. 4.1, z elementami z tab. 4.1 i 4.2.
- Zamiast źródła sygnału włącz zwarcie wejścia do masy.
- Sprawdź wstępnie, czy napięcia mają poprawne wartości: zasilania E_C z dopuszczalną odchyłką 3 %, kolektora U_C z dopuszczalną odchyłką 20 %.
- W razie potrzeby skoryguj U_C zmianą wartości rezystorów w dzielниku do zasilania bazy.
- Następnie zmierz i wpisz do tabeli (przykład tab. 4.3) cztery wartości napięć, z których obliczysz spadki napięć i prądy spoczynkowe. Wszystkie napięcia mierz w stosunku do masy układu.
- Dodatkowo możesz zmierzyć napięcie na wyjściu dzielnika do zasilania bazy po wyłączeniu tranzystora, co pozwoli obliczyć rzeczywisty prąd bazy. Należy przy tym uwzględnić rezystancję woltomierza $R_V = 10 \text{ M}\Omega$ i podstawić do wyprowadzonych zależności wartości rezystorów R_1 i R_2 w układzie, zmierzone na końcu badań.

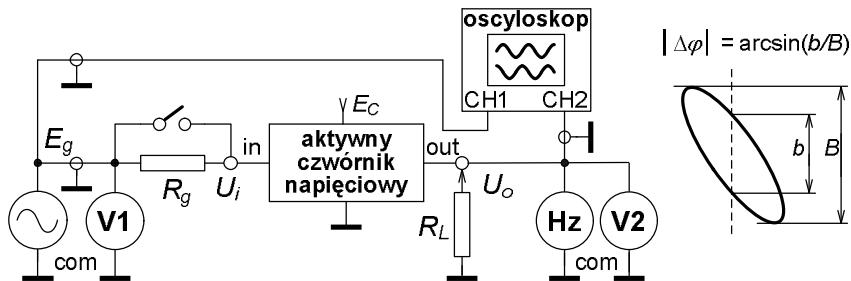
Tab. 4.3. Przykład tabeli do zapisu wyników pomiarów spoczynkowego punktu pracy wzmacniacza WE

Punkt 4.3.1. Statyczny ppQ, przyrząd V ...								$\text{o } R_V = 10 \text{ M}\Omega$.		
Lp.	Warunki	Pomiar napięć				Obliczenia z wyników badań				Uwagi
		$E_C [\text{V}]$	$U_C [\text{V}]$	$U_E [\text{V}]$	$U_B [\text{V}]$	$U_{BE} [\text{V}]$	$U_{CE} [\text{V}]$	$I_C [\text{mA}]$	$I_B [\mu\text{A}]$	
1	z T								1)	2)
2	bez T									

1) – prąd I_B obliczony z $\beta_{0\text{typ}}$, 2) – poprawny prąd I_B obliczony z U_B z tranzystorem i bez tranzystora.

4.3.2. Wyznaczenie środka pasma częstotliwościowego wzmacniacza

- Usuń zwarcie wejścia do masy, dołącz do wzmacniacza aparaturę stosowaną w badaniach aktywnych czwórników sygnałem przemiennym, zgodnie z rys. 4.4, włącz także rezystory: obciążający R_L i symulujący rezystancję źródła sygnału R_g .
- Dobierz tak wartość sygnału sinusoidalnego o $f \approx 1 \text{ kHz}$ z generatora, aby sygnał skuteczny na wyjściu wzmacniacza miał około $U_o \approx 0,5 \text{ V}$.
- Włącz w oscyloskopie tryb pracy XY i pasmo od 0 Hz (DC na przełącznikach przy obu kanałach). Tak reguluj częstotliwość, aby przesunięcie fazowe między wyjściem i wejściem było -180° . O czym jeszcze świadczy obraz obserwowany na ekranie oscyloskopu – odcinek prostej?
- Jest to środek pasma układu z transmitancją k_{uef} (bo są R_g i R_L). Zapisz wartość częstotliwości środkowej f_m , wykonasz przy niej następne badania.



Rys. 4.4. Układ pomiarowy do badania aktywnych czwórników napięciowych, przetwarzających sygnały przemienne

4.3.3. Wyznaczenie zakresu liniowej pracy, transmitancji napięciowych, rezystancji wyjściowej i wejściowej, transmitancji prądowych

- A) W warunkach transmitancji k_{uef} (czyli z R_g i R_L) i przy częstotliwości środkowej f_m wyznacz zakres liniowej pracy wzmacniacza. Wyniki zapiszesz do tabeli, np. takiej, jak tab. 4.4.
- Najprościej zrobisz to zwiększając amplitudę sygnału z generatora i obserwując obraz w trybie XY.
 - Czy zaobserwowany na ekranie obraz przejściowej charakterystyki układu jest praktycznie liniowy? Powyżej zakresu liniowej pracy pojawią się charakterystyczne, ostre załamania na końcach tej charakterystyki.

- Opisz charakter zniekształceń charakterystyki i sygnału po przekroczeniu granicy liniowej pracy (przerysuj lub sfotografuj), zapisz graniczną skuteczną wartość napięcia na wyjściu dla liniowej pracy U_{oML} (tab. 4.4).
 - Następnie przy około $\frac{1}{2}U_{oML}$ zmierz napięcia na wyjściu U_o i z generatora E_g .
 - Oblicz moduł transmitancji; w tym przypadku $|k_{uef}| = U_o/E_g$ (dlaczego moduł?).
- B) W miejsce R_g włącz zworek ($R_g = 0 \Omega$), pozostaw nadal R_L ; będą to warunki transmitancji $k_u = \underline{U_o}/\underline{U_i}$. Powtórz badania z pkt. A).
- C) Pozostaw zworek zamiast R_g i odłącz R_L ($R_L \Rightarrow \infty \Omega$). Będą to teraz warunki własnej transmitancji napięciowej układu $k_{u0} = \underline{U_o}/\underline{U_j}$. Powtórz badania z pkt. A).
- D) Z obliczonych w pkt. A)...C) transmitancji napięciowych oblicz:
- zastępcze rezystancje wzmacniacza: wyjściową R_o z k_u i k_{u0} , wejściową R_i z k_{uef} i k_u . Aby to zrobić musisz założyć, że badany wzmacniacz jest liniowym, unilateralnym czwórnikiem i wykorzystać do przekształceń zależności między jego transmitancjami napięciowymi, podane w rozdz. 4.1.2.
 - transmitancje prądowe k_{i0} , k_i , k_{ief} . Wykorzystaj obliczone wyżej R_o i R_i .

Tab. 4.4. Przykład tabeli do zapisu wyników pomiarów parametrów zastępczych wzmacniacza

Punkt 4.3.3. Badania parametrów roboczych wzmacniacza WE bez C_E przy $f_m = \dots$ kHz, przyrządy: V ... , oscyloskop ... , częstotliomierz ...									
Lp.	Warunki znamion.			Pomiary			Obliczenia		
	R_g [kΩ]	R_L [kΩ]	typ transm.	U_{oML} [V]	U_o [V]	U_i [V]	transmitancje z badań [V/V]	R_i [kΩ]	R_o [kΩ]
1	3,3	10	k_{uef}			$E_g =$	$ k_{uef} =$		
2	0	10	k_u				$ k_u =$		
3	0	∞	k_{u0}				$ k_{u0} =$		
Uwagi	$k_{i0} = \dots$ A/A, $k_i = \dots$ A/A, $k_{ief} = \dots$ A/A								

4.3.4. Wyznaczenie pasma pracy układu; częstotliwości granicznych dolnej i górnej według kryterium – 3 dB w warunkach k_{uef}

Tego badania nie możesz wykonać woltomierzem dostępnym w laboratorium, bo ma on za małe pasmo pomiarowe przy mierzeniu napięć przemiennych. Wykorzystasz oscyloskop; poniżej opisano algorytm tego badania, z rezystorami R_g i R_L oraz dodatkowym obciążeniem wyjścia przez impedancję wejściową multimetu i kanału nr 2 oscyloskopu. Wykaż się inwencją; zaproponuj tabelę do zapisu wyników odczytów i obliczeń.

A) Etap pierwszy. Przygotowania w środku pasma.

- W warunkach transmitancji k_{uef} (z R_g i R_L) przy częstotliwości środkowej f_m ustaw na wyjściu około $\frac{1}{2}U_{oML}$, według wyników z tab. 4.4.
- Przełącz funkcję multimetu na wyjściu na pomiar częstotliwości.
- Tak dobierz stałą odchylenia toru Y oscyloskopu (CH2), aby obraz sygnału wyjściowego na ekranie miał wartość międzyszczytową L_m rzędu (40–70) mm. Sprawdź, czy pasmo oscyloskopu jest od 0 Hz – przełącznik wejść na DC.
- Zanotuj wartość L_m , czyli wielkość obrazu odpowiadającą maksymalnej wartości modułu transmitancji k_{uef} , bo w środku pasma częstotliwościowego.

- Oblicz wartość L_{-3dB} , do której ma zmniejszyć się ten obraz przy częstotliwościach granicznych górnej f_g i dolnej f_d zgodnie z kryterium – 3dB: $L_{-3dB} = (\frac{1}{2})^{\frac{1}{2}} L_m \approx 0,707 L_m$.

B) Etap drugi. Zdążasz do górnej częstotliwości granicznej.

- Nie zmieniaj amplitudy sygnału wejściowego oraz stałej odchylania toru Y oscyloskopu; jest to podstawa opisywanej metody badawczej!
- Zmieniaj częstotliwość w góre tak długo, aż obraz sygnału wyjściowego na ekranie zmaleje do obliczonej wartości L_{-3dB} .
- W tym momencie odczytaj i zapisz częstotliwość sygnału; jest to f_g – górna częstotliwość graniczna.
- Odczytaj także wymiary elipsy (b i B na rys. 4.4) po przełączeniu oscyloskopu w tryb pracy XY.
- Sprawdź w trybie pracy z liniową podstawą czasu, czy zmiana przesunięcia fazowego $\Delta\varphi_g$ względem wartości φ_m w środku pasma częstotliwościowego jest dodatnia, czy ujemna – porównaj z obrazami na rys. 1.14b.
- Oblicz całkowite przesunięcie fazowe φ_g układu przy f_g .

C) Etap trzeci. Zdążasz do dolnej częstotliwości granicznej. Nie zmieniaj amplitudy!

- Powtórz algorytm badania z punktu B), ale ze zmianą częstotliwości w dół, celem wyznaczenia dolnej częstotliwości granicznej f_d oraz przesunięcia fazowego φ_d przy niej.

4.3.5. Pomiar wartości rezystorów stosowanych w układzie i do jego badania

- Zmierz multymetrem z możliwie jak najmniejszą niepewnością wartości rezystorów, które były włączone w układzie wzmacniacza (R_1, R_2, R_C, R_E) oraz dołączanych z zewnątrz (R_g, R_L).
- Dzięki temu ich wartości będą znane ze znacznie mniejszą niepewnością niż tolerancja producenta. Wykorzystaj te pomiary w analizie, np. do obliczeń z badań R_i i R_o , a także do ewentualnego skorygowania teoretycznych wartości transmitancji oszacowanych przed zajęciami.

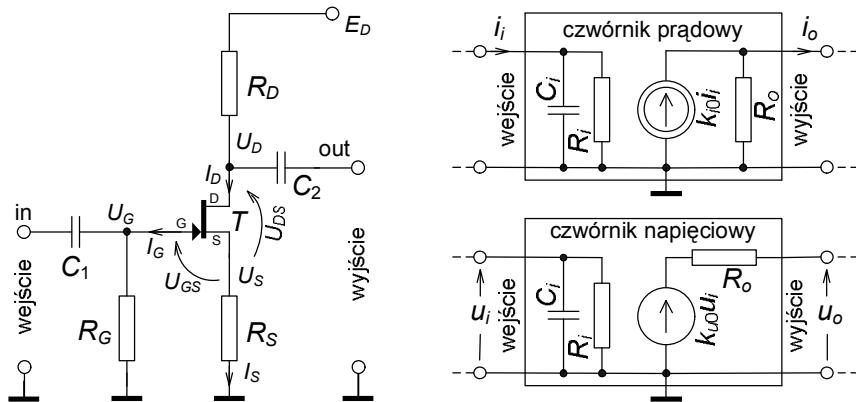
4.3.6. Ponadto w sprawozdaniu między innymi

- Spróbuj wytlumaczyć, które stany tranzystora są odpowiedzialne za ograniczenie liniowego zakresu charakterystyki przejściowej na obu jej końcach.
- Porównaj wyniki obliczeń teoretycznych sprzed zajęć z wynikami badań rzeczywistego układu w laboratorium, zarówno parametry punktu pracy jak i te najistotniejsze; parametry robocze wzmacniacza! Sporządź zestawienie porównawcze w tabeli własnego projektu.
- Syntetyczne porównanie w tabeli pozwoli ocenić jakość przybliżeń stosowanych zależności teoretycznych; przy formułowaniu wniosków pamiętaj o tolerancji wartości rezystorów.
- Zwróć uwagę na to, że zmierzona częstotliwość średkowa pasma układu jest praktycznie równa średniej geometrycznej z częstotliwości granicznych dolnej i górnej, a nie średniej arytmetycznej. Spróbuj uzasadnić teoretycznie tą własność.

5. LINIOWY PRZETWORNIK SYGNAŁU NA TRANZYSTORZE POLOWYM

Cel: Poznanie właściwości jednego ze wzmacniających układów na tranzystorze polowym (unipolarnym). Będzie to układ o wspólnym źródle (WS); zapoznasz się z budową układu, ustalaniem punktu pracy tranzystora w układzie, zastępczymi parametrami układu. Poznasz metody badania układu jako liniowego przetwornika sygnałów przemiennych oraz skutki współpracy układu ze źródłem sygnału wejściowego i z obciążeniem wyjścia o określonych rezystancjach.

5.1. WSTĘP TEORETYCZNY



Rys. 5.1. Wzmacniacz na tranzystorze polowym, w układzie o wspólnym źródle (WS), z wielkościami stałoprądowymi, określającymi punkt pracy tranzystora (ppQ) oraz dwa schematy zastępcze, do minimalnego opisu właściwości zmiennoprądowych układu, z wielkościami tzw. małosygnalowymi

Jednym ze stosowanych układów wzmacniającym sygnały przemienne na tranzystorze polowym jest układ o wspólnym źródle, tzw. WS. Jest to czwórnik, w którym S – źródło tranzystora jest wspólną elektrodą dla obwodów sygnałów wejściowego i wyjściowego. W ćwiczeniu będziesz badał układ (rys. 5.1) z najprostszą wersją ustalania punktu pracy, tzw. automatyczną polaryzacją tranzystora T za pomocą rezystora R_S w obwodzie źródła – elektrody S tranzystora. Ujemna wartość spadku napięcia na tym rezystorze jest praktycznie napięciem U_{GS} , decydującym o prądzie drenu tranzystora I_D , a równocześnie jest wprost proporcjonalna do prądu źródła tranzystora I_S . Układ jest szerokopasmowy, o ujemnych transmitancjach, napięciowej i prądowej. Transmitancja napięciowa własna k_{u0} – wzmacnienie napięciowe jest przeciętnie równa minus kilka, rzadko osiąga kilkanaście. Rezystancja wejściowa jest bardzo duża, równa w praktyce wartości rezystora upływowego w bramce R_G , wskutek czego o wejściowej impedancji już w zakresie niezbyt dużych częstotliwości może decydować pojemność wejściowa C_i (schematy zastępcze po prawej stronie rys. 5.1). Stosunek rezystancji wejściowej R_i do wyjściowej R_o jest bardzo duży, osiąga kilkaset do kilku tysięcy, co świadczy o lepszych właściwościach układu jako wzmacniacza napięciowego niż prądowego. Ale mimo tego transmitancja prądowa własna k_{i0} – wzmacnienie prądowe osiąga wartości od minus kilkuset do kilkunastu tysięcy.

Ujemne sprzężenie zwrotne w obwodzie źródła S tranzystora osiągnięte za pomocą rezystora R_S , przy braku bocznikującego go kondensatora C_S stabilizuje zarówno spoczynkowy punkt pracy tranzystora jak i transmitancje, zmniejszając znacząco wpływ nieliniowości parabolicznej charakterystyki przejściowej tranzystora. Niemniej nie likwiduje całkowicie tego wpływu i dlatego taki wzmacniacz może być uznany za pracujący praktycznie liniowo w zakresie kilka razy mniejszych wartości napięcia wejściowego w porównaniu z układem WE bez C_E na tranzystorze bipolarnym, z poprzedniego tematu.

W przypadku, gdy nie chodzi o projekt układu, a jedynie o obliczenie jego właściwości przy znanych wartościach elementów układu i napięcia zasilania, należy zacząć od wielkości określających punkt pracy (oznaczenie ppQ i indeks Q). Potrzebne będą do tego niektóre parametry tranzystora; napięcie odcięcia U_P i prąd nasycenia jego kanału I_{DSS} przy zerowej polaryzacji bramki $U_{GS} = 0$ V lub transkonduktancja g_m w punkcie pracy. W ćwiczeniu będzie projekt w szczegółowej postaci; obliczenie wartości rezystora R_S dla osiągnięcia wymaganej wartości prądu drenu I_{DQ} .

5.1.1. PUNKT PRACY TRANZYSTORA

Tranzystor polowy z zasady swej pracy jest przetwornikiem wejściowego napięcia na prąd drenu. Do analizy statycznego punktu pracy i parametrów małosygnalowych wzmacniacza trzeba więc znać opis matematyczny związku między tymi wielkościami: $I_D = f(U_{GS})$. Jest to w tranzystorach polowych złączowych w przeważającym przedziale zależność potegowa, dla bardzo małych prądów przechodzi w wykładniczą. Przyjmuje się zwykle do obliczeń, że w całym wykorzystywany zakresie jest to gałąź paraboli:

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right)^2, \quad (5.1)$$

gdzie I_{DSS} to graniczna wartość prądu drenu przy zerowej polaryzacji bramka-źródło $U_{GS} = 0$ V a $U_P \equiv U_{GSoff}$ to wartość tzw. napięcia odcięcia bramka-źródło, przy której prąd drenu I_D praktycznie zanika. Producenci tranzystorów podają wartość U_P przy I_D rzędu (1–100) nA. Transkonduktancja tranzystora g_m jest wielkością opisującą przetwarzanie przez niego sygnału. Jest ona stosunkiem niewielkich zmian prądu drenu I_D do wywołujących je niewielkich zmian napięcia bramka-źródło U_{GS} , zależy od położenia punktu pracy Q tranzystora i przyjęciu za obowiązującą zależności (5.1) będzie praktycznie liniową funkcją napięcia U_{GSQ} :

$$g_m \equiv \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \Big|_{ppQ} \approx \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} = \frac{2I_{DSS}}{-U_P} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_P} \right) = \frac{2 \sqrt{|I_{DQ} I_{DSS}|}}{-U_P} \quad (5.2)$$

$$\text{i można zdefiniować } g_{m0} \equiv g_m \Big|_{\text{przy } U_{GSQ}=0V} = \frac{2I_{DSS}}{-U_P}, \quad (5.3)$$

$$\text{teraz } g_m \equiv g_{m0} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_P} \right) = g_{m0} \sqrt{\frac{|I_{DQ}|}{I_{DSS}}}. \quad (5.4)$$

W przypadku polowego tranzystora złączowego z kanałem o przewodnictwie **n** (taki będzie stosowany w ćwiczeniu, rys. 5.1) złącze bramka-kanał zawsze jest zatkane, napięcia U_P i U_{GSQ} są ujemne, a pozostałe wielkości oznaczone na rys. 5.1 są dodatnie.

Jeżeli analizę trzeba wykonać dla tranzystora z kanałem **p**, znaki wszystkich wielkości należy zmienić na przeciwe.

Zaproponowany w ćwiczeniu najprostszy sposób wymuszenia określonego punktu pracy tranzystora w układzie wymaga obliczenia potrzebnego rezystora R_S z zależności, do których podstawa się wymaganą, znaną wartość prądu drenu lub napięcia bramka-źródło w ppQ:

$$R_S = \frac{U_P}{I_{DQ}} \left[\sqrt{\frac{I_{DQ}}{I_{DSS}}} - 1 \right] = \frac{-U_{GSQ}}{I_{DSS}} \left(\frac{U_P}{U_P - U_{GSQ}} \right)^2. \quad (5.5)$$

Nieco więcej obliczeń wymaga przypadek, gdy dana jest wartość R_S , a trzeba obliczyć, jaki punkt pracy ona wymusza: I_{DQ} , U_{GSQ} . Trzeba wtedy znaleźć pierwiastki równania kwadratowego w jednej z poniższych postaci, przy czym należy brać pod uwagę tylko dodatnie wartości pierwiastków, mniejsze od 1:

$$x^2 \left(R_S \frac{I_{DSS}}{U_P} \right)^2 + x \left(2R_S \frac{I_{DSS}}{U_P} - 1 \right) + 1 = 0, \quad \text{gdzie } x = \frac{I_{DQ}}{I_{DSS}}, \quad (5.6)$$

$$\text{lub } x^2 + x \left(\frac{U_P}{R_S I_{DSS}} - 2 \right) + 1 = 0, \quad \text{gdzie } x = \frac{U_{GSQ}}{U_P}. \quad (5.7)$$

Obliczenia byłyby łatwiejsze, gdyby wraz z R_S była jeszcze znana transkonduktancja g_m . Wtedy z przekształconej zależności (5.2) można obliczyć jedną z wielkości określających punkt pracy, np. I_{DQ} a prosta zależność wiąże ją z drugą wielkością, napięciem U_{GSQ} :

$$U_{GSQ} = U_P \left[\frac{g_m U_P}{2I_{DSS}} + 1 \right] = U_P \left[1 - \frac{g_m}{g_{m0}} \right], \quad (5.8)$$

$$\text{lub } I_{DQ} = \frac{(g_m U_P)^2}{4I_{DSS}} = I_{DSS} \left(\frac{g_m}{g_{m0}} \right)^2, \quad (5.9)$$

$$\text{gdy } I_{GQ} \Rightarrow 0 \text{ A, to } I_{DQ} = I_{SQ} = \frac{U_{SQ}}{R_S} = \frac{-U_{GSQ}}{R_S}. \quad (5.10)$$

Pozostały jeszcze do obliczenia dwa napięcia; drenu względem masy U_{DQ} i spadek napięcia na kanale tranzystora czyli między drenem i źródłem U_{DSQ} :

$$U_{DQ} = E_D - I_{DQ} R_D, \quad (5.11)$$

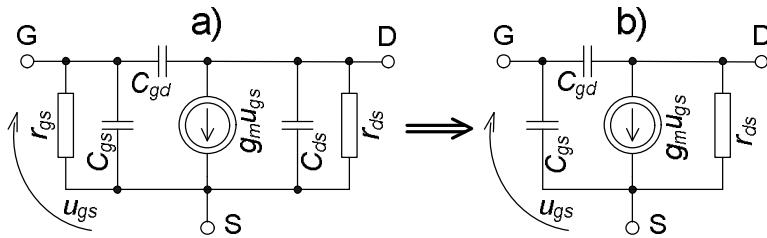
$$U_{DSQ} = U_{DQ} - U_{SQ} = E_D - I_{DQ} R_D - I_{SQ} R_S \xrightarrow{I_{GQ}=0A} E_D - I_{DQ} (R_D + R_S). \quad (5.12)$$

Napięcie na kanale tranzystora powinno spełnić warunek, który gwarantuje pracę tranzystora w pożądanym dla wzmacniacza zakresie charakterystyk wyjściowych (podstawiaj wartości z odpowiednimi znakami!):

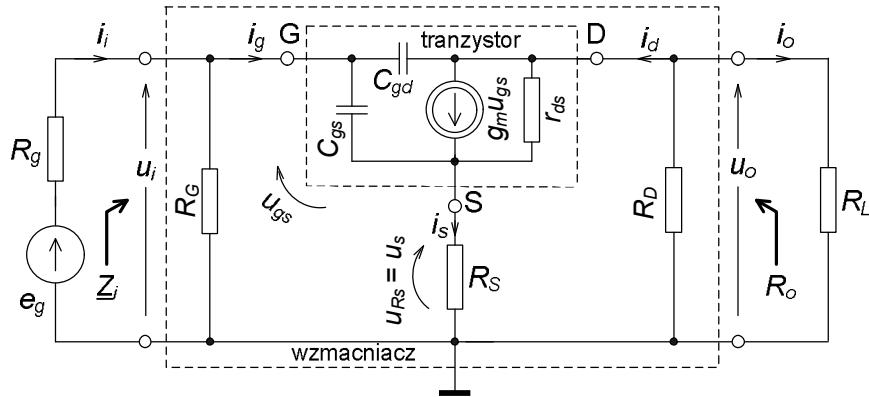
$$U_{DSQ} > U_{GSQ} - U_P . \quad (5.13)$$

5.1.2. SCHEMAT ZASTĘPCZY TRANZYSTORA, PARAMETRY MAŁOSYGNALOWE WZMACNIACZA

Dąży się do stosowania jak najprostszego modelu wzmacniacza – czwórnika aktywnego. Taki model w postaci schematu zastępczego, liniowego i unilateralnego (jednokierunkowego układu) zawiera tylko trzy stałe elementy: impedancje wejściową i wyjściową oraz transmitancję sygnału. W środku częstotliwościowego pasma pracy układu impedancje redukują się do rezystancji a transmitancja ma wartość rzeczywistą. Wskazówki co do metodyki tworzenia schematu zastępczego dla sygnałów przemiennych podano w rozdziale 4.1.2. Dalsze uwagi w tym podrozdziale dotyczą układu z tranzystorem polowym małej mocy.



Rys. 5.2. Liniowe schematy zastępcze tranzystora polowego: a) pełny, b) zawierający tylko elementy istotne dla analizy wzmacniacza WS w paśmie małych częstotliwości



Rys. 5.3. Wzmacniacz WS sterowany ze źródła e_g o rezystancji R_g i obciążony na wyjściu rezystancją R_L , schemat zastępczy dla małych sygnałów przemiennych (napięć, prądów), oznaczonych małymi literami

Specyfiką schematu zastępczego tranzystora polowego (rys. 5.2) jest bardzo duża rezystancja dynamiczna zatkanego złącza bramka-kanał r_{gs} rzędu $G\Omega$, którą ze wzrostem częstotliwości sygnału skutecznie bocznikuje reaktancja pojemności zastępczej C_{gs} rzędu kilku pF. Ponadto pojemność bramka-dren C_{gd} (około 1 pF) przez tzw. efekt Millera zwiększa zauważalnie zastępczą pojemność wejściową układu WS. Charakterystyczna dla tego tranzystora jest transmitancja admitycyjna oznaczona g_m , opisująca właściwości sterowanego źródła prądowego w schematach zastępczych na rys. 5.2. Jej wartość rzędu pojedynczych mS zależy od punktu pracy tranzystora – patrz zależności (5.2)...(5.4). Od strony wyjścia pomija się zwykle pojemność dren-

źródło C_{ds} (kilka pF) a czasami także dynamiczną rezystancję r_{ds} rzędu kilkudziesięciu k Ω . Jest to możliwe gdy w układzie z rys. 5.1 rezistor R_D jest rzędu kilku k Ω .

W centrum schematu zastępczego całego wzmacniacza na rysunku 5.3 jest schemat zastępczy tranzystora w układzie wspólnego źródła (WS), w postaci czwórnika o końcówkach: bramce G, drenie D i wspólnej – źródle S. Zawiera on minimalną liczbę elementów potrzebnych do opisu właściwości tranzystora dla niewielkich sygnałów. Poza nimi są we wzmacniaczu trzy rezystory: R_G upływy bramki, R_S polaryzujący tranzystor i wprowadzający ujemne sprzężenie zwrotne, R_D zamieniający zmiany prądu drenu na zmiany napięcia wyjściowego.

Od schematu z rys. 5.3 należy przejść do schematów po prawej stronie rys. 5.1. Elementy na nich to parametry małosygnałowe wzmacniacza WS bez kondensatora C_S bocznikującego rezistor R_S :

$$R_i \approx R_G, \quad C_i \approx C_{\text{mon}} + \frac{C_{gs}}{1 + g_m R_S} + C_{gd}(1 + |k_u|), \quad (5.14)$$

$$\underline{Y}_i = \frac{1}{\underline{Z}_i} \approx \frac{1}{R_G} + j\omega C_i, \quad (5.15)$$

$$R_o \approx R_D, \quad (5.16)$$

$$k_{u0} \approx -\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S} = -\frac{R_D}{R_S} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{g_m R_S}}, \quad (5.17)$$

$$k_{i0} \approx -\frac{g_m \underline{Z}_i}{1 + g_m R_S} \xrightarrow{\max} -\frac{g_m R_G}{1 + g_m R_S} = -\frac{R_G}{R_S} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{g_m R_S}}. \quad (5.18)$$

Pierwszy składnik C_{mon} w zależności (5.14) symbolizuje dodatkowy wpływ pojemności montażu układu, o wartości nawet do kilkunastu pF. Pojawiające się w tej zależności wzmacnienie k_u , przy konkretnym obciążeniu wyjścia, świadczy o resztkowym oddziaływaniu wstecznym w układzie. Maleńce rezystancji obciążenia R_L spowoduje maleńce wzmacnienia napięciowego k_u , a to zmniejszy wejściową pojemność C_i według zależności (5.14), tym samym dodatkowo zwiększy transmitancję prądową – wzmacnienie prądowe:

$$k_i = k_{i0} \frac{R_o}{R_o + R_L} \approx -\frac{g_m}{1 + g_m R_S} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_G} + j\omega C_i} \cdot \frac{R_o}{R_o + R_L}. \quad (5.19)$$

W zakończeniu tego podrozdziału zamieszczono powtórnie (tak jak w rozdz. 4.1.2) zależności obowiązujące przy współpracy czwórnika z nieidealnymi: generatorem sygnału o rezystancji R_g , obciążeniem wyjścia o rezystancji R_L .

Związek między podstawowymi transmitancjami dla liniowego, unilateralnego czwórnika w środku pasma częstotliwościowego

$$k_{i0} = k_{u0} \frac{R_i}{R_o}, \quad (5.20)$$

przy czym transmitancja własna napięciowa k_{u0} jest zdefiniowana przy $R_g = 0 \Omega$ i $R_L \Rightarrow \infty \Omega$, a własna prądowa k_{i0} przy $R_g \Rightarrow \infty \Omega$ i $R_L = 0 \Omega$.

W rzeczywistych, nieidealnych warunkach pracy wartość transmitancji zależy także od rezystancji obciążenia wyjścia R_L i zastępczej rezystancji źródła wejściowego sygnału R_g ; spowodują one podział sygnału, a więc zmniejszenie transmitancji.

Przy dowolnej rezystancji R_L

$$\text{dzielnik napięcia na wyjściu daje } k_u \equiv \frac{u_o}{u_i} = k_{u0} \frac{R_L}{R_o + R_L}, \quad (5.21)$$

$$\text{dzielnik prądu na wyjściu daje } k_i \equiv \frac{i_o}{i_i} = k_{i0} \frac{R_o}{R_o + R_L} \quad (5.22)$$

oraz przy dowolnej rezystancji R_g

$$\text{dzielnik napięcia na wejściu daje } k_{uef} \equiv \frac{u_o}{e_g} = \frac{u_i}{e_g} \cdot \frac{u_o}{u_i} = \frac{R_i}{R_i + R_g} k_u, \quad (5.23)$$

$$\text{dzielnik prądu na wejściu daje } k_{ief} \equiv \frac{i_o}{i_g} = \frac{i_i}{i_g} \cdot \frac{i_o}{i_i} = \frac{R_g}{R_i + R_g} k_i. \quad (5.24)$$

Między transmitancjami tego samego czwórnika występują jeszcze zależności:

$$k_i = k_u \frac{R_i}{R_L}, \quad k_{ief} = k_{uef} \frac{R_g}{R_L}, \quad (5.25)$$

$$|k_{u0}| \geq |k_u| \geq |k_{uef}| \quad \text{oraz} \quad |k_{i0}| \geq |k_i| \geq |k_{ief}|. \quad (5.26)$$

Można jeszcze dla tego samego czwórnika formalnie zdefiniować dwa typy transmitancji, gdy wybierze się różne typy sygnałów na wejściu i wyjściu. Będą to wielkości wymiarowe. Jedną jest tzw. transimpedancja, czyli transmitancja impedancyjna, w omach gdy definiuje się na wejściu sygnał prądowy a na wyjściu napięciowy

$$k_z \equiv \frac{u_o}{i_i} = k_{z0} \frac{R_L}{R_o + R_L} \xrightarrow{R_L \rightarrow \infty \Omega} k_{z0}, \quad k_{zef} \equiv \frac{u_o}{i_g} = \frac{R_g}{R_i + R_g} k_z, \quad (5.27)$$

oraz tzw. transadmitancja, czyli transmitancja admitancyjna, w simensach gdy definiuje się na wejściu sygnał napięciowy a na wyjściu prądowy

$$k_y \equiv \frac{i_o}{u_i} = k_{y0} \frac{R_o}{R_o + R_L} \xrightarrow{R_L \rightarrow 0 \Omega} k_{y0}, \quad k_{yef} \equiv \frac{i_o}{e_g} = \frac{R_i}{R_i + R_g} k_y. \quad (5.28)$$

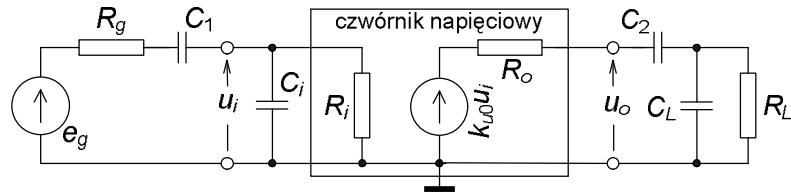
Transimpedancję k_z definiuje się przy schemacie zastępczym ze sterowanym źródłem napięciowym wewnątrz czwórnika, a transadmitancję k_y – ze sterowanym źródłem prądowym – porównaj z rys. 5.1. Związki tych własnych transmitancji z własną transmitancją napięciową, czyli wzmacnieniem napięciowym to

$$k_{z0} = k_{u0} R_i , \quad k_{y0} = \frac{k_{u0}}{R_o} , \quad (5.29)$$

a pozostałe związki między transmitancjami można znaleźć w tabelach w Dodatku (rozdz. 15.2).

5.1.3. OSZACOWANIE PASMA CZĘSTOTLIWOŚCIOWEGO PRACY UKŁADU

Układ WS z rys. 5.1 jest szerokopasmowy, tzn. górna częstotliwość graniczna f_g pracy jest znacznie większa od dolnej częstotliwości granicznej f_d . Stosowanym kryterium częstotliwości granicznych jest spadek przy nich modułu transmitancji dla napięć lub prądów o około 3 dB w mierze logarytmicznej (tzw. kryterium – 3 dB), co odpowiada w normalnej mierze spadkowi do $1/\sqrt{2}$ czyli do 70,7 % wartości w środku pasma. Oznacza to spadek mocy sygnału wyjściowego do połowy przy stałym sygnale wejściowym.



Rys. 5.4. Czwórnik zastępczy z dodanymi na zewnątrz pojemnościami, decydującymi o paśmie pracy układu wzmacniacza WS; częstotliwościami granicznymi: dolnej f_d i górnej f_g

Na rys. 5.4 pokazano dwie pojemności ze wzmacniacza, szeregowe na drodze sygnału C_1 i C_2 (patrz także rys. 5.1). Dla ułatwienia analizy wyrzucono je tutaj poza zaciski układu. Separują one składowe stałe między generatorem, wzmacniaczem i obciążeniem. Decydują więc o ograniczeniu pasma pracy od strony małych częstotliwości. Pojemności bocznikujące, równolegle do par zacisków, C_i do wejściowych i C_L do wyjściowych, ograniczają pasmo pracy układu od strony dużych częstotliwości. Zasadniczy wkład do tych pojemności wprowadzają w laboratorium koncentryczne (ekranowane) przewody łączące aparaturę z układem, aparatura, pojemność wejściowa wzmacniacza. Pokazana tutaj analiza dotyczy przypadku wzmacniacza pracującego w warunkach rzeczywistych, a nie idealnych napięciowych, tj. zarówno R_g jak i R_L są określone, skończone. Tym samym częstotliwości graniczne będą zdefiniowane dla transmitancji napięciowej efektywnej k_{uef} .

Przy małych częstotliwościach istotne są stałe czasowe na wejściu i wyjściu, związane z pojemnościami szeregowymi (indeks s od „serial”):

$$\tau_{s1} = C_1(R_g + R_i) \quad \text{oraz} \quad \tau_{s2} = C_2(R_o + R_L). \quad (5.30)$$

Wyznaczają one dwie częstotliwości charakterystyczne:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\tau_{s1}} \quad \text{oraz} \quad f_2 = \frac{1}{2\pi\tau_{s2}}. \quad (5.31)$$

Dolna częstotliwość graniczna układu, zdefiniowana jako tzw. – 3 dB

$$f_d \approx \sqrt{f_1^2 + f_2^2}, \quad (5.32)$$

jest większa od każdej z częstotliwości charakterystycznych z zał. (5.31).

Reaktancje pojemności C_1 i C_2 w zakresie większych częstotliwości są pomijalne w porównaniu z rezystancjami odpowiednich oczek, a zaczynają mieć znaczenie reaktancje pojemności równoległych C_i i C_L , bocznikujące wejście i wyjście. Stałe czasowe dla wejścia i wyjścia są zdefiniowane jako (indeksy p od „parallel”):

$$\tau_{pi} = C_i(R_g \parallel R_i) \quad \text{oraz} \quad \tau_{po} = C_L(R_o \parallel R_L). \quad (5.33)$$

Te stałe czasowe wyznaczają dwie kolejne częstotliwości charakterystyczne:

$$f_i = \frac{1}{2\pi\tau_{pi}} \quad \text{oraz} \quad f_o = \frac{1}{2\pi\tau_{po}}. \quad (5.34)$$

Górna częstotliwość graniczną układu, zdefiniowaną jako tzw. -3dB oblicza się z przybliżonej zależności

$$\frac{1}{f_g} \approx \sqrt{\frac{1}{f_i^2} + \frac{1}{f_o^2}}; \quad (5.35)$$

jest ona mniejsza od każdej z charakterystycznych częstotliwości z (5.34). Szerokość pasma układu definiuje się jako różnicę

$$\Delta f = f_g - f_d. \quad (5.36)$$

Za przykładowe kryterium szerokopasmowości układu może posłużyć warunek, aby wyznaczona w (5.36) szerokość pasma była znacznie większa od średniej arytmetycznej z częstotliwościami granicznymi, co prowadzi do warunku na wartości częstotliwości granicznych

$$f_g >> 3f_d. \quad (5.37)$$

Częstotliwość środka pasma f_m takiego szerokopasmowego układu, przy której jego transmitancja oraz impedancje wejściowa i wyjściowa są rzeczywiste, może być oszacowana jako średnia geometryczna z granicznych częstotliwości dolnej i górnej, z zależności

$$f_m \approx \sqrt{f_d f_g}, \quad (5.38)$$

tym dokładniejszej, im bardziej oddalone są od siebie częstotliwości charakterystyczne; f_1 od f_2 w zależnościach (5.31) i f_i od f_o w (5.34).

5.2. PRACE PRZED ZAJĘCIAMI

Stopień wykonania punktów 5.2 i 5.3 rzutuje na ocenę całej grupy.

- A) Oblicz wartość rezystora R_S , która zapewni żądaną w tab. 5.1 wartość prądu drenu. Do obliczeń przyjmij typowe wartości parametrów tranzystora: I_{DSS} i U_P z tab. 5.2.
- B) Oblicz następnie wartości wielkości, określających punkt pracy tranzystora i układu (indeks Q), tj. oznaczonych na schemacie układu z rys. 5.1 napięć i prądów: U_{SQ} , U_{GSQ} , U_{DQ} , I_{DQ} , I_{SQ} , przyjmij $I_G \Rightarrow 0$ A. Znamionowe wartości zasilania i elementów układu dla grupy podano w tab. 5.1.
- C) Sprawdź, czy tranzystor będzie pracował w tzw. zakresie „pentodowym” rodziny charakterystyk wyjściowych w układzie WS, tj. czy: $U_{DSQ} > U_{GSQ} - U_P$.

Tab. 5.1. Wartości zasilania, prądu drenu i elementów do wzmacniacza WS na tranzystorze unipolarnym

Zasilanie, prąd drenu, elementy	Numer grupy					
	1	2	3	4	5	6
E_D [V]	24	15	24	18	18	15
I_{DQ} [mA]	0,84	4,8	0,60	1,5	0,60	3,6
R_G [$M\Omega$]	2,2	1,0	0,68	4,7	1,0	2,2
R_D [$k\Omega$]	18	1,8	27	6,8	18	2,2
C_1 [nF]	10	3,3	10	3,3	10	3,3
C_2 [μF]	0,1	1,0	0,1	0,33	0,33	1,0
R_g [$k\Omega$]	330					
R_L [$k\Omega$]	39	4,7	56	15	39	4,7

- D) Oblicz transkonduktancję tranzystora g_m .
- E) Oblicz parametry robocze k_{u0} , k_{i0} , R_i , R_o w modelach napięciowym i prądowym wzmacniacza. Oblicz także transmitancje k_u , k_{uef} , k_i , k_{ief} przy współpracy układu ze źródłem sygnału i obciążeniem o rezystancjach R_g , R_L podanych w tab. 5.1.

Tab. 5.2. Podstawowe właściwości tranzystora, który zastosujesz w ćwiczeniu

Typ i ogólne cechy tranzystora	2N4416 polowyłączowy z kanałem n , mała moc
Parametr	
U_{DSmax} [V]	30
I_{Dmax} [mA]	15
θ_{jmax} [°C]	200
P_M [W]	0,3
U_P [V]	-(1,6–3,2), typ. –2,8
I_{DSS} [mA]	6–10, typ. 7,0

Dla koneserów:

- F)* Oblicz stałe czasowe τ_{s1} , τ_{s2} oczek z kondensatorami szeregowymi (rys. 5.4): wejściowego z C_1 i wyjściowego z C_2 przy współpracy wzmacniacza napięciowego ze źródłem sygnału i obciążeniem o rezystancjach R_g i R_L podanych w tab. 5.1.

Oblicz z tych stałych czasowych częstotliwości charakterystyczne a następnie dolną częstotliwość graniczną f_d układu o transmitancji k_{uef} .

G)* Oblicz stałe czasowe τ_{pi} , τ_{po} oczek z pojemnościami równoległymi (rys. 5.4): wejściowego z pojemnością $C_i = 30 \text{ pF}$ równoległą do R_g i zastępczej R_i oraz wyjściowego z pojemnością $C_L = 250 \text{ pF}$ (montaż, przyrządy z przewodami łączącymi) równoległą do R_L i zastępczej R_o przy współpracy wzmacniacza napięciowego ze źródłem sygnału i obciążeniem o rezystancjach R_g i R_L podanych w tab. 5.1. Oblicz z tych stałych czasowych częstotliwości charakterystyczne a następnie górną częstotliwość graniczną f_g układu o transmitancji k_{uef} .

H)* Oszacuj częstotliwość środka pasma układu f_m jako średnią geometryczną częstotliwości dolnej i górnej obliczonych w pkt. F) i G).

5.3. CZEŚĆ DOŚWIADCZALNA

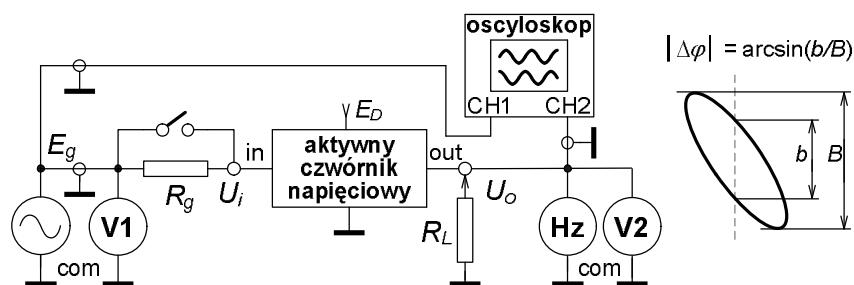
Badania wykonasz na makiecie Wzmacniaczy Wielostopniowych (rys. 14.5), w górnej jej części. Tranzystor włącz w pierwsze gniazdo od lewej strony.

5.3.1. Połoczenie i uruchomienie układu wzmacniacza w układzie WS bez C_s

- Połącz układ z rys. 5.1, z elementami z tab. 5.1 i 5.2.
- Zamiast źródła sygnału włącz zwarcie wejścia do masy.
- Sprawdź wstępnie, czy napięcia mają poprawne wartości: zasilania E_D z dopuszczalną odchywką 3 %, drenu U_D z dopuszczalną odchywką 30 % oraz U_G o dopuszczalnej wartości do 10 mV. Zbyt duża wartość tego ostatniego oznacza zwiększyony prąd upływu bramki I_G , co może świadczyć o uszkodzeniu tranzystora.
- W razie potrzeby skoryguj U_D zmianą wartości rezystora R_S .
- Następnie zmierz i wpisz do tabeli (przykład tab. 5.3) cztery wartości napięć, z których obliczysz spadki napięć i prądy spoczynkowe. Przy obliczaniu I_G uwzględnij $R_V = 10 \text{ M}\Omega$.

Tab. 5.3. Przykład tabeli do zapisu wyników pomiarów spoczynkowego punktu pracy wzmacniacza WS

Punkt 5.3.1. Statyczny ppQ, przyrząd V ...					o $R_V = 10 \text{ M}\Omega$.		
Pomiar napięć				Obliczenia			Uwagi
E_D [V]	U_D [V]	U_S [V]	U_G [V]	U_{GS} [V]	U_{DS} [V]	I_D [mA]	I_G [nA]



Rys. 5.5. Układ pomiarowy do badania aktywnych czwórników napięciowych, przetwarzających sygnały przemienne

5.3.2. Wyznaczenie środka pasma częstotliwościowego wzmacniacza

- Usuń zwarcie wejścia do masy, dołącz do wzmacniacza aparaturę stosowaną w badaniach aktywnych czwórników sygnałem przemiennym, wg rys. 5.5, włącz także rezystory: obciążający R_L i symulujący rezystancję źródła sygnału R_g .
- Ustaw przełączniki na wejściach obu kanałów oscyloskopu w pozycji DC (pasmo od 0 Hz).
- Dobierz tak amplitudę sygnału sinusoidalnego o $f \approx 1 \text{ kHz}$ z generatora, aby sygnał na wyjściu wzmacniacza miał wartość skutecną około $U_o \approx 0,5 \text{ V}$.
- Włącz w oscyloskopie tryb pracy XY i tak reguluj częstotliwość, aby przesunięcie fazowe między wyjściem i wejściem było -180° . Jest to środek pasma układu w warunkach transmitancji k_{uef} (bo są R_g i R_L).
- Zapisz wartość częstotliwości środkowej f_m , wykonasz przy niej następne badania.

5.3.3. Wyznaczenie zakresu liniowej pracy, transmitancji napięciowych, rezystancji wyjściowej i wejściowej, transmitancji prądowych

A) W warunkach transmitancji k_{uef} (czyli z R_g i R_L) i przy częstotliwości środkowej f_m wyznacz zakres liniowej pracy wzmacniacza. Zapis wyników do tabeli 5.4.

- Najprościej zrobisz to zwiększając amplitudę sygnału z generatora i obserwując obraz na ekranie oscyloskopu w trybie XY.
- Czy zaobserwowany na ekranie obraz przejściowej charakterystyki układu jest praktycznie liniowy? Zapewne zauważysz wyraźne zaokrąglenie charakterystyki przejściowej jeszcze przed pojawieniem się zdecydowanych załamań na jej końcach. Jest to skutek nie całkowitego wyeliminowania przez ujemne sprzężenie zwrotne nieliniowości charakterystyki przejściowej samego tranzystora, która jest przecież krzywą drugiego stopnia!
- Opisz charakter zniekształceń nieliniowych powyżej zakresu liniowej pracy (przrysuj lub sfotografuj), zapisz graniczną skutecną wartość napięcia na wyjściu dla subiektywnie określonego zakresu liniowej pracy U_{oML} .
- Przy około $\frac{1}{2}U_{oML}$ zmierz napięcia na wyjściu U_o i wejściu E_g (przed R_g), wyniki zapisz do tabeli.
- Oblicz moduł transmitancji; w tym przypadku $|k_{uef}| = U_o/E_g$.

B) W miejsce R_g włącz zworę ($R_g = 0 \Omega$), pozostaw nadal R_L ; będą to warunki transmitancji $k_u = \underline{U_o}/\underline{U_i}$.

- Powtórz badania z pkt. A), wyniki wpisz do tab. 5.4.

Tab. 5.4. Przykład tabeli do zapisu wyników pomiarów parametrów zastępczych wzmacniacza

Punkt 5.3.3. Badania parametrów roboczych wzmacniacza WS bez C_s przy $f_m = \dots \text{ kHz}$, przyrząd V ...									
Lp.	Warunki znamion.			Pomiar			Obliczenia		
	R_g [$\text{k}\Omega$]	R_L [$\text{k}\Omega$]	typ transm.	U_{oML} [V]	U_o [V]	U_i [V]	transmitancje z badań [V/V]	R_i [$\text{k}\Omega$]	R_o [$\text{k}\Omega$]
1			k_{uef}			$E_g =$	$ k_{uef} =$		
2	0		k_u				$ k_u =$		
3	0	∞	k_{u0}				$ k_{u0} =$		
Uwagi		$k_{i0} = \dots \text{ A/A}, \quad k_i = \dots \text{ A/A}, \quad k_{ief} = \dots \text{ A/A}$							

C) Pozostaw zworę zamiast R_g i odłącz R_L ($R_L \Rightarrow \infty \Omega$). Będą to teraz warunki własnej transmitancji napięciowej układu $k_{u0} = \underline{U_o}/\underline{U_i}$.

- Powtórz badania z pkt. A), wyniki wpisz do tab. 5.4.

D) Z obliczonych w pkt. A)...C transmitancji napięciowych k_{uef} , k_u i k_{u0} oblicz:

- zastępcze rezystancje wzmacniacza: wyjściową R_o z k_u i k_{u0} , wejściową R_i z k_{uef} i k_u . Aby to zrobić załóż, że badany wzmacniacz jest liniowym, unilateralnym czwórnikiem i wykorzystaj do przekształceń zależności między jego transmitancjami napięciowymi, podane w podrozdziale 5.1.2.
- transmitancje prądowe k_{i0} , k_i , k_{ief} . Wykorzystaj obliczone wyżej R_o i R_i .

5.3.4. Wyznaczenie pasma pracy układu; częstotliwości granicznych dolnej i górnej według kryterium – 3 dB

Tego badania nie możesz wykonać woltomierzem dostępnym w laboratorium, bo ma on za małe pasmo pomiarowe przy mierzeniu napięć przemiennych. Wykorzystasz oscyloskop; poniżej opisano algorytm tego badania, z rezystorami R_g i R_L oraz dodatkowym obciążeniem wyjścia przez impedancje wejściowe multimetru i kanału nr 2 oscyloskopu.

A) Etap pierwszy. Przygotowania w środku pasma.

- W warunkach transmitancji k_{uef} (z R_g i R_L) przy częstotliwości środkowej f_m ustaw na wyjściu około $\frac{1}{2}U_{oML}$, zgodnie z zapisami w tab. 5.4.
- Przełącz funkcję multimetru na wyjściu na pomiar częstotliwości.
- Czy przełączniki obu kanałów są w pozycji DC? Tak dobierz stałą odchyłanie toru Y oscyloskopu w kanale 2 (CH2), aby obraz sygnału wyjściowego na ekranie miał wartość międzyszczytową L_m rzędu (40–70) mm.
- Zanotuj wartość L_m , czyli wielkość obrazu odpowiadającą maksymalnej wartości modułu transmitancji k_{uef} , bo w środku pasma częstotliwościowego.
- Oblicz wartość L_{-3dB} , do której ma zmniejszyć się ten obraz przy częstotliwościach granicznych górnej f_g i dolnej f_d zgodnie z kryterium – 3dB: $L_{-3dB} = (\frac{1}{2})^{\frac{1}{2}}L_m \approx 0,707L_m$.

B) Etap drugi. Zdązasz do górnej częstotliwości granicznej.

- Nie zmieniaj amplitudy sygnału wejściowego i stałej odchyłania toru Y; jest to podstawa opisywanej metody badawczej!
- Zmieniaj częstotliwość w góre tak długo, aż obraz sygnału wyjściowego na ekranie zmaleje do obliczonej wartości L_{-3dB} .
- W tym momencie odczytaj i zapisz częstotliwość sygnału; jest to f_g – górna częstotliwość graniczna.
- Odczytaj także wymiary elipsy (b i B na rys. 5.5) po przełączeniu oscyloskopu w tryb pracy XY.
- Sprawdź w trybie pracy z liniową podstawą czasu, czy zmiana przesunięcia fazowego $\Delta\varphi_g$ względem wartości φ_m w środku pasma częstotliwościowego jest dodatnia, czy ujemna – patrz rys. 1.14b.
- W sprawozdaniu oblicz całkowite przesunięcie fazowe φ_g układu przy f_g .

C) Etap trzeci. Zdązasz do dolnej częstotliwości granicznej. Nie zmieniaj amplitudy!

- Powtórz algorytm badania z punktu B), ale ze zmianą częstotliwości w dół, celem wyznaczenia dolnej częstotliwości granicznej f_d oraz przesunięcia fazowego φ_d przy niej.

5.3.5. Pomiar wartości rezystorów stosowanych w układzie i do jego badania

Zmierz multimetrem z możliwie jak najmniejszą niepewnością wartości rezystorów, które były włączone w układzie wzmacniacza (R_G , R_D , R_S) oraz dołączanych z zewnątrz (R_g , R_L). Dzięki temu będą one znane ze znacznie mniejszą niepewnością niż tolerancja ich wartości. Wykorzystaj te wartości do obliczeń, np. poprawnych teoretycznych transmitancji, rezystancji wejściowej i wyjściowej z badań itd.

5.3.6. Ponadto w sprawozdaniu między innymi

- Spróbuj wytłumaczyć, które stany tranzystora są odpowiedzialne za ograniczenie zakresu liniowej pracy na końcach charakterystyki przejściowej.
- Porównaj wyniki obliczeń teoretycznych sprzed zajęć z wynikami badań rzeczywistego układu w laboratorium, najistotniejsze są parametry robocze wzmacniacza! Porównawcze zestawienie przedstaw w formie opracowanej przez siebie tabeli.
- Pozwoli to na ocenę stopnia przybliżeń stosowanych zależności teoretycznych.
- Zwróć uwagę, że zmierzona częstotliwość środkowa pasma układu jest praktycznie równa średniej geometrycznej z częstotliwości granicznych dolnej i górnej, a nie średniej arytmetycznej. Spróbuj uzasadnić tą właściwość.
- Przy formułowaniu wniosków pamiętaj o tolerancji wartości użytych rezystorów lub niedokładnościach: pomiarów ich wartości, pomiarów wartości napięć w układzie.

6. WZMACNIACZ OPERACYJNY – RZECZYWISTE PARAMETRY. UKŁAD WTÓRNIKA I WZMACNIACZA NIEODWRACAJĄCEGO

Cel: Poznanie specyfiki stosowania wzmacniacza operacyjnego (WO) oraz wartości jego parametrów. Zasilanie WO, pętle sprzężenia zwrotnego wyznaczające typ wynikowego przetwornika sygnałów, najprostsze układy pracy WO i metody ich badania.

W ćwiczeniu zastosujesz uniwersalny WO typu μ A741, polska wersja to ULY7741N, znamionowe zasilanie (supply) $U_{\text{sup}} = \pm 15$ V. Prowadzący zajęcia może polecić wykonanie programu doświadczalnego na innym WO, np. typu OP07 lub TL081. Parametry wymienionych WO podano w tab. 6.2 na końcu rozdziału.

6.1. WSTĘP TEORETYCZNY

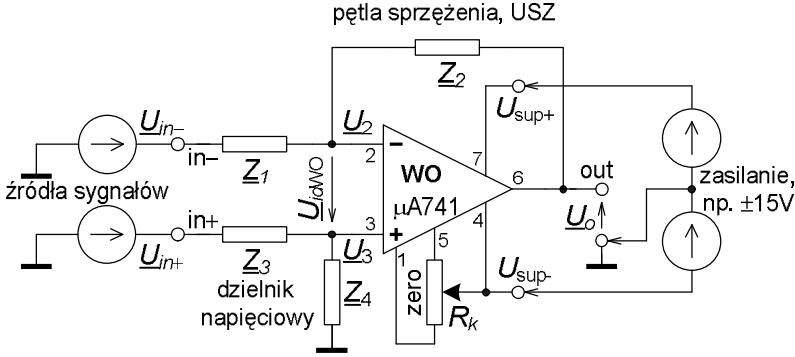
Współcześnie najbardziej uniwersalnym układem aktywnym jest scalony, monolityczny wzmacniacz operacyjny – skrót WO (w j.ang. OPAMP – operational amplifier). Podstawowe cechy większości typów WO to:

- różnicowe wejście i pojedyncze niesymetryczne wyjście,
- bardzo duże wzmacnianie napięciowe różnicowe (indeks d – differential), rzędu (50–1000) V/mV i małe wspólne (indeks c – common), rzędu (0,1–kilka) V/V
- co powoduje, że parametr określający jakość WO jako wzmacniacza różnicowego, $CMRR$ – współczynnik tłumienia sygnału wspólnego, jest rzędu $3 \cdot 10^4$ – 10^6 , w mierze logarytmicznej (90–120) dB,
- praca z sygnałami od praktycznie zerowej częstotliwości (DC),
- szeroki zakres dopuszczalnych napięć zasilania, np. (3–18) V,
- praktycznie znikomy prąd wejściowy, zwykle poniżej kilkudziesięciu nanoamperów, a nawet rzędu ułamków pikoampera w niektórych typach WO,
- rezystancje wejściowe (różnicowa i wspólna) powyżej $1 M\Omega$, a nawet rzędu teraomów ($10^{12} \Omega$),
- rezystancja wyjściowa rzędu (50–150) Ω ,
- stałość iloczynu: wzmacnianie układu na WO razy góra częstotliwość graniczna pasma pracy układu, najczęściej rzędu (1–kilka) MHz·V/V.

Dzięki temu za pomocą WO można łatwo zbudować szereg różnych układów, stosując w większości przypadków najprostsze metody analizy. Na rys. 6.1 jest pełny schemat układu z WO, z obwodami zasilania, zerowaniem, oznaczeniami wielkości, numerami nóżek WO. Zazwyczaj pomija się część z nich na uproszczonych schematach układów, jak na następnych rysunkach.

6.1.1. TRANSMITANCJA UKŁADU W WARUNKACH IDEALNYCH

Funkcję układu na WO definiuje rodzaj zapiętej wokół niego pętli sprzężenia zwrotnego. W przykładzie na rys. 6.1 jest to pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego (USZ), zrealizowana za pomocą impedancji Z_1Z_2 . W ogólnym przypadku w układzie mogą być impedancje, jak na rysunku, co pozwala kształtać charakterystykę częstotliwościową, jak np. w filtrach. Mogą być także stosowane elementy nieliniowe, jak np. diody, celem kształtowania innej charakterystyki przejściowej, różnej od odcinka prostej, jak np. w przetworniku logarytmującym (patrz rozdz. 9).



Rys. 6.1. Układ aplikacyjny (wzmacniacz różnicowy) ze wzmacniaczem operacyjnym (WO) i dwoma sygnałami wejściowymi, zaznaczono obwody zasilania i kompensacji niezrównoważenia

We wstępnej, uproszczonej analizie układu, np. takiego, jak na rys. 6.1 idealizuje się wzmacniacz operacyjny, przyjmując:

- wzmacnienie różnicowe przy $f \Rightarrow 0$ Hz w otwartej pętli sprzężenia $A_{10} \equiv k_{ud}(f=0) \Rightarrow \infty$ V/V (w układach z WO używa się za producentami WO oznaczenie A na transmitancję napięciową, tj. wzmacnienie w j.ang. – amplification)
- czyli wejściowe napięcie różnicowe $U_{idwo} \Rightarrow 0$ V,
- brak przepływu prądu w wejściach WO,
- wyjściowa rezystancja WO praktycznie $R_o \Rightarrow 0$ Ω.

Pozwala to bardzo uprościć zapis równań i w przypadku układu z rys. 6.1 będą to:

$$\underline{U}_3 = \frac{\underline{Z}_4}{\underline{Z}_3 + \underline{Z}_4} \underline{U}_{in+} = \underline{U}_2 , \quad (6.1)$$

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_{in-} - \underline{Z}_1 \frac{\underline{U}_{in-} - \underline{U}_o}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} = \frac{\underline{Z}_2 \underline{U}_{in-} + \underline{Z}_1 \underline{U}_o}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} . \quad (6.2)$$

Po porównaniu (6.1) i (6.2), przekształceniach oraz spełnieniu warunku symetrii:

$$\underline{U}_o = \left(1 + \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} \right) \frac{\underline{Z}_4}{\underline{Z}_3 + \underline{Z}_4} \underline{U}_{in+} - \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} \underline{U}_{in-} - \frac{\underline{Z}_4}{\underline{Z}_3} \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} \rightarrow \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} (\underline{U}_{in+} - \underline{U}_{in-}) . \quad (6.3)$$

Stosunek impedancji \underline{Z}_2 do \underline{Z}_1 jest transmitancją napięciową – różnicowym wzmacnieniem układu z rys. 6.1:

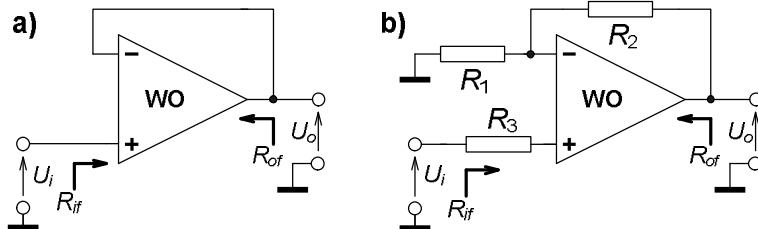
$$\underline{A}_{udf} \equiv k_{udf} = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} . \quad (6.4)$$

Indeks f w zapisie transmitancji wskazuje, że dotyczy ona układu z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego (feedback w j.ang.).

Jeżeli w układzie z rys. 6.1 usunie się źródło sygnału \underline{U}_{in-} zastępując je zworą oraz usunie dzielnik $\underline{Z}_3 \underline{Z}_4$, dołączając źródło \underline{U}_{in+} wprost do wejścia 3 WO, ujemne sprzężenie zwrotne (USZ) będzie napięciowo-szeregowe; otrzyma się napięciowy wzmacniacz nieodwracający, czyli o dodatniej transmitancji, w szczególności rzeczywistej, jeżeli zamiast impedancji będą rezystancje (rys. 6.2b):

$$\underline{A}_{uf} \equiv \underline{k}_{uf} = 1 + \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} \xrightarrow{\text{rezystory}} 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (6.5)$$

Jeżeli w takim układzie odłączy się gałąź R_1 a R_2 zastąpi zworą, otrzyma się układ wtórnika napięciowego, tj. wzmacniacza o dodatnim, jednostkowym wzmacnieniu napięciowym (rys. 6.2a); w zależności (6.5) pozostanie tylko 1.



Rys. 6.2. Układy najprostszych, podstawowych układów napięciowych na WO:
a) wtórnika, b) wzmacniacza nieodwracającego

Z kolei usunięcie z układu na rys. 6.1 źródła \underline{U}_{in+} oraz dzielnika $\underline{Z}_3\underline{Z}_4$ i połączenie wejścia 3 WO bezpośrednio z masą (USZ napięciowo-równoległe z przetwarzaniem wejściowego napięcia na wejściowy prąd za pomocą \underline{Z}_1) da napięciowy wzmacniacz odwracający (sygnał wejściowy to \underline{U}_{in-}), czyli o ujemnej transmitancji, rzeczywistej jeżeli używa się rezystorów (zal. (6.6)). Będzie on badany w następnym ćwiczeniu,

$$\underline{A}_{uf} \equiv \underline{k}_{uf} = -\frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} \xrightarrow{\text{rezystory}} -\frac{R_2}{R_1}. \quad (6.6)$$

Uniwersalność wzmacniacza operacyjnego polega właśnie na prostocie konfigurowania układu o pożądanej transmitancji, przez nieskomplikowane dołączenie do WO kilku biernych elementów, decydujących w praktyce o jakości układu, tj. m.in. dokładności wynikowej transmitancji i jej odporności na wpływy zewnętrzne. W kolejnych rozdziałach – tematach laboratoryjnych będą także układy o innych transmitancjach: napięciowej zespolonej (układ selektywny), transadmitancji (przetwornik napięcie na prąd), nieliniowej (układ logarytmujący).

6.1.2. NIEZRÓWNOWAŻENIE UKŁADU I JEGO KOMPENSACJA

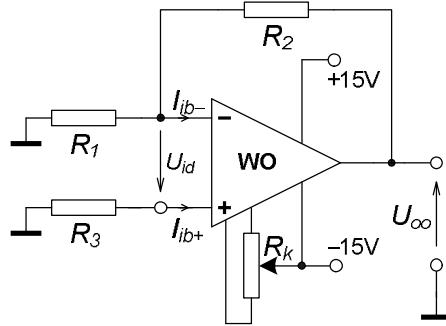
Jeżeli układ na WO ma pasmo pracy od zera herców, jak np. układ z rys. 6.2b, wpływ na dokładność jego pracy mogą mieć parametry WO, zdefiniowane na wejściu: zastępcze wejściowe napięcie niezrównoważenia U_{io} , wejściowe prądy polaryzacji obu wejść I_{ib+} i I_{ib-} . W efekcie charakterystyka przejściowa układu, np. wzmacniacza nieodwracającego nie będzie przechodziła przez początek układu współrzędnych; powstanie tzw. błędu zera, czyli przy wejściowym zerowym sygnale (wejście napięciowe zwarte z masą, rys. 6.3) na wyjściu nie będzie zero, a wyjściowe napięcie niezrównoważenia U_{oo} :

$$U_{oo} = (U_{io} - R_3 I_{ib+}) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + R_2 I_{ib-}. \quad (6.7)$$

Można zmniejszyć wpływ prądów polaryzacji I_{ib} na wyjściowe napięcie niezrównoważenia, stosując jak na rys. 6.2b i 6.3 rezistor R_3 o wartości równej równoległemu połączeniu R_1 z R_2 :

$$U_{oo} \underset{R_3 = R_1 \| R_2}{=} U_{io} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + R_2 (I_{ib-} - I_{ib+}). \quad (6.8)$$

Teraz w zależności jest różnica prądów polaryzacji, kilka razy mniejsza od prądów polaryzacji w standardowych i precyzyjnych wzmacniaczach operacyjnych. Jej moduł zwany jest wejściowym prądem niezrównoważenia $I_{io} \equiv |I_{ib+} - I_{ib-}|$.



Rys. 6.3. Kompensacja niezrównoważenia układu – likwidacja błędu zera za pomocą R_k , popularne zwana zerowaniem, uwaga: do niektórych typów WO przyłącza się R_k po stronie dodatniego zasilania!

Za pomocą potencjometru R_k w układzie z rys. 6.3 lub 6.1 (źródła sygnału muszą być w tym momencie zastąpione zworami) ustala się na wyjściu napięcie U_{oo} możliwie bliskie zera. Takie zerowanie jest dotąd skuteczne, póki nie zmienią się wartości wielkości wpływających na niezrównoważenie, np. temperatura otoczenia, zasilanie układu, rezystory w układzie.

6.1.3. WPŁYW SKOŃZONEGO WZMOCNIENIA WO, REZYSTANCJE WYJŚCIOWA I WEJŚCIOWA UKŁADU

Błąd względny napięciowego wzmacnienia układu k_{uf} , spowodowany skońzoną wartością różnicowego wzmacnienia A_{V0} WO jest proporcjonalny do wzmacnienia układu i w przybliżeniu jest równy:

$$\delta_{k_{uf}} (A_{V0}) \approx -\frac{|k_{uf}|}{A_{V0}} 100\%. \quad (6.9)$$

We wzmacniaczu nieodwracającym i wtórniku będzie to:

$$\delta_{k_{uf}} (A_{V0}) \approx -\frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{A_{V0}} 100\% \xrightarrow{\text{wtórnik}} -\frac{1}{A_{V0}} 100\%. \quad (6.10)$$

Skońzone wzmacnienie A_{V0} wzmacniacza operacyjnego ma także wpływ na nastęczącą rezystancję wyjściową R_{of} układu z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego (rys. 6.2). Maleje ona wielokrotnie w stosunku do rezystancji R_o samego WO w układach wzmacniaczy napięciowych. Dla układu nieodwracającego i wtórnika będzie to:

$$R_{of} \approx R_o \frac{k_{uf}}{A_{V0}} = R_o \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{A_{V0}} \xrightarrow{\text{wtórnik}} \frac{R_o}{A_{V0}}. \quad (6.11)$$

Zastępcza rezystancja wejściowa układu napięciowego wzmacniacza nieodwracającego oraz wtórnika R_{if} jest bardzo duża; często nazywa się je układami z wejściem elektrometrycznym (rys. 6.2). W zależności (6.12) występują rezystancje wejściowe WO: dla sygnału różnicowego R_{id} (pomiędzy wejściami), dla sygnału wspólnego R_{ic} (z wejść do masy) – z reguły dwa do trzy razy większa od R_{id} :

$$R_{if} \approx R_{ic} \left\| \frac{R_{id} A_{V0}}{k_{uf}} \right\|_{\text{wtórnik}} \rightarrow R_{ic} \left\| (R_{id} A_{V0}) \right\| \approx R_{ic}. \quad (6.12)$$

6.1.4. WŁAŚCIWOŚCI DYNAMICZNE UKŁADU, PARAMETR SR I GÓRNA CZĘSTOTLIWOŚĆ GRANICZNA

Wzmacnianie szybkich sygnałów, o krótkich czasach trwania zboczy, o dużych częstotliwościach składników jest ograniczone dwoma wielkościami charakteryzującymi rzeczywisty WO. Pierwsza to graniczna szybkość zmiany napięcia na wyjściu u_o , oznaczana SR (Slew Rate w j.ang.), zdefiniowana przy przesterowaniu układu wejściową falą prostokątną, na wyjściu jest w tym przypadku fala trapezowa, jak na rys. 6.9:

$$SR = \left. \frac{\partial u_o}{\partial t} \right|_{\max} \approx \left. \frac{\Delta u_o}{\Delta t} \right|_{\max}. \quad (6.13)$$

Producenci wzmacniaczy operacyjnych podają w katalogu minimalną dopuszczalną wartość tego parametru w $[V/\mu s]$, przykłady podano w tab. 6.2. W praktyce wartość tego parametru jest taka sama także dla układu, w którym pracuje WO pod warunkiem, że wyjście nie jest obciążone pojemnością oraz pętla sprzężenia zwrotnego zawiera tylko rezystory.

Parametr SR wpływa także na falę sinusoidalną o dużej częstotliwości i amplitudzie. Taka fala ma maksymalną szybkość zmiany przy przejściu przez zero:

$$\text{chwilowe wartości na wyjściu } u_o(t) = U_{om} \sin(\omega t), \quad (6.14)$$

$$\text{szabykość zmiany } \left. \frac{\partial u_o}{\partial t} \right|_{\max} = U_{om} \omega \cos(0) \rightarrow U_{om} \omega. \quad (6.15)$$

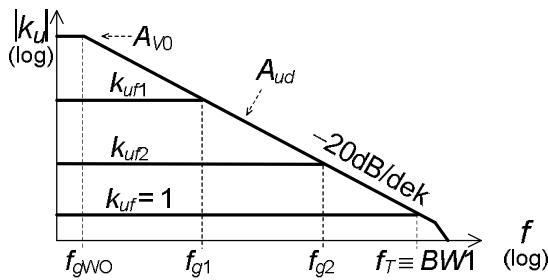
Jeżeli ten parametr fali jest zbyt bliski SR układu, np. tylko parę razy mniejszy, zaczynają pojawiać się zniekształcenia sygnału, najpierw przy przejściu przez zero, w formie mniejszego nachylenia przebiegu. Krańcowo sinus przekształca się w trójkąt. Można przyjąć warunek (6.16) dla układów o mniejszej dokładności. Jego spełnienie da zmianę nachylenia sinusa w zerze nie większą od około 5 %:

$$SR \geq 3U_{om}\omega. \quad (6.16)$$

Podobny warunek można sformułować dla odtworzenia na wyjściu prawie bez zmian ($\leq 5\%$) kształtu sygnału o stałej szybkości zmiany na zboczu, jak w fali trapezowej czy trójkątnej; w zał. (6.17) jest oczekiwana szybkość, gdyby WO był idealny:

$$SR \geq 3 \left. \frac{\Delta u_o}{\Delta t} \right|_{\text{zbocze}}. \quad (6.17)$$

Drugą wielkością, istotną przy sygnałach sinusoidalnych o niewielkich amplitudach jest górna częstotliwość graniczna $f_{g\text{WO}}$ samego WO (rys. 6.4), przy której moduł wzmacnienia różnicowego WO maleje o 3 dB, lub inaczej do 70,7 %. W tych WO, które mają tzw. wewnętrzną kompensację częstotliwościową, a jest ich zdecydowanie więcej na rynku, moduł wzmacnienia różnicowego zmienia się odwrotnie proporcjonalnie do częstotliwości od $f_{g\text{WO}}$ aż do częstotliwości $BW1 \equiv f_T$, przy której ten moduł spada do jedności. Taki stały spadek opisuje się nachyleniem charakterystyki częstotliwościowej w mierze logarytmicznej: -20 dB/dek lub inaczej -6 dB/okt (tzn. na dekadę zmiany częstotliwości lub na oktawę, czyli dwukrotną zmianę). W zakresie takiej zmiany wzmacnienia stany pozostaje iloczyn wzmacnienie•częstotliwość, co skutkuje tym samym dla układów na tym WO, z USZ zrealizowanym za pomocą rezystorów. Oznacza to tzw. wymienność wzmacnienia układu k_{uf} i jego górnej częstotliwości granicznej f_g ; wzrost jednej wielkości powoduje proporcjonalne malenie drugiej:



Rys. 6.4. Wykres aproksymacyjny (Bodego) obrazujący ideę wyznaczania pasma układowego na WO – stałość iloczynu wzmacnienie•pasmo

$$|k_{uf}| f_g = \text{const} = 1 \frac{\text{V}}{\text{V}} \cdot BW1 \equiv 1 \frac{\text{V}}{\text{V}} \cdot f_T = A_{V0} f_{g\text{WO}} . \quad (6.18)$$

Górna częstotliwość graniczna układu f_g jest tak samo zdefiniowana, jak dla WO; moduł wzmacnienia układu $|k_{uf}|$ maleje przy niej o 3 dB. W zestawie danych katalogowych konkretnego typu WO jest podawana minimalna gwarantowana wartość częstotliwości $BW1$.

Przy badaniu układu za pomocą sygnału sinusoidalnego celem wyznaczenie f_g musisz pamiętać o kontrolowaniu kształtu sygnału wyjściowego; przy zbyt dużej amplitudzie układ przestanie pracować liniowo wskutek wpływu parametru SR , a z definicji parametr f_g jest właściwością układu liniowego!

6.2. PRACE PRZED ZAJĘCIAMI

Stopień wykonania punktów 6.2 i 6.3 rzutuje na ocenę całej grupy.

- A) Zapoznaj się ze sposobem podawania właściwości WO (tabele, wykresy, warunki) oraz ich wartościami dla wzmacniacza μA741; w materiałach do wykładu, w tab. 6.2 na końcu programu ćwiczenia i na stronach internetowych producentów układu. Przykład zasilania i zerowania układu na WO znajdziesz na rys. 6.1.
- B) Na podstawie rys. 6.5a,b,c i literatury wyprowadź wzory do obliczenia ze zmierzonych napięć wyjściowych i rezystancji R :
 - wejściowego napięcia niezrównoważenia U_{io} ,
 - wejściowych prądów polaryzacji I_{ib-} , I_{ib+} ,
 - średniego prądu polaryzacji I_{ib} ,

- prądu niezrównoważenia I_{io} .
- C) Oblicz zastępcze parametry układów z rys. 6.2, z wartościami elementów z tab. 6.1:
- transmitancję napięciową k_{u0f} i prądową k_{i0f} ,
 - rezystancję wejściową R_{if} , rezystancję wyjściową R_{of} ,
 - górną częstotliwość graniczną f_g .
- Pamiętaj, że do zależności podstawiasz wartości znamionowe rezystorów; rzeczywiste mogą się różnić od znamionowych nawet o 10%.
- D) Oblicz typową (oczekiwana) i maksymalną wartość napięcia wyjściowego U_o układu z rys. 6.2b z wartościami elementów z tab. 6.1, jeżeli zamiast źródła sygnału wejściowego jest zwora, np. tak, jak na rys. 6.3, ale bez kompensacji niezrównoważenia.

Taki efekt nazywa się wyjściowym napięciem niezrównoważenia U_{oo} i jest skutkiem niedoskonałości WO, opisanych wejściowym napięciem niezrównoważenia U_{io} , wejściowymi prądami polaryzacji I_{ib} , wejściowym prądem niezrównoważenia I_{io} .

Jak wpływają na ten efekt wartości zastosowanych w układzie rezystorów, a jak ich stosunek? Czy obecność rezystora R_3 ma jakieś znaczenie?

6.3. CZĘŚĆ DOŚWIADCZALNA

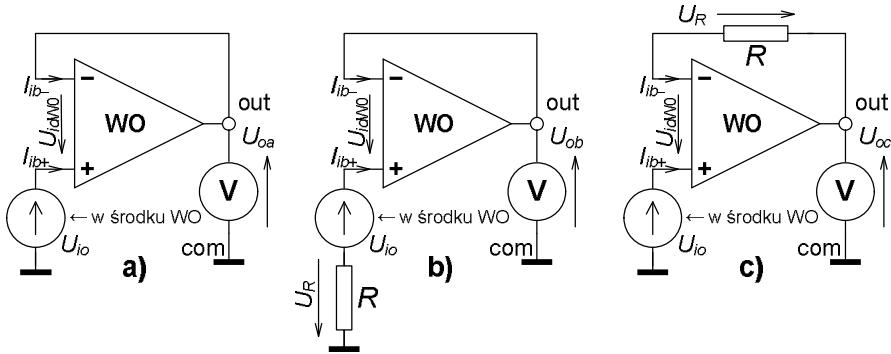
Tab. 6.1. Wartości elementów do układu napięciowego wzmacniacza nieodwracającego na wzmacniacz operacyjnym

Układ	Element	Numer grupy					
		1	2	3	4	5	6
Z rys. 6.8, wzmacniacz napięciowy, nieodwracający	R_1 [kΩ]	6,8	3,3	10	3,9	1,8	2,2
	R_2 [kΩ]	56	27	47	27	18	33
	R_L [kΩ]	∞ i 0,68					

Ćwiczenie wykonasz w górnej części makiety Wzmacniacze Operacyjne (rys. 14.6). Tabele do zapisu wyników w ćwiczeniu należy samemu zaprojektować!

6.3.1. Wstępne badanie WO – kontrola jego sprawności

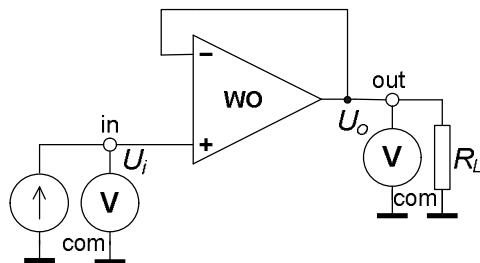
- Połącz kolejno układy z rys. 6.5a,b,c z zasilaniem ± 15 V i zmierz w nich tylko napięcie wyjściowe U_o , zastosuj rezistor $R = 0,22 \text{ M}\Omega$ (gdy WO to μA741).
- Z wyników obliczysz U_{io} , I_{ib+} , I_{ib-} , I_{ib} , I_{io} , stosując zależności wyprowadzone przed zajęciami; uważaj na znaki odczytanych i obliczonych wartości!
- Zmierz napięcia nasycenia wyjścia WO, tj. w układzie z rys. 6.5b wyjmij z makiety rezistor R , zanotuj U_{om-} , powtórz to w układzie z rys. 6.5c, zanotuj U_{om+} . Jaka jest przyczyna zaobserwowanych reakcji WO?
- Zmierz napięcia zasilania U_{sup+} , U_{sup} i oblicz różnicę między napięciami zasilającymi i napięciami nasycenia WO. W bilansie uwzględnij zmniejszenie napięcia zasilającego bezpośrednio WO o spadek napięcia po około 0,6 V na diodach włączonych wewnątrz makiety szeregowo z każdego ze źródeł zasilających do odpowiednich nóżek WO, zabezpieczających układ przed odwróceniem bieguności tych źródeł, zrób szkic takiego połączenia.



Rys. 6.5. Układy do badania U_{io} , I_{ib+} , I_{ib-} . Dla ułatwienia analizy narysowano zastępcze źródło U_{io} na zewnątrz WO. Zapisz bilans napięć w oczku, przyjmij $U_{idwo} \Rightarrow 0$ V, wyprowadź zależności

6.3.2. Wtórnik napięciowy; uruchomienie i zbadanie niezrównoważenia

- Połącz układ wtórnika, rys.6.6, $R_L = \infty \Omega$.



Rys. 6.6. Układ wtórnika – liniowego przetwornika napięcia na napięcie, o wzmacnieniu jednostkowym, na wzmacniaczu operacyjnym, z aparaturą do badania przy DC

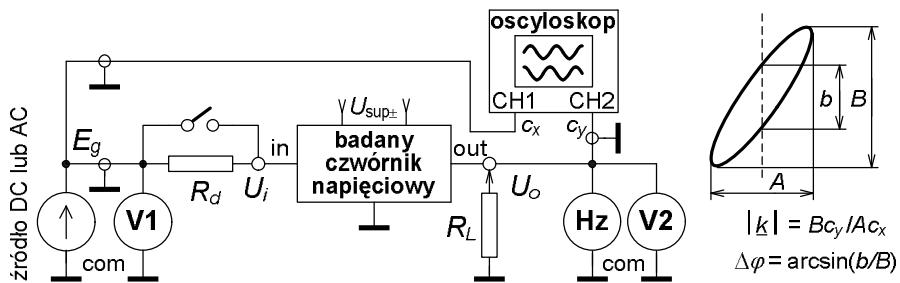
- Zewrzyj jego wejście do masy i zmierz napięcie wyjściowe; jest to wyjściowe napięcie niezrównoważenia U_{oo} , czyli tzw. błąd zera charakterystyki przejściowej układu. Następnie sprawdź orientacyjnie, czy wtórnik działa poprawnie; jak to zrobisz?
- Po wykonaniu tej operacji układ jest gotowy do badania.

6.3.3. Charakterystyka przejściowa i transmitancja układu

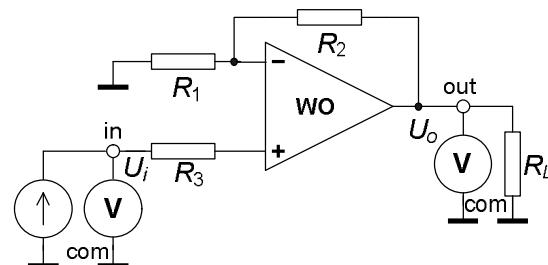
- Sygnałem stałym tj. DC (rys. 6.6) zbadaj charakterystykę przejściową wtórnika (kilka punktów), oblicz k_{u0f} z badań.
- Następnie sygnałem sinusoidalnym o $f \approx (0,2-0,5)$ kHz (rys.6.7, $R_d = 0 \Omega$, $R_L = \infty \Omega$) zmierz możliwie dokładnie k_{u0f} .
- Jakie jest względne odstępstwo k_{u0f} od 1,0000?
- Jaka jest niepewność względna wyznaczenia k_{u0f} a jakie jest dopuszczalne odstępstwo od 1,0000 według zależności (6.10)?
- Uwaga! Wzmocnienia przy DC powinno się w zasadzie definiować przyrostowo: $k_{u0f} = \Delta U_o / \Delta U_i$! Niekiedy można jednak liczyć $k_{u0f} = U_o / U_i$, czy dotyczy to twojego przypadku? Wyjaśnij to w sprawozdaniu!

6.3.4. Wzmacniacz nieodwracający; uruchomienie i kompensacja niezrównoważenia

- Połącz układ wzmacniacza napięciowego nieodwracającego z rys. 6.8, z elementami z tab. 6.1, $R_d = 0 \Omega$, $R_L = \infty \Omega$.
- Przy połączeniu jak na rys. 6.3, czyli przy zerowym wejściowym sygnale zmierz i zapisz o ile zmieniło się niezrównoważenie układu U_{oo} w porównaniu z wtórnikiem.
- Dlaczego tak się stało? Skompensuj niezrównoważenie rezystorem R_k , rys. 6.3.



Rys. 6.7. Badanie czwórnika sygnałem stałym lub zmiennym, np. sinusoidalnym. Dla tego drugiego przykładowe obliczenia z odczytów z oscyloskopu w trybie XY, c_x i c_y stałe kanałów



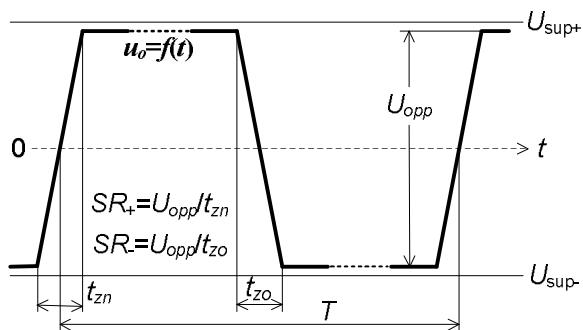
Rys. 6.8. Układ napięciowego wzmacniacza nieodwracającego – liniowego przetwornika napięcia na napięcie, na wzmacniaczu operacyjnym, z aparaturą do badania przy DC

6.3.5. Charakterystyka przejściowa, transmitancja i rezystancja wyjściowa układu

- Zbadaj sygnałem DC charakterystykę przejściową układu $U_o = f(U_i)$, na wyjściu zmiany co około 3 V, aż do nasycenia (rys.6.8).
- Wyznaczysz wzmacnienie k_{u0f} z liniowego zakresu tej charakterystyki. Czy wartości U_{om+} , U_{om-} są takie same, jak zmierzone w pkt.6.3.1?
- Przy napięciu wyjściowym około 9 V włącz obciążenie $R_L = 0,68 \text{ k}\Omega$, zapisz napięcia przed i po włączeniu. Zastosuj zależności na transmitancje liniowego i unilateralnego czwórnika, oszacuj rezystancję wyjściową R_{of} układu. Rezystancji wejściowej R_{if} tego układu nie można wyznaczyć w tym laboratorium.
- Zmierz wzmacnienie sygnałem sinusoidalnym o $f \approx (0,2-0,5) \text{ kHz}$ (układ z rys.6.7, $R_d = 0 \Omega$, $R_L = \infty \Omega$), obserwuj efekty przesterowania układu.

6.3.6. Parametr SR

- W układzie z rys. 6.7 podaj na wejście wzmacniacza falę prostokątną o dużej amplitudzie, przynajmniej rzędu kilku woltów i takiej częstotliwości, aby sygnał wyjściowy był falą trapezową, jak na rys. 6.9 o możliwie krótkich podstawach trapezu.
- Odczytaj z ekranu oscyloskopu czasy trwania obu zboczy t_{zn} i t_{zo} oraz wartość międzyszczytową U_{opp} fali wyjściowej.
- Oblicz parametry SR_+ i SR_- .



Rys. 6.9. Kształt sygnału wyjściowego układu na WO przy przesterowaniu go falą prostokątną, zdefiniowano wielkości i podano zależności do wyznaczenia parametru SR WO

6.3.7. Górna częstotliwość graniczna układu f_g i parametr $BW1$ WO

- W układzie z rys. 6.7, $R_d = 0 \Omega$, $R_L = \infty \Omega$ podaj na wejście wzmacniacza falę sinusoidalną o częstotliwości f około 1,5 razy większej od spodziewanej górnej częstotliwości granicznej f_g , oszacowanej teoretycznie przed zajęciami.
- Sprawdź na obrazie oscyloskopowym, czy kształt fali wyjściowej jest rzeczywiście sinusoidalny, zadanie ułatwi porównanie kształtów obrazów sygnału wyjściowego i wejściowego. Zmniejszam amplitudę sygnału z generatora, aż tak będzie.
- Teraz zmniejsz częstotliwość do około (0,2–0,5) kHz, ustaw tylko nastawami oscyloskopu wysokość obrazu na ekranie z kanału 2 rzędu (4–7) dz. Jest to L_m odpowiadająca wartości międzyszczytowej napięcia wyjściowego w zakresie stałego modułu wzmacniania, przy f znacznie poniżej f_g .
- Następnie tak długo zwiększać częstotliwość, aż wysokość obrazu sygnału wyjściowego zmala do 0,707 L_m , przy czym nie wolno zmieniać nastawy amplitudy w generatorze i stałej odchylania kanału 2 oscyloskopu.
- Odczytaj z częstotiomierza wartość f_g układu oraz z ekranu oscyloskopu wymiary elipsy, potrzebne do obliczenia (z zależności na rys. 6.7) zmiany przesunięcia fazowego $\Delta\phi(f_g)$ między sygnałem wyjściowym i wejściowym. Jaki znak ma $\Delta\phi(f_g)$? Spójrz na rys. 1.14.
- Możesz teraz obliczyć parametr $BW1$ WO, z zależności (6.18).

6.3.8. Transmitancja teoretyczna i z badań

- Zmierz wartości rezystorów, zastosowanych w układzie z rys. 6.5 i 6.8.
- Porównaj doświadczalne k_{u0f} układu obliczone ze zmierzonych napięć w układzie, z wartościami teoretycznymi obliczonymi ze zmierzonych oraz znamionowych rezystancji, sformułuj wnioski.

6.3.9. W sprawozdaniu między innymi

- porównaj wyniki badań i obliczeń z nich z danymi katalogowymi WO i obliczeniami teoretycznymi wykonanymi przed zajęciami,
- oblicz także wzmacnienia prądowe układów: k_{i0f} a następnie k_{if} dla obciążenia wyjścia $R_L = 0,68\text{k}\Omega$ na podstawie zmierzonego k_{u0f} .

Tab. 6.2. Podstawowe właściwości wzmacniaczy operacyjnych,
które można zastosować w ćwiczeniu

Typ WO	μA741 , bipolarny, standardowy		OP07C, bipolarny, precyzyjny		TL081C, JFET, standardowy, szybszy	
Parametr ¹⁾	Wartość przy 25°C		Wartość przy 25°C		Wartość przy 25°C	
	graniczna	typowa	graniczna	typowa	graniczna	typowa
A_{v0} [V/V]	$> 2 \cdot 10^4$	$1 \cdot 10^5$	$> 1,2 \cdot 10^5$	$4 \cdot 10^5$	$> 2,5 \cdot 10^4$	$2 \cdot 10^5$
$CMRR$ [dB]	> 70	90	> 94	120	> 70	86
$ U_{io} $ [mV]	< 6	2	$< 0,15$	0,06	< 10	3
$ I_{ib} $ [nA]	< 500	80	< 7	1,8	$< 0,4$	0,02
$ I_{io} $ [nA]	< 200	20	< 6	0,8	$< 0,1$	0,005
R_{id} [Ω]		2 M		33 M	≥ 1 T	
R_{ic} [Ω]	≥ 100 M			120 G	> 1 T	
$BW1$ [MHz]	$> 0,5$	0,7	$> 0,4$	0,6	$> 2,5$	4
SR [V/ μ s]	$\geq 0,5$		$> 0,1$	0,3	> 8	16
R_o [Ω]		75		60	≤ 100	

¹⁾ - wartości z katalogu producenta, którego wyrob jest używany w laboratorium

7. LINIOWE PRZETWORNIKI SYGNAŁU NA WZMACNIACZU OPERACYJNYM. WZMACNIACZ ODWRACAJĄCY, SELEKTYWNY I PRZETWORNIK U/I

Cel: Drugi etap poznania specyfiki stosowania wzmacniacza operacyjnego (WO).

Układy z pętlami ujemnego sprzężenia zwrotnego określającymi typ wynikowego przetwornika; szerokopasmowy napięciowy wzmacniacz odwracający, wzmacniacz selektywny, przetwornik napięcia na prąd oraz metody ich badania.

W ćwiczeniu zastosujesz WO typu μ A741, polska wersja to ULY7741N, znamionowe zasilanie (supply) $U_{\text{sup}} = \pm 15$ V. Prowadzący zajęcia może polecić wykonanie programu doświadczalnego na innym WO, np. typu OP07 lub TL081. Parametry wymienionych WO są podane w tab. 7.3 na końcu rozdziału.

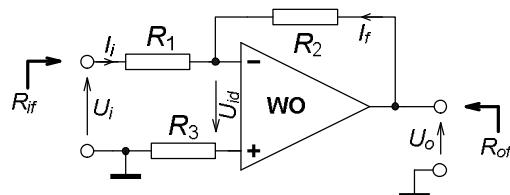
7.1. WSTĘP TEORETYCZNY

W poprzednim rozdziale podano podstawowe informacje o wzmacniaczu operacyjnym i jego zastosowaniu. Teraz wstęp dotyczy tylko tych konkretnych układów zbudowanych w oparciu o WO, które są obiektami badań w tym ćwiczeniu. Są to trzy układy, z czego dwa to wzmacniacze napięciowe. Pierwszy to szerokopasmowy wzmacniacz odwracający, czyli przy DC znak napięcia wyjściowego jest przeciwny do znaku napięcia wejściowego lub przy AC przesunięcie fazowe między sinusoidalnymi sygnałami wyjściowym a wejściowym wynosi -180° (odwraca fazę). Drugi to wzmacniacz selektywny, czyli o transmitancji napięciowej zależnej od częstotliwości. Przy częstotliwości środkowej ma maksimum wzmacnienia i nie odwraca fazy. Przy odstrojeniu od częstotliwości środkowej transmitancja maleje i ma charakter zespółony – przesunięcie fazowe zmienia się.

Trzeci układ to przetwornik wejściowego napięcia na wyjściowy prąd, a więc opisywany innym typem transmitancji; jest to w tym przypadku transadmitancja. Układ odwraca sygnał, co tutaj oznacza, że przy dodatnim wejściowym napięciu wyjściowy prąd wpływa do wyjścia.

7.1.1. WZMACNIACZ NAPIĘCIOWY ODWRACAJĄCY

Układ tego wzmacniacza także wymaga tylko dwóch rezystorów (rys. 7.1, rezystory $R_1 R_2$), podobnie jak wzmacniacz nieodwracający z poprzedniego tematu. Jednak tym razem źródło sygnału jest włączone po stronie drugiego wejścia WO, teraz jest to wejście odwracające. Trzeci rezistor (R_3) zmniejsza jedynie wpływ prądów polaryzacji wejść na błąd zera układu; zależność i uwagi podano w poprzednim rozdziale.



Rys. 7.1. Układ napięciowego wzmacniacza odwracającego na wzmacniaczu operacyjnym (WO), nie narysowano obwodów zasilania i kompensacji niezrównoważenia

Przy uproszczonej analizie układu, z idealizowanym WO, co oznacza

- $U_{id} \Rightarrow 0$ V czyli nieskończone wzmacnienie różnicowe,
- zerowe prądy wejść WO,
- zerowa rezystancja wyjściowa,

przyjmuje się m.in., że węzeł przy we-WO ma potencjał masy. Jest to znane pojęcie, tzw. pozornej masy lub pozornej ziemi, wykorzystywane w niektórych układach na WO. Angielska nazwa układu o takiej właściwości to VEA: Virtual Earth Amplifier.

Pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego (USZ) zawiera jedynie rezystor R_2 i przetwarza wyjściowe napięcie U_o na prąd wyjściowy pętli I_f , sumujący się w węzle z prądem wejściowym I_i . Tak więc z punktu widzenia elementarnej teorii sprzężenia zwrotnego zapięte jest napięciowo-równoległe USZ, typowe dla przetwornika prąd na napięcie, o transimpedancji $-R_2$ i wejściu w węzle przy we-WO. Dlaczego zatem cały układ jest wzmacniaczem napięciowym? Dodatkowy rezystor R_1 pełni funkcję przetwornika napięcia wejściowego U_i na prąd wejściowy I_i ; pamiętaj cały czas o pozornej masie w węzle we-WO, szczegóły pokazano w zależnościach poniżej:

$$I_i = \frac{U_i}{R_1}, \quad I_f = \frac{U_o}{R_2} \quad \text{oraz} \quad I_i = -I_f \quad (7.1)$$

$$\text{i ostatecznie} \quad U_o = k_{u0f} U_i = -\frac{R_2}{R_1} U_i, \quad \text{czyli} \quad k_{u0f} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (7.2)$$

Skończone wzmacnienie WO powoduje względny błąd zależności (7.2) na wzmacnienie układu przy DC:

$$\delta_{k_{u0f}}(A_{V0}) \approx -\frac{|k_{u0f}| + 1}{A_{V0}} 100\%. \quad (7.3)$$

Zastępca rezystancja wejściowa R_{if} jest znacznie mniejsza niż w układzie wzmacniacza nieodwracającego (poprzednie ćwiczenie) i praktycznie nie zależy od wzmacnienia układu i parametrów WO, a jedynie od rezystora R_1 , niezależnie od tego, czy jest analizowany przypadek z WO idealizowanym, czy rzeczywistym:

$$R_{if} \approx R_1 + \frac{R_2}{A_{V0}} \approx R_1. \quad (7.4)$$

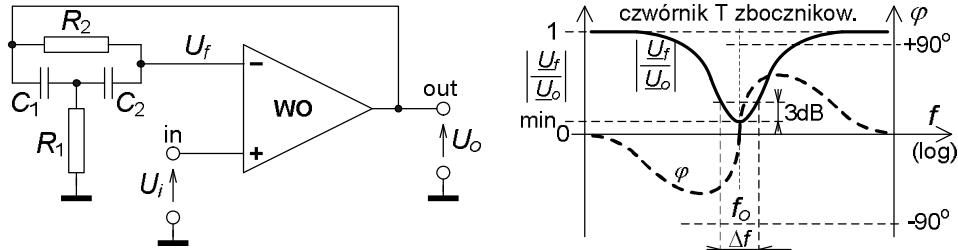
Natomiast rezystancja wyjściowa jest w przypadku idealnym zerowa a w rzeczywistości bardzo mała i na podobnym poziomie, jak we wzmacniaczu nieodwracającym o takim samym wzmacnieniu (R_o to wyjściowa samego WO):

$$R_{of} \approx R_o \frac{|k_{u0f}| + 1}{A_{V0}}. \quad (7.5)$$

7.1.2. WZMACNIACZ SELEKTYWNY

Jeżeli w pętli USZ wokół WO będzie czwórnik selektywny, całość będzie wzmacniaczem selektywnym (np. rys. 7.2), wyróżniającym sygnały o częstotliwości f_o określonej przez czwórnik. Ta częstotliwość jest nazywana ogólnie środkową, także rezonansową w przypadku czwórnika LC i charakterystyczną albo quasi-rezonansową

w przypadku czwórnika RC. Wyróżnienie sygnału przy częstotliwości środkowej może polegać na jego największym lub najmniejszym wzmacnianiu; odpowiednio układ będzie nazywany filtrem środkowo-przepustowym lub środkowo-zaporowym.



Rys. 7.2. Wzmacniacz selektywny na WO, z czwórnikiem T zbocznikowane. Układ wzmacniacza oraz charakterystyki częstotliwościowe modułu i argumentu transmitancji samego czwórnika T

Przebieg charakterystyki fazowej czwórnika przesąduje o miejscu jego włączenia; do we-WO gdy przesunięcie fazowe jest 0° przy f_o lub do we+WO gdy jest -180° . W obu przypadkach czwórnik wprowadza USZ do układu i wypadkowa charakterystyka modułu transmitancji układu od częstotliwości jest odwrotna od takiej charakterystyki czwórnika.

W ramach pracy własnej zaleca się analizę, jaki będzie związek charakterystyki fazowej układu z taką charakterystyką czwórnika selektywnego, w zależności od włączenia tego ostatniego.

Jednym ze stosowanych czwórków selektywnych w pętli USZ jest układ T zbocznikowane, złożony z dwóch kondensatorów i dwóch rezystorów. Dwie jego wersje różnią się typem elementu dołączanego do masy; w tym ćwiczeniu będzie to rezistor (rys. 7.2), a pojemności kondensatorów będą jednakowe $C = C_1 = C_2$. Czwórnik ten przy częstotliwości środkowej f_o , określonej zależnością

$$f_o = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_1 R_2}} \quad (7.6)$$

wprowadza zerowe przesunięcie fazowe $\varphi_\beta = 0$ a jego transmitancja $\underline{\beta}_-$ jako czwórnika po stronie we-WO ma minimum

$$\left| \underline{\beta}_-(f_o) \right| = \left| \frac{U_f(f_o)}{U_o(f_o)} \right| = \beta_o = \beta_{-\min} = \frac{2R_1}{2R_1 + R_2}. \quad (7.7)$$

Przy mniejszych częstotliwościach kąt fazowy czwórnika jest ujemny, przy większych dodatni, a modulo transmitancji w obu przypadkach dąży do jedności.

Transmitancja całego układu wzmacniacza selektywnego praktycznie jest odwrotnością transmitancji czwórnika T zbocznikowane, a więc:

$$\begin{aligned} k_{u0f} &\approx -\frac{-1}{\underline{\beta}_-} = \frac{1}{\underline{\beta}_-} \rightarrow \varphi_k = -\varphi_\beta \\ \text{oraz } \left| k_{u0f}(f_o) \right| &= \left| \frac{U_o(f_o)}{U_i(f_o)} \right| = k_{u0f\max} \approx \frac{1}{\beta_o} = 1 + \frac{R_2}{2R_1}. \end{aligned} \quad (7.8)$$

Wzmacniacz jest układem średkowo-przepustowym, o zerowym przesunięciu fazowym przy częstotliwości średkowej, a staje się wtórnikiem napięciowym przy częstotliwościach mniejszych i większych kilkanaście razy od średkowej, co nie jest rewelacyjną właściwością; są układy filtrów o wzmacnieniu dążącym znacznie szybciej i to praktycznie do zera przy dużym odstrojeniu częstotliwości.

Wzmocnienie napięciowe wzmacniacza spada o 3 dB przy częstotliwościach granicznych pasma, dolnej f_d i górnej f_g , zdefiniowanych w stosunku do średkowej f_o , poprzez rezystancje R_1 i R_2 oraz transmitancję β_o czwórnikika (zal. (7.7)), jako:

$$\left[\frac{f_{3\text{dB}}}{f_o} \right]^2 = 1 + \frac{2}{\psi} [1 \pm \sqrt{1 + \psi}], \quad \text{gdzie} \quad \psi = \frac{R_2}{R_1} (1 - 2\beta_o^2). \quad (7.9)$$

Górna częstotliwość graniczną f_g obliczysz z powyższego wzoru ze znakiem plus przed pierwiastkiem, a dolną f_d , gdy podstawisz znak minus.

Szerokość 3 dB pasma przepustowego układu Δf jest różnicą górnej i dolnej częstotliwości granicznej; tzw. dobroć Q krzywej selektywnej układu i Δf są powiązane:

$$\Delta f = f_g - f_d, \quad Q = \frac{f_o}{\Delta f}. \quad (7.10)$$

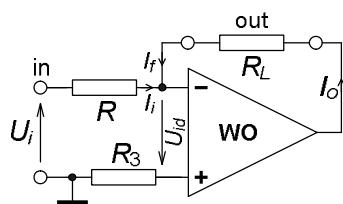
Większa dobroć układu oznacza węższe pasmo i bardziej strome zbocza krzywej. Różnice $f_g - f_o$ i $f_o - f_d$ dopiero przy dużych dobrociach $Q > 10$ są praktycznie jednakowe.

Impedancja wejściowa jest bardzo duża, równa w praktyce impedancji wspólnej WO, a impedancja wyjściowa zmienia się z częstotliwością. Zależność ta jest skomplikowana, bo z częstotliwością zmieniają się oba wzmacnienia, układu i WO:

$$\underline{Z}_{if} \approx \underline{Z}_{ic}, \quad \underline{Z}_{of}(f) = R_o \frac{k_{u0f}(f)}{\underline{A}_{ud}(f)}. \quad (7.11)$$

7.1.3. PRZETWORNIK NAPIĘCIA NA PRĄD

Trzeci z omawianych układów (rys. 7.3) ma dwie cechy wyraźnie odróżniające go od poprzednich. Po pierwsze zmienia rodzaj wielkości, z napięcia na prąd, a poprzednie zmieniały tylko wartość napięcia, stąd właściwsza jest nazwa przetwornik a nie wzmacniacz, podkreślająca przetworzenie wielkości. Oczywiście prawidłowo zaprojektowany układ aktywny zwiększa moc sygnału, niezależnie, jaką wielkością jest on reprezentowany (u czy i), a więc niejako z definicji jest wzmacniaczem mocy sygnału.



Rys. 7.3. Przetwornik wejściowego napięcia na wyjściowy prąd, odwracający, tj. przy dodatnim napięciu prąd naprawdę wpływa do wyjścia WO przez rezystor R_L między zaciskami „out”

Druga cecha to brak bezpośredniego połączenia obciążenia wyjścia, rezystora R_L między zaciskami out, z masą układu. Co prawda potencjał końca dołączonego do wejścia odwracającego WO jest praktycznie równy potencjałowi masy, bo jest to układ o pozornej masie, tzw. VEA, ale nie we wszystkich aplikacjach może być dopuszczalne takie włączenie R_L . Istnieją rozwiązania tego typu przetwornika bez tej wady.

Zastosowane USZ jest typu prądowo-równoleglego; sygnałem zwrotnym jest prąd I_f równy prądowi obciążenia I_o , sumujący się z wejściowym prądem I_i w węźle przy wejściu WO. Rezystor R przetwarza wejściowe napięcie U_i na prąd wejściowy I_i praktycznie bez błędu, dzięki pozornej masie w węźle. Transmitancja układu jest formalnie transadmitancją. Podstawowe zależności dla układu z idealizowanym WO:

$$I_o = I_f = -I_i, \quad I_i = \frac{U_i}{R} \rightarrow I_o = -\frac{U_i}{R} \rightarrow k_{y0f} = \frac{I_o}{U_i} = -\frac{1}{R}. \quad (7.12)$$

Idealne obciążenie wyjścia to zwarcie (wyjście prądowe), a maksymalna rezystancja obciążenia jest ograniczona maksymalnym napięciem nasycenia U_{om} wyjścia WO przy danym jego zasilaniu:

$$R_{L\max} = \frac{U_{om}}{I_o}. \quad (7.13)$$

Niedokładność względna transmitancji układu obciążonego rezystancją R_L , z rzeczywistym WO o napięciowym wzmacnieniu różnicowym A_{V0} i wyjściowej rezystancji R_o jest ujemna, jak we wszystkich układach z USZ:

$$\delta_{k_{yf}}(A_{V0}, R_o, R_L) \approx -\frac{R_o + R_L}{RA_{V0}} 100\%. \quad (7.14)$$

Zastępca rezystancja wejściowa układu ma praktycznie taką samą wartość, jak we wzmacniaczu napięciowym odwracającym (pkt. 7.1.1):

$$R_{if} \approx R + \frac{R_o + R_L}{A_{V0}} \approx R. \quad (7.15)$$

Zastępca rezystancja wyjściowa jest duża – teoretycznie dla wyjścia prądowego powinna być nieskończona:

$$R_{of} \approx \frac{RA_{V0}}{1 + \frac{R_o + R_L}{R}} \underset{R_L \rightarrow 0 \Omega}{\Rightarrow} RA_{V0}. \quad (7.16)$$

7.2. PRACE PRZED ZAJĘCIAMI

Stopień wykonania punktów 7.2 i 7.3 rzutuje na ocenę całej grupy.

- A) Przypomnij sobie sposoby podawania właściwości WO (tabele, wykresy, warunki) oraz wartości podstawowych parametrów dla wzmacniacza μA741 (lub wskazanego przez prowadzącego zajęcia); w materiałach do wykładu, w tab. 7.3 na końcu programu ćwiczenia i na stronach internetowych producentów układu. Przykład

- zasilania i zerowania układu na WO znajdziesz w poprzednim temacie: rozdział 6.1, rys. 6.1.
- B) Narysuj częstotliwościowe charakterystyki modułu i fazy dla wzmacniacza selektywnego na podstawie charakterystyk czwórnika T zboczniokowane (rys. 7.2), oblicz środkową f_o dla swojej grupy ćwiczeniowej. Oblicz szerokość 3 dB pasma Δf krzywej quasi-rezonansowej modułu transmitancji układu i jej dobroć Q .
- C) Oblicz zastępcze parametry układów z rys. 7.1...7.3, z wartościami elementów z tab. 7.1: transmitancje, rezystancje wejściowe R_{if} , rezystancje wyjściowe R_{of} – dla układu selektywnego R_{of} przy $f = 0$ Hz i $f = f_o$.
- D) Oszacuj wpływ skończonego wzmacnienia różnicowego A_{v0} WO na niedokładność wyznaczenia wzmacnienia k_{u0f} układu. Porównaj tą wartość z wpływem tolerancji elementów; rezystory mają ją do (5–10) % a kondensatory nawet do (10–20) %.
- E) Oblicz wartość rezystora R_3 w układach z rys. 7.1 i 7.3; jaka jest jego rola?

7.3. CZEŚĆ DOŚWIADCZALNA

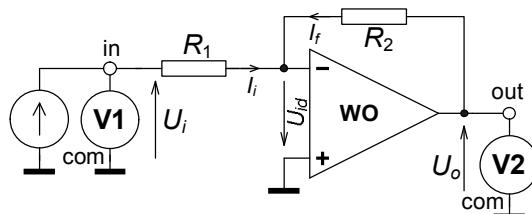
Ćwiczenie wykonasz w górnej części makiety Wzmacniacze Operacyjne (rys. 14.6).

Tab. 7.1. Wartości elementów do układów liniowych przetworników na wzmacniacz operacyjnym

Układ	Element	Numer grupy					
		1	2	3	4	5	6
Rys. 7.1, wzmacniacz napięciowy, odwracający	R_1 [kΩ]	6,8	3,3	10	1,8	1,8	2,7
	R_2 [kΩ]	47	33	56	22	15	22
	R_d [kΩ]	0 i 2,2					
	R_L [kΩ]	∞ i 0,68					
Rys. 7.2, wzmacniacz selektywny z czwórnikiem T zboczniokowane	R_1 [kΩ]	6,8	33	2,7	27	2,2	8,2
	R_2 [kΩ]	330	680	82	1000	100	220
	$C_1 = C_2$ [nF]	3,3	1	10	1	10	3,3
Rys. 7.3, przetwornik $u \rightarrow i$, odwracający. U_{in} – wartość znamionowa.	R [kΩ]	1,2	6,8	1	0,82	10	8,2
	$ U_{in} $ [V]	2	10	1,5	1	10	10
	R_L [kΩ]	0 i 5,6	0 i 5,6	0 i 6,8	0 i 8,2	0 i 10	0 i 6,8

7.3.1. Napięciowy wzmacniacz odwracający; uruchomienie i zerowanie układu

- Połącz układ z rys. 7.4, z elementami z tab. 7.1.
- Jeżeli wartość rezystora R_3 z rys. 7.1 jest obliczona, wstaw go do układu.
- Zastąp źródło sygnału zworą i skompensuj niezrównoważenie układu; U_o nie powinno być większe od $\pm 0,05$ mV.



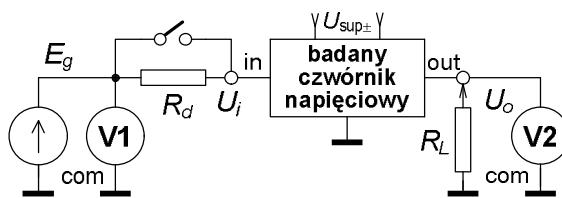
Rys. 7.4. Układ do badania wzmacniacza odwracającego sygnałem DC

7.3.2. Charakterystyka przejściowa i transmitancja układu

- Przyłącz do wejścia źródło sygnału DC i zbadaj charakterystykę przejściową $U_o = f(U_i)$, co około 3 V na wyjściu, od ujemnego po dodatnie nasyście wyjścia, łącznie z punktem $U_i = 0$ V.
- Z wyników pomiarów, z liniowej części charakterystyki wyznaczysz transmitancję układu k_{u0f} ; należy to zrobić z zależnością przyrostowej ($\Delta!$).

7.3.3. Rezystancja wejściowa i wyjściowa układu

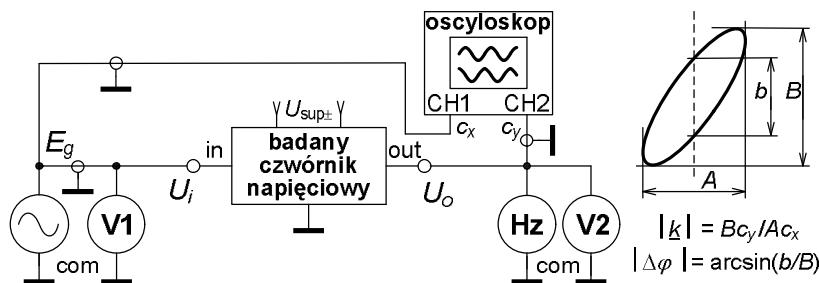
- W połączeniu z rys. 7.5 ustaw tak sygnał DC ze źródła sterującego E_g , aby sygnał wyjściowy był około $U_o = 9$ V gdy $R_d = 0 \Omega$ i $R_L \Rightarrow \infty \Omega$. Zanotuj trzy wartości U_o przy stałym E_g :
- U_{oa} gdy $R_d = 0 \Omega$ i $R_L \Rightarrow \infty \Omega$,
- U_{ob} gdy $R_d = 2,2 \text{ k}\Omega$ i $R_L \Rightarrow \infty \Omega$,
- U_{oc} gdy $R_d = 0 \Omega$ i $R_L = 0,68 \text{ k}\Omega$.
- Z tych wyników możesz ułożyć układ trzech równań, zawierających transmitancje liniowego, unilateralnego czwórnika, po przekształceniach wyznaczysz zastępczą rezystancję wejściową i wyjściową układu.



Rys. 7.5. Układ do badania czwórników przy DC,
m.in. do wyznaczania parametrów zastępczych

7.3.4. Wzmacniacz selektywny, uruchomienie układu

- Połącz układ wzmacniacza z rys. 7.2, z aparaturą pomiarową zgodnie z rys. 7.6, warunki pracy k_{u0} .
- Znajdź częstotliwość średkową układu oscyloskopem w trybie pracy XY, kryterium to maksimum wyjściowego sygnału i zerowe przesunięcie fazowe. Wartość skuteczna sygnału na wyjściu nie powinna przekraczać kilku woltów.
- Przy dużej różnicy w stosunku do przewidywań teoretycznych w wartościach f_o i $k_{u0f\max}$ sprawdź poprawność połączeń i wprowadź niezbędne poprawki, np. skoryguj wartość rezystora R_2 , zapisz f_o i z odczytów napięć na wejściu i wyjściu oblicz $k_{u0f\max}$.



Rys. 7.6. Układ do badania czwórników przy AC, m.in. do wyznaczania
częstotliwościowej charakterystyki modułu i fazy transmitancji

7.3.5. Charakterystyka częstotliwościowa wzmacniacza selektywnego

- W układzie z rys. 7.6 tak ustaw sygnał z generatora E_g , aby nie było przy f_o przesterowania oraz przy $f \approx 10f_o$ widocznego wpływu parametru SR WO.
- Zbadaj charakterystykę częstotliwościową układu, tj. przebieg zmian modułu i fazy transmitancji (odczyty z oscyloskopu) z częstotliwością. Proponowane położenie punktów pomiarowych oraz odczytywane i obliczane wielkości zestawiono w przykładowej tab. 7.2.
- Znak przesunięcia fazowego musisz określić na podstawie obrazu oscyloskopowego z liniową podstawą czasu przy f/f_o rzędu 0,5 i 2 (patrz rys. 1.14).

Tab. 7.2. Przykładowa tabela do zapisu wyników przy badaniu częstotliwościowej charakterystyki wzmacniacza selektywnego, zgodnie z oznaczeniami z rys. 7.6

Lp.	f_n/f_o ¹⁾	f_n ¹⁾ [kHz]	f ²⁾ [kHz]	A [dz]	B [dz]	b [dz]	c_x [V/dz]	c_y [V/dz]	$ \underline{k} $ [V/V]	$\Delta\varphi$ [°]
[-]	[-]	[kHz]	[kHz]	[dz]	[dz]	[dz]	[V/dz]	[V/dz]	[V/V]	[°]
1	1/10									
2	1/4									
3	0,5									
4	0,75									
5	0,9									
6	0,95									
7	1									
8	1,05									
9	1,1									
10	1,33									
11	2									
12	4									
13	10									

¹⁾ - wartość znamionowa f_n , obliczona w stosunku do f_o z pkt. 7.3.4, ²⁾ - wartość zmierzona.
Aparatura: częstotliomierz, oscyloskop

- Poza obliczeniami wykonaj do sprawozdania wykresy; pierwszy dla pełnego zakresu badań ze skalami logarytmicznymi częstotliwości i modułu transmitancji a liniową kąta fazowego oraz drugi z liniowymi skalami wszystkich wielkości z zawężeniem zakresu f do $(0,75-1,33)f_o$,
- oznacz i odczytaj z drugiego wykresu pasmo 3 dB układu,
- oblicz dobrze układu z wyników badań, z f_o i Δf .
- Skonfrontuj wyniki doświadczalne z obliczeniami sprzed zajęć.

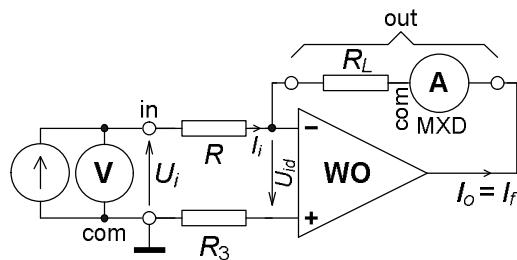
7.3.6. Odwracający przetwornik napięcia na prąd; uruchomienie i zerowanie układu

- Połącz układ z rys. 7.7, z elementami z tab. 7.1 i R_3 , jeżeli jest obliczony.
- Zastąp źródło sygnału wejściowego zworą i przy $R_L = 0 \Omega$ skompensuj niezrównoważenie układu; prąd wyjściowy nie powinien być większy od $\pm 0,1 \mu\text{A}$.

7.3.7. Charakterystyka przejściowa i transmitancja układu

- Przyłącz do wejścia układu źródło stałego sygnału napięciowego DC i zbadaj przy $R_L = 0 \Omega$ charakterystykę przejściową $I_o = f(U_i)$, dla obu polaryzacji U_i co około 20 % napięcia znamionowego, podanego w tab. 7.1, łącznie z punktem $U_i = 0 \text{ V}$ (zastąp źródło zworą).

- Z wyników pomiarów, z liniowej części charakterystyki wyznaczysz transmitancję układu k_{y0f} i w zasadzie należy to zrobić z zależności przyrostowej.



Rys. 7.7. Przetwornik napięcia na prąd (wzmacniacz transadmitancyjny)
z aparaturą do badania przy DC

7.3.8. Rezystancja wyjściowa układu

- W połączeniu z rys. 7.7 ustaw sygnał DC ze źródła U_i bliski znamionowemu U_{in} z tab. 7.1, następnie zanotuj dwie wartości I_o przy stałym U_i :
 - I_{oa} gdy $R_L = 0 \Omega$,
 - I_{ob} gdy R_L ma wartość wg tab. 7.1.
- Z tych wyników, na podstawie zależności na transmitancje liniowego, unilateralnego czwórniku wyznaczysz zastępczą rezystancję wyjściową układu.

7.3.9. W sprawozdaniu między innymi porównaj wyniki obliczeń teoretycznych przed zajęciami z wynikami badań układu, sformułuj wnioski.

Tab. 7.3. Podstawowe właściwości wzmacniaczy operacyjnych,
które mogą być zastosowane w ćwiczeniu

Typ WO	μ A741, bipolarny, standardowy		OP07C, bipolarny, precyzyjny		TL081C, JFET, standardowy, szybszy	
Parametr ¹⁾	Wartość przy 25°C		Wartość przy 25°C		Wartość przy 25°C	
	graniczna	typowa	graniczna	typowa	graniczna	typowa
A_{V0} [V/V]	$> 2 \cdot 10^4$	$1 \cdot 10^5$	$> 1,2 \cdot 10^5$	$4 \cdot 10^5$	$> 2,5 \cdot 10^4$	$2 \cdot 10^5$
$CMRR$ [dB]	> 70	90	> 94	120	> 70	86
$ U_{io} $ [mV]	< 6	2	$< 0,15$	0,06	< 10	3
$ I_{ib} $ [nA]	< 500	80	< 7	1,8	$< 0,4$	0,02
$ I_{io} $ [nA]	< 200	20	< 6	0,8	$< 0,1$	0,005
R_{id} [Ω]		2 M		33 M	≥ 1 T	
R_{ic} [Ω]	≥ 100 M			120 G	> 1 T	
$BW1$ [MHz]	$> 0,5$	0,7	$> 0,4$	0,6	$> 2,5$	4
SR [V/ μ s]	$\geq 0,5$		$> 0,1$	0,3	> 8	16
R_o [Ω]		75		60	≤ 100	

¹⁾ - wartości z katalogu producenta, którego wyrob jest uzywany w laboratorium

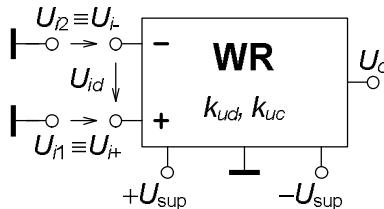
8. WZMACNIACZ RÓŻNICOWY NA WZMACNIACZU OPERACYJNYM

Cel: Poznanie prostego wzmacniacza różnicowego na wzmacniaczu operacyjnym oraz metod jego badania; wielkości opisowe i analiza układu, optymalizacja parametrów, układy i zakresy badania, analiza wyników i sposób ich prezentacji. Porównanie przewidywań teoretycznych z wynikami badań układu, wnioski.

8.1. WSTĘP TEORETYCZNY

Wzmacniacz różnicowy jest odmianą wzmacniacza napięciowego, charakterystyczną dwoma wejściami, rys. 8.1. Podstawowym zadaniem takiego układu jest wzmacnianie różnicy napięć między wejściami, stąd jego nazwa, a praktycznie brak reakcji na tzw. wspólny sygnał wejściowy, równy średniej arytmetycznej napięć na wejściach. Wynika z tego, że wzmacniacz różnicowy ma cztery sygnały wejściowe. Dwa z nich są tak zdefiniowane, jak w zwykłym wzmacniaczu, jako niesymetryczne; potencjały każdego z wejść w stosunku do potencjału odniesienia, czyli do masy. Oznaczenia wejść i tych sygnałów to:

- wejście nieodwracające (znak +), wzrost sygnału $U_{i1} \equiv U_{i+}$ na nim przy stałym sygnale na drugim wejściu powoduje wzrost o tym samym znaku sygnału na wyjściu,
- wejście odwracające (znak -), wzrost sygnału $U_{i2} \equiv U_{i-}$ na nim przy stałym sygnale na pierwszym powoduje wzrost o przeciwnym znaku sygnału na wyjściu.



Rys. 8.1. Oznaczenia sygnałów wejściowych (U_i), wyjściowego (U_o), napięć zasilania (U_{sup}) i transmitancji napięciowych (k_u) we wzmacniaczu różnicowym WR

W oparciu o te sygnały definiuje się dwa pozostałe sygnały wejściowe, specyficzne dla wzmacniacza różnicowego. Sygnały:

$$\text{różnicowy (differential)} \quad U_{id} = U_{i1} - U_{i2} \equiv U_{i+} - U_{i-}, \quad (8.1)$$

$$\text{wspólny (common)} \quad U_{ic} = \frac{U_{i1} + U_{i2}}{2} \equiv \frac{U_{i+} + U_{i-}}{2}. \quad (8.2)$$

Odpowiednio do zdefiniowanych sygnałów definiuje się transmitancje dla nich: wzmacnienie dla sygnału różnicowego, w skrócie wzmacnienie różnicowe

$$A_{ud} \equiv k_{ud} = \left. \frac{\Delta U_o}{\Delta U_{id}} \right|_{U_{ic}=\text{const}} \xrightarrow{\text{gdy } U_{ic}, U_{oo}=0} \frac{U_o}{U_{id}}, \quad (8.3)$$

wzmocnienie dla sygnału wspólnego, w skrócie wzmocnienie wspólne

$$A_{uc} \equiv k_{uc} = \left. \frac{\Delta U_o}{\Delta U_{ic}} \right|_{U_{id} = \text{const}} \xrightarrow{\text{gdy } U_{id}, U_{oo} = 0} \frac{U_o}{U_{ic}}, \quad (8.4)$$

gdzie U_{oo} to wyjściowe napięcie niezrównoważenia, wielkość zdefiniowana przy zerowych wartościach sygnałów wejściowych, czyli tzw. błąd zera.

Miarą jakości wzmacniacza różnicowego jest tzw. *WTSW* – współczynnik tłumienia sygnału wspólnego, częściej nawet w Polsce oznaczany z angielskiego *CMRR* – common mode rejection ratio:

$$CMRR = WTSW = \left| \frac{k_{ud}}{k_{uc}} \right|. \quad (8.5)$$

Dla idealnego układu powinien on dążyć do nieskończoności; przy określonym wzmocnieniu różnicowym wzmocnienie wspólne powinno dążyć do zera. Najczęściej wartość tego współczynnika podaje się w [dB]:

$$CMRR_{[\text{dB}]} = 20 \log CMRR \equiv 20 \log \left| \frac{k_{ud}}{k_{uc}} \right|. \quad (8.6)$$

Najlepsze wzmacniacze różnicowe mają *CMRR* o wartości (110–140) dB, a średniej klasy (80–110) dB. Zwróć uwagę na znak wartości bezwzględnej w zależnościach (8.5) i (8.6). Z jego obecności wynika, że przy określonym znaku wzmocnienia różnicowego (z reguły dodatnim), znaku wzmocnienia wspólnego nie można określić na podstawie wartości k_{ud} i *CMRR*.

Sygnal wyjściowy wzmacniacza różnicowego w ogólnym przypadku zależy od obu wejściowych sygnałów: różnicowego i wspólnego. Po przekształceniach:

$$\begin{aligned} U_o &= k_{ud}U_{id} + k_{uc}U_{ic} + U_{oo} \xrightarrow{U_{oo}=0} \\ k_{ud}(U_{i+} - U_{i-}) + 0,5k_{uc}(U_{i+} + U_{i-}) &= \\ k_{u+}U_{i+} + k_{u-}U_{i-}. \end{aligned} \quad (8.7)$$

Zdefiniowano w ten sposób transmitancje układu dla niesymetrycznych sygnałów na wejściach:

$$k_{u+} \equiv \frac{\Delta U_o}{\Delta U_{i+}} = k_{ud} + 0,5k_{uc}, \quad (8.8)$$

$$k_{u-} \equiv \frac{\Delta U_o}{\Delta U_{i-}} = -k_{ud} + 0,5k_{uc}. \quad (8.9)$$

W idealnym układzie wzmocnienie wspólne k_{uc} powinno dążyć do zera, co oznacza, że moduły wzmocnień k_{u+} , k_{u-} dla niesymetrycznych sygnałów powinny być identyczne:

$$k_{u-} \xrightarrow{\text{ideal}} = -k_{u+}. \quad (8.10)$$

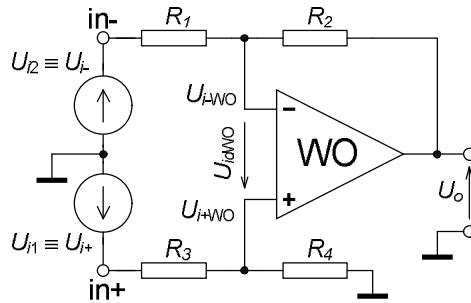
8.1.1. WZMACNIACZ RÓŻNICOWY ZBUDOWANY NA WZMACNIACZU OPERACYJNYM

Współcześnie najprościej można zbudować wzmacniacz różnicowy wykorzystując wzmacniacz operacyjny WO, który jest scalonym monolitycznym wzmacniaczem różnicowym o bardzo dużym wzmacnieniu. Można zapytać: po co budować wzmacniacz różnicowy, skoro sam wzmacniacz operacyjny już jest nim? Wykorzystuje się to, że WO ma wejścia różnicowe oraz bardzo duże wzmacnienie różnicowe (ale z dużym rozrzutem np. $5 \cdot 10^4 - 2 \cdot 10^5$ i często silną zależnością od wielu czynników), które umożliwia zastosowanie silnego ujemnego sprzężenia zwrotnego. W rezultacie zbudowany układ ma pożądane wzmacnienie różnicowe, np. 20 V/V o tolerancji 0,5 % i dobrej stałości.

Podstawowa konfiguracja najprostszego wzmacniacza różnicowego poza WO zawiera cztery rezystory, ustalające wynikowe wzmacnienie (rys. 8.2). Przy założeniu idealności WO, tj.:

- $A_{udWO} \Rightarrow \infty$ czyli $U_{idWO} \Rightarrow 0$ V, z tego też wynika $CMRR_{WO} \Rightarrow \infty$,
- brak prądów wpływających do wejść WO,
- $R_{oWO} \Rightarrow 0 \Omega$,
- brak niezrównoważenia,

można zapisać zależność na napięcie wyjściowe (w zapisie dodano indeks f oznaczający parametry osiągnięte po zastosowaniu sprzężenia zwrotnego – feedback):



Rys. 8.2. Wzmacniacz różnicowy zbudowany za pomocą wzmacniacza operacyjnego

$$U_o = k_{uf}U_{i+} + k_{uf}U_{i-} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] U_{i+} - \frac{R_2}{R_1} U_{i-} = \\ \frac{R_4}{1 + \frac{R_4}{R_3}} \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] U_{i+} - \frac{R_2}{R_1} U_{i-} \xrightarrow{\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}} \frac{R_2}{R_1} (U_{i+} - U_{i-}). \quad (8.11)$$

Tym samym wzmacnienia układu z idealnym WO:

$$k_{udf} = \frac{R_2}{R_1}, \quad k_{ucf} = 0. \quad (8.12)$$

Wprowadzony w zależności (8.11) warunek równości ilorazów rezystancji

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} \quad (8.13)$$

zapewnia tzw. symetrię pierwszego rodzaju, tzn. wyrównanie wzmacniania dla niesymetrycznych sygnałów, patrz zależności (8.7)–(8.10). Zależność (8.13) dotyczy oczywiście rzeczywistych wartości rezystancji, a nie znamionowych; mogą się one w laboratorium różnić nawet o 10 %. Niedokładność spełnienia warunku symetrii (8.13) wpływa na k_{udf} , k_{ucf} i $CMRR_f$ według zależności poniżej, przy czym δ to błąd względny ilorazu rezystancji, np. 10^{-2} , tj. 1 %:

$$\begin{aligned} \text{gdy } \frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}(1+\delta) \text{ to } k_{udf} &\approx \frac{R_2}{R_1} + \frac{k_{ucf}}{2}, \\ \text{a } k_{ucf} &\approx \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{\delta}{1 + \frac{R_2}{R_1}(1+\delta)}, \quad CMRR_f \approx \frac{1}{|\delta|} \left[1 + \frac{R_2}{R_1}(1+\delta) \right] \end{aligned} \quad (8.14)$$

co oznacza, że np. dla osiągnięcia $CMRR_f$ ponad 10^4 (czyli 80 dB) w układzie o k_{udf} rzędu dziesięciu trzeba warunek (8.13) spełnić z błędem mniejszym od 10^{-3} , tj. 0,1 %. Jeżeli w układzie przewiduje się możliwość zmiany wzmacniania różnicowego, np. za pomocą zmiany wartości R_2 , to musi temu towarzyszyć odpowiednio dokładna zmiana np. R_4 . Ale nawet idealne spełnienie warunku (8.13) nie da wzmacniania wspólnego $k_{ucf} = 0$ oraz $CMRR_f \Rightarrow \infty$, bo jeszcze sam WO ma swój $CMRR_{WO}$ i jego wartość jest praktyczną granicą osiągalną w rzeczywistym układzie:

$$k_{ucf} \xrightarrow{\frac{R_4 - R_2}{R_3 - R_1}} \pm \frac{k_{udf}}{CMRR_{WO}}. \quad (8.15)$$

Rezystancje wejściowe układu dla źródeł sygnałów U_{i+} i U_{i-} przy sterowaniu niesymetrycznym (załączone tylko jedno z tych źródeł) mają wartości:

$$R_{if+} \approx R_3 + R_4, \quad R_{if-} \approx R_1, \quad (8.16)$$

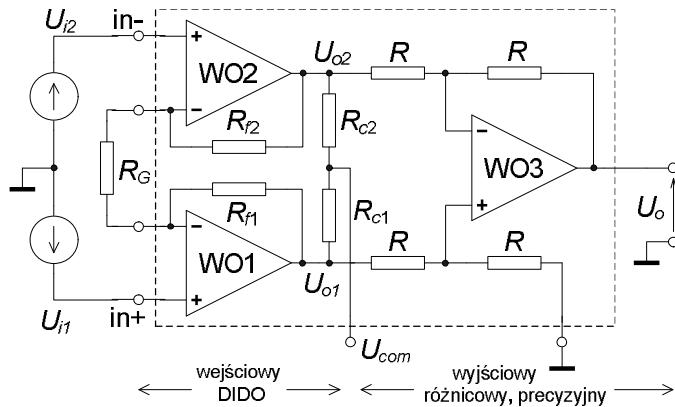
a rezystancja wyjściowa

$$R_{of} \approx R_{oWO} \frac{k_{udf} + 1}{A_{udWO}}. \quad (8.17)$$

Rezystancje wejściowe z zał. (8.16) mogą być jednakowe po odpowiednim doborze rezystorów. Będzie to oznaczało spełnienie warunku symetrii drugiego rodzaju; wyrównania rezystancji. Jednak nadal są one stosunkowo niewielkie, co w przypadku współpracy ze źródłami sygnałów wejściowych U_{i+} , U_{i-} o różnych rezystancjach wewnętrznych powoduje powstanie dodatkowego fałszywego sygnału różnicowego.

Niedoskonałości prostego układu z rys. 8.2 wyeliminowano w tzw. wzmacniaczem instrumentalnym, tzn. precyzyjnym wzmacniaczem różnicowym o zmienianym wzmacnieniu. Jedna z wersji takiego układu (rys. 8.3) zawiera dwa stopnie. Pierwszy stopień na wzmacniaczach WO1 i WO2 o różnicowym wejściu i wyjściu zwany DIDO (differential input, differential output) umożliwia zmianę wzmacniania różnicowego za pomocą jednego rezystora R_G . Wzmocnienie wspólne tego stopnia wynosi 1. Drugi

stopień na WO3 to precyzyjny wzmacniacz różnicowy o wzmacnieniu 1, z jednym wyjściem,. Ten stopień ma jednakowe rezystory scalone monolitycznie wraz z WO3, doregulowane w ostatnim etapie produkcji, dzięki czemu możliwe jest osiągnięcie niedokładności warunku symetrii na poziomie 0,001 % i mniej. Zmiany temperaturowe i czasowe rezystorów są praktycznie identyczne, bo są one wykonane bardzo blisko siebie, na tym samym podłożu w tym samym procesie technologicznym. Ten stopień zapewnia dużą wartość $CMRR$ całości, dzięki bardzo małemu wzmacnieniu wspólnemu, którego nie powiększa ewentualna asymetria rezystorów R_f i zmiany wzmacnienia pierwszego stopnia.



Rys. 8.3. Wzmacniacz instrumentalny z wejściowym stopniem DIDO

Wzmocnienie różnicowe całości wynosi

$$k_{udf} = 1 + \frac{R_{f1} + R_{f2}}{R_G} \quad (8.18)$$

a $CMRR_f$ osiąga wartości (100–130) dB. Rezystancje wejściowe są bardzo duże, równe praktycznie wejściowej rezystancji wspólnej R_{ic} wzmacniaczy WO1, WO2. Zależnie od typu zastosowanych wzmacniaczy może to być wartość od setek $M\Omega$ nawet do setek $T\Omega$. W tym przypadku nawet stosunkowo duże i różne rezystancje wewnętrzne źródeł wejściowych sygnałów nie spowodują istotnego błędu w pracy układu.

8.2. PRACE PRZED ZAJĘCIAMI

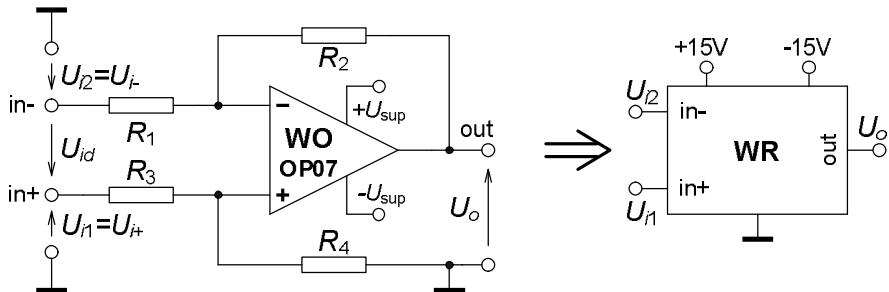
Stopień wykonania punktów 8.2 i 8.3 rzutuje na ocenę całej grupy.

A) Oblicz dla układu z rys. 8.4, z wartościami elementów z tab. 8.1 dla Twojej grupy (indeks „f” oznacza właściwość układu ze sprzężeniem zwrotnym):

- wzmacnienie $A_{udf} \equiv k_{udf}$ sygnału różnicowego,
- graniczne wzmacnienie $A_{uef} \equiv k_{uef}$ sygnału wspólnego ($CMRR_f$ z tab. 8.1!),
- wejściowe rezystancje wejścia nieodwracającego R_{if+} i odwracającego R_{if-} ,
- wyjściową rezystancję R_{of} .

B) **Zadanie.** Oblicz wartość napięcia wyjściowego U_o układu z rys. 8.4 z wartościami elementów z tab. 8.1, jeżeli napięcia wejściowe mają wartości: $U_{i1} = -7,598$ V, $U_{i2} = -7,602$ V. Zaznij od obliczenia wartości wejściowych napięć: różnicowego U_{id} , wspólnego U_{ic} (oba mają wpływ na U_o !), przyjmij wartość współczynnika tłumienia sygnału wspólnego $CMRR_f$ dokładnie równą 72 dB, uważaj na jego

definicje! Prawidłowe rozwiązanie zadania będzie warunkiem dopuszczenia grupy do ćwiczenia!



Rys. 8.4. Układ wzmacniający różnicowego na wzmacniaczu operacyjnym oraz zastępczy symbol całosci

- C) Czy w układzie z rys. 8.4 jest teoretycznie spełniony warunek symetrii i czego naprawdę dotyczy? A co w praktyce może powodować jego niespełnienie?

D) Czy zastosowane w praktyce rezystory będą na pewno miały wartości rzeczywiste równe znamionowym; czy znasz pojęcie tolerancji ich wartości? * Oszacuj wartość współczynnika $CMRR_f$ i wzmacnienia A_{ucf} przy założeniu najgorszego rozkładu rzeczywistych wartości rezystorów o tolerancji np. 1 %.

E) * Jaki wpływ na pracę napięciowego wzmacniacza różnicowego mogą mieć niejednakowe i stosunkowo małe rezystancje wejściowe? Wykaż to na przykładzie liczbowym.

F) Wyprowadź zależności do obliczenia rezystancji wejściowych R_{if+} i R_{if-} w pkt. 8.3.6 Części Doświadczalnej. Pomoc: zastosuj oznaczenia wzmacnień przy sterowaniu układu sygnałem niesymetrycznym k_{uf+} , k_{uf-} i dalej traktuj wzmacniacz jak zwykły wzmacniacz napięciowy o jednym wejściu, liniowy i unilateralny, patrz zal. (8.7).

8.3. CZĘŚĆ DOŚWIADCZALNA

Tab. 8.1. Wartości elementów i dane do układu z rys. 8.4, w zależności od numeru grupy ćwiczących

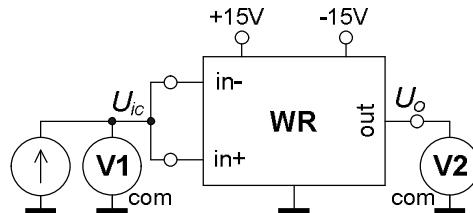
Nr grupy	1	2	3	4	5	6
R_1 [$\text{k}\Omega$]	8,2	10	6,8	10	8,2	5,6
R_2 [$\text{k}\Omega$]	82	100	68	100	82	56
R_3 [$\text{k}\Omega$]	10	6,8	10	8,2	6,8	6,8
R_4 [$\text{k}\Omega$]	100	68	100	82	68	68
$CMRR_f$ [dB]	> 72					
Typ WO	OP07C (parametry w tab. 8.3)					
Zasilanie	$U_{\text{sup}} = \pm 15 \text{ V}$					

8.3.1. Połączenie i uruchomienie układu

- Połącz układ wzmacniacza różnicowego z rys. 8.4, z elementami z tab. 8.1.
 - Sprawdź, czy elementy i zasilanie mają właściwe wartości.
 - Sprawdź, czy przy wszystkich wejściowych napięciach równych zero (wejścia zwarte z masą) na wyjściu jest nie więcej niż $\pm 1,5$ mV.

8.3.2 Symetryzacja wzmacniacza różnicowego

Ta operacja jest nazywana symetryzacją pierwszego rodzaju i polega praktycznie na minimalizacji wzmacnienia dla sygnału wspólnego lub inaczej mówiąc, teoretycznie na możliwie dokładnym wyrównaniu wzmacnień dla obu wejść, nieodwracającego i odwracającego.



Rys. 8.5. Badanie układu wejściowym sygnałem wspólnym

Masz osiągnąć współczynnik tłumienia sygnału wspólnego $CMRR_f > 4000 \text{ V/V}$ tj. wzmacnienie dla sygnału wspólnego $|A_{ucf}| < 2,5 \text{ mV/V}$ w układzie z rys. 8.5. Wyniki pomiarów napięć: wejściowego wspólnego, wyjściowego przed i po symetryzacji oraz dokonane w układzie zmiany zanotujesz w tabeli np. takiej, jak tab. 8.2. Obliczysz w obu przypadkach na zajęciach $k_{ucf} \equiv A_{ucf}$ w [mV/V] oraz $CMRR_f$ w [V/V] i w [dB] przy założeniu, że $k_{udf} \equiv A_{udf} = 10 \text{ V/V}$. Posłużysz się definicją przyrostową przy liczeniu wzmacnienia!

- Badania przed symetryzacją: układy z rys. 8.4 i 8.5, sygnał wspólny U_{ic} np. 0 V a następnie + 9 V, zmierz napięcia U_{ic} i U_o , oblicz k_{ucf} i $CMRR$. Sformułuj wniosek: czy układ wymaga symetryzacji?
- Symetryzuj układ dodając do R_2 rezystory szeregowe lub (i) równoległe przyłączonym sygnale wejściowym $U_{ic} = + 9 \text{ V}$ do osiągnięcia żądanego $|k_{ucf}|$ z lekkim zapasem np. 20%, czyli do osiągnięcia wartości napięcia wyjściowego $|U_o = f(U_{ic} = 9 \text{ V})| \leq 18 \text{ mV}$. Wskazówka: jeżeli znak k_{ucf} przed symetryzacją jest dodatni, to zacznij od zwiększenia rezystancji w gałęzi R_2 , np. o (1–2) %. Jeżeli znak jest ujemny, zacznij od dołączenia równolegle do R_2 największego z rezystorów z zestawu elementów. Zmierz napięcia, oblicz k_{ucf} i $CMRR_f$.

Tab. 8.2. Wyniki badania układu celem symetryzacji

Symetryzacja, $U_{id} = 0 \text{ V}$	Lp.	U_{ic}	U_o	k_{ucf} ¹⁾	$CMRR_f$ ²⁾	$CMRR_f$	Uwagi	
		[V]	[mV]	[mV/V]	[-]	[dB]		
Przed symetryzacją	1	0 (zwora)					Czy trzeba symetryzować?	
	2							
Po symetryzacji	1	0 (zwora)					Co zmieniono w układzie?	
	2							
¹⁾ – obliczać z definicji przyrostowej; $k_{ucf} = (U_{o2} - U_{o1})/(U_{ic2} - U_{ic1})$,								
²⁾ – obliczać przy założeniu, że k_{udf} układu jest równe znamionowemu = 10 V/V Aparatura V1: , V2: .								

8.3.3. Kompensacja niezrównoważenia układu

Po wykonanej symetryzacji możesz wykonać kompensację niezrównoważenia, czyli minimalizację błędu zera. Polega ona na przesunięciu przejściowej

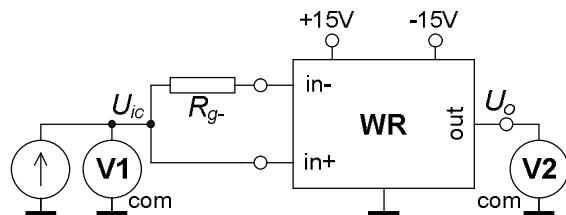
charakterystyki statycznej wzmacniacza do początku układu współrzędnych prostokątnych.

- Wykonaj to w układzie z rys. 8.5, oba sygnały wejściowe: różnicowy i wspólny mają być równe zero.
- Zmieniaj położenie suwaka potencjometru o wartości $100 \text{ k}\Omega$, włączonego w gniazdo ZERO makiety, powyżej wzmacniacza operacyjnego, aż do chwili, gdy napięcie wyjściowe spadnie poniżej $\pm 0,03 \text{ mV}$.
- Po tej operacji wzmacniacz różnicowy jest gotowy do badań.

8.3.4. Badanie charakterystyki przejściowej układu dla sygnału wspólnego

$U_o = f(U_{ic})$, wyznaczenie wzmacnienia k_{ucf} . Sygnał różnicowy ma być $U_{id} = 0 \text{ V}$.

- Badanie z rezystancją źródła sygnału $R_g = 0 \Omega$. Połącz układ zgodnie z rys. 8.5.
- Wykonaj badania w zakresie $U_{ic} : (-10 \dots 0 \dots +10) \text{ V}$, co 2 V .
- Czy poziom k_{ucf} nie zmienił się w stosunku do rezultatu z pkt. 8.3.2?
- Badanie z dodatkowym rezystorem źródła sygnału, co symuluje niesymetrię źródeł w przypadku sterowania wejściem dwoma źródłami. Włącz do poprzedniego układu rezistor $R_{g-} = 820 \Omega$, zgodnie z rys. 8.6.
- Wykonaj badania tak jak w poprzednim przypadku.
- Zwróć uwagę na bardzo duży wzrost modułu wartości k_{ucf} .

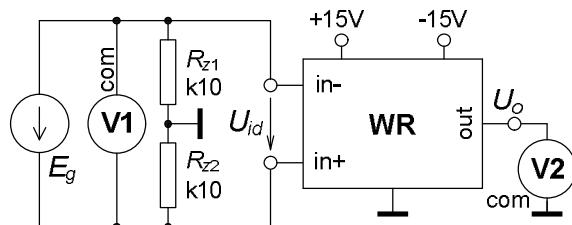


Rys. 8.6. Badanie układu wejściowym sygnałem wspólnym, z symulacją niesymetrii źródeł (R_{g-})

8.3.5 Badanie charakterystyki przejściowej układu dla sygnału różnicowego

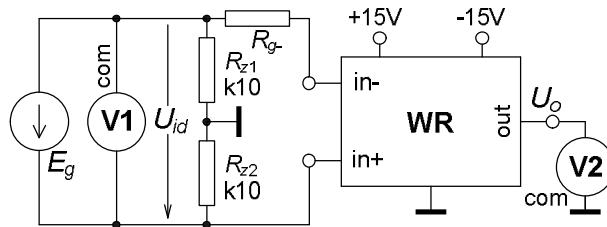
$U_o = f(U_{id})$, wyznaczenie wzmacnienia k_{udf} . Sygnał wspólny ma być $U_{ic} = 0 \text{ V}$.

- Badanie z rezystancją źródła sygnału $R_g = 0 \Omega$. Połącz układ zgodnie z rys. 8.7.



Rys. 8.7. Badanie układu wejściowym sygnałem różnicowym

- Dzielnik z rezystorami R_z umożliwia symetryczne wysterowanie obu wejść; zastanów się, ile wynoszą wejściowe sygnały: wspólny i różnicowy w stosunku do wskazań voltmierza V1.
- Wykonaj badania w zakresie $U_{id} : (-1,8 \dots 0 \dots +1,8) \text{ V}$, co $0,3 \text{ V}$.
- Zwróć uwagę na trzy odcinki charakterystyki: środkowy liniowy i dwa nieliniowe. Wzmocnienie możesz obliczyć tylko dla zakresu liniowego!

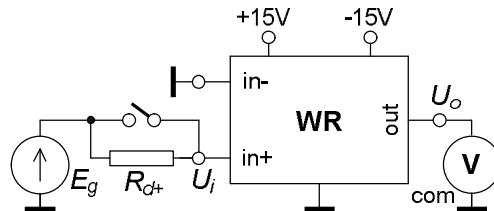


Rys. 8.8. Badanie układu wejściowym sygnałem różnicowym, z symulacją niesymetrii źródeł (R_{g-})

- Badanie z dodatkowym rezystorem źródła sygnału, co symuluje niesymetrię źródeł w przypadku sterowania wejść dwoma źródłami. Włącz do poprzedniego układu rezistor $R_{g-} = 820 \Omega$, zgodnie z rys. 8.8.
- Wykonaj badania tak jak w poprzednim przypadku; w charakterystyce będą też trzy odcinki.
- O ile procent zmieniła się wartość k_{udf} ? Czy w takim samym stopniu, jak wartości k_{ucf} w punkcie 8.3.4?

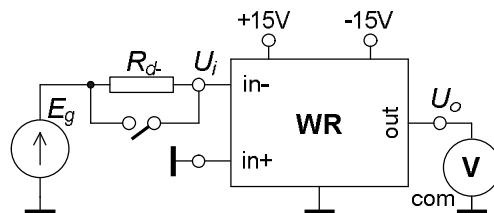
8.3.6. Badania do wyznaczenia rezystancji wejściowych

- Wejścia wysterujesz niesymetrycznie; do jednego dołączysz sygnał a drugie połączysz z masą, układ z rys. 8.9 a następnie z rys. 8.10.
- Odczytasz dwie wartości rzędu kilku woltów napięcia wyjściowego U_o przy stałym poziomie napięcia ze źródła E_g : z rezystorem R_d na wejściu i bez R_d (R_d zastąpisz zworą lub zewrzesz). Wzmacniacz nie może wejść w stan nasycenia – pracy nieliniowej!



Rys. 8.9. Wyznaczanie rezystancji wejścia nieodwracającego, sterowanie niesymetryczne

- Rezystancja wejścia nieodwracającego. Połącz układ z rys. 8.9, zastosuj rezistor $R_{d+} = 12 \text{ k}\Omega$.
- Wykonaj pomiary, podstaw zmierzone wartości do wyprowadzonej przed zajęciami zależności i oblicz rezystancję wejściową R_{if+} , porównaj ją z wstępny, teoretycznym oszacowaniem.



Rys. 8.10. Wyznaczanie rezystancji wejścia odwracającego, sterowanie niesymetryczne

- Rezystancja wejścia odwracającego. Połącz układ z rys. 8.10, zastosuj rezistor $R_{d-} = 1,5 \text{ k}\Omega$.

- Wykonaj pomiary, podstaw zmierzone wartości do wyprowadzonej przed zajęciami zależności i oblicz rezystancję wejściową R_{if-} .

8.3.7. W sprawozdaniu między innymi oblicz oba wzmacnienia układu (k_{ucf} i k_{udf} ze zbadanych w pkt. 8.3.4 i 8.3.5 charakterystyk) a z nich $CMRR$ bez rezystora R_g i z nim. Porównaj wyniki obliczeń teoretycznych sprzed zajęć z wynikami badań układu, sformułuj wnioski.

Tab. 8.3. Podstawowe właściwości wzmacniacza operacyjnego stosowanego w ćwiczeniu

Typ WO	OP07C bipolarny, precyzyjny.	
Parametr	Wartość przy 25°C	
	graniczna	typowa
A_{v0} [V/V]	$> 1,2 \cdot 10^5$	$4 \cdot 10^5$
$CMRR$ [dB]	> 94	120
$ U_{io} $ [mV]	< 0,15	0,06
$ I_{ib} $ [nA]	< 7	1,8
R_{id} [Ω]		33 M
R_{ic} [Ω]		120 G
$BW1$ [MHz]	$> 0,4$	0,6
SR [V/ μ s]	$> 0,1$	0,3
R_o [Ω]		60

9. NIELINIOWE PRZETWORNIKI SYGNAŁU NA WZMACNIACZU OPERACYJNYM. UKŁAD LOGARYTMUJĄCY, POMIAROWY PRZETWORNIK AC-DC

Cel: Poznanie zasad działania, budowy i badania układów nieliniowych na wzmacniaczu operacyjnym (WO), na przykładzie przetwornika logarytmującego oraz pomiarowego przetwornika prostującego sygnały przemienne.

W ćwiczeniu zastosujesz WO typu μA741 (polska wersja to ULY7741N) lub TL081 oraz dodatkowo OP07 w drugim układzie, znamionowe zasilanie (supply) $U_{\text{sup}} = \pm 15 \text{ V}$. Parametry tych WO zestawiono w tab. 9.2 na końcu rozdziału.

9.1. WSTĘP TEORETYCZNY

W trzech poprzednich rozdziałach WO był stosowany w układach o liniowej charakterystyce przejściowej, czyli o funkcji przetwarzania sygnału typu wielomianu pierwszego stopnia. Nie jest to jedyny obszar wykorzystania WO. Sporą grupę aplikacyjną stanowią układy o nieliniowej charakterystyce. Poza WO są w nich stosowane elementy elektroniczne o definicyjnie nieliniowych charakterystykach, jak np. diody, tranzystory. W ramach ćwiczenia zapoznasz się z dwoma przykładami takich układów: przetwornikiem logarytmującym oraz pomiarowym przetwornikiem napięcia przemiennego na stałe, czyli przetwornikiem AC-DC.

9.1.1. PRZETWORNIK LOGARYTMUJĄCY

Przetwornik o charakterystyce przejściowej opisanej funkcją logarytmiczną

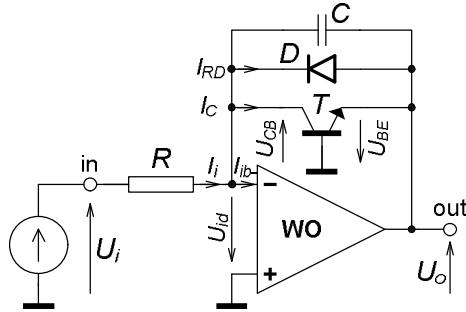
$$U_o = A \ln(BU_i) \quad (9.1)$$

jest stosowany do kompresji dynamiki wartości sygnału, np. z kilku dekad zmienności na jedną dekadę, oraz w układach wykonujących analogowo operacje uważane powszechnie za czysto numeryczne, jak np. mnożenie czy dzielenie.

W układzie przetwornika poza WO jest stosowany element półprzewodnikowy o wykładniczej zależności prądu od napięcia. Może to być dioda półprzewodnikowa, jednak lepszą dokładność działania ma układ z tranzystorem T , jak na rys. 9.1. Gdy napięcie wejściowe U_i jest dodatnie, tranzystor T przewodzi i napięcie wyjściowe U_o jest ujemne, proporcjonalne do logarytmu z prądu kolektora tranzystora I_C , praktycznie równego prądu wejściowemu układu I_i . Dodatkowa dioda D w układzie,łączona równolegle z tranzystorem T jest wtedy spolaryzowana zaporowo i płynie przez nią bardzo mały prąd wsteczny I_{RD} . Dopiero przy ujemnym znaku U_i dioda D przewodzi, ograniczając dodatnie napięcie wyjściowe do około 0,7 V, czyli zabezpiecza WO przed osiągnięciem przez jego wyjście stanu nasycenia przy takiej polaryzacji wejścia. Przy bardzo małych prądach wejściowych oba elementy półprzewodnikowe mają bardzo duże rezystancje. Aby w takim stanie układu ograniczyć wpływ zmiennych sygnałów zakłócających, szumów, włączono do układu kondensator C , którego reaktancja maleje ze wzrostem częstotliwości zakłóceń, a tym samym maleje wzmacnienie układu.

Praca układu w zasadzie opiera się na idei przetwarzania logarytmu wejściowego prądu I_i na wyjściowe napięcie U_o ; wynika to z rodzaju charakterystyki przejściowej zastosowanego elementu nieliniowego oraz sposobu jego połączenia z WO. Rezystor

R pełni rolę przetwornika wejściowego napięcia U_i na prąd I_i . Pozorna masa w węźle przy we-WO powoduje, że układ ma cechy VEA (patrz rozdział 7) i takie przetworzenie U_i na I_i jest praktycznie pozbawione błędu metody.



Rys. 9.1. Przetwornik logarytmujący napięcie wejściowe, z tranzystorem jako podstawowym elementem nieliniowym

Przy dodatnim napięciu wejściowym, w układzie z idealnym WO ($U_{id} \Rightarrow 0$ V, zerowy prąd I_{ib} wejścia WO, zero rezystancja wyjściowa WO):

$$I_i = \frac{U_i}{R}, \quad I_i = I_C + I_{RD} \approx I_C + I_{SD} \approx I_C, \quad U_o = -U_{BE} \quad (9.2)$$

oraz $I_C = I_{ST} \left[\exp\left(\frac{U_{BE}}{M_T \varphi_T}\right) - 1 \right]$ gdy $U_{CB} = -U_{id} \approx 0$ V,

gdzie: I_{RD} – prąd wsteczny diody, równy praktycznie I_{SD} przy wstecznym napięciu na diodzie rzędu kilkuset mV,

I_{ST} , I_{SD} – wsteczne prądy nasycenia, odpowiednio tranzystora i diody,

I_C – prąd kolektora tranzystora,

U_{BE} i U_{CB} – napięcia tranzystora, odpowiednio baza-emiter i kolektor-baza,

φ_T – potencjał elektrotermiczny $= kT/q = 25,5$ mV przy $T = 296$ K,

$k = 1,3807 \cdot 10^{-23}$ J/K = $86,17 \mu\text{eV/K}$ – stała Boltzmanna,

$q = |1\text{ e}| = 1,6022 \cdot 10^{-19}$ C – ładunek elementarny,

T – temperatura wnętrza tranzystora, diody w kelwinach,

M_T – współczynnik korekcyjny dla tranzystora, równy prawie 1.

Stosowane w laboratorium elementy przy $T = 296$ K mają przeciętnie wsteczne prądy nasycenia: I_{ST} rzędu kilkudziesięciu fA, I_{SD} rzędu pojedynczych nA. Rzeczywiste wartości mogą różnić się nawet o jedną do dwóch dekad wartości. Przy dostatecznie dużych wartościach wejściowego prądu stosunek I_C/I_{ST} jest na tyle duży, że w nawiasie kwadratowym z zależnością eksponentjalną w (9.2) można pominać jedynkę i po przekształceniach zależność opisująca charakterystykę przejściową będzie miała postać znamionową:

$$U_o \approx -M_T \varphi_T \ln \left[\frac{U_i}{RI_{ST}} \right]. \quad (9.3)$$

Porównanie zależności (9.1) i (9.3) wykazuje, że układ w zasadzie spełnia wymagania. Odpowiednie współczynniki w (9.1), przy logarytmowaniu dodatnich napięć (gałąź charakterystyki w IV ćwiartce układu współrzędnych prostokątnych: na wejściu + i stąd indeks „+”, na wyjściu –) mają wartości:

$$A_+ = -M_T \varphi_T, \quad B_+ = \frac{1}{R I_{ST}}. \quad (9.4)$$

Oba współczynniki są wymiarowe, zależą od temperatury (wielkości φ_T i I_{ST}), a także od egzemplarza zastosowanego tranzystora. Stosowane w praktyce układy są mocno rozbudowane w stosunku do wersji najprostszej z rys. 9.1 i znacznie zmniejszają te zależności.

Przy najmniejszych przetwarzanych napięciach podstawową przyczyną błędu będą oba wsteczne prądy nasycenia (I_{ST} i I_{SD}), prąd we-WO, praktycznie równy wejściowemu pradowi polaryzacji I_{ib-} oraz U_{io} – wejściowe napięcie niezrównoważenia WO. Błąd ten najwygodniej zdefiniować w stosunku do wejściowego, dodatniego prądu układu:

$$\begin{aligned} \delta_{I_{i+}}(I_{ST}, I_{SD}, I_{ib-}, U_{io}) &\approx \left[\frac{I_{ST} - I_{SD} - I_{ib-}}{I_i} - \frac{U_{io}}{R I_i} \right] 100 \% = \\ &= \frac{100 \%}{U_i} [R(I_{ST} - I_{SD} - I_{ib-}) - U_{io}]. \end{aligned} \quad (9.5)$$

Przy dużych wejściowych napięciach prąd przepływający przez tranzystor może spowodować zauważalny dodatkowy spadek napięcia na resztowej statycznej rezystancji złącza baza-emiter R_E rzędu kilku omów, zwiększający moduł napięcia wyjściowego. Będzie miał on znaczenie, gdy prąd wejściowy osiągnie rząd 1 mA. Ten błąd najwygodniej odnieść do napięcia wyjściowego, w tym przypadku ujemnego (napięcia podstawiaj ze znakiem!):

$$\delta_{U_{o-}}(R_E) \approx -\frac{I_i R_E}{U_o} 100 \% = -\frac{U_i R_E}{U_o R} 100 \% = \left| \frac{U_i}{U_o} \right| \frac{R_E}{R} 100 %. \quad (9.6)$$

W przypadku ujemnego znaku napięcia wejściowego tranzystor jest zatkany a przewodzi dioda. Związek między napięciem wyjściowym i wejściowym układu jest także logarytmiczny. Będzie to gałąź charakterystyki w II ćwiartce prostokątnego układu współrzędnych, współczynniki A i B w znamionowej zależności (9.1) będą miały inne wartości i znaki. Teraz trzeba uwzględnić M_D – współczynnik korekcyjny dla diody, dodatkowy mnożnik φ_T w zależności eksponencjalnej takiej, jak w (9.2), w przedziale 1–2 dla krzemowych diod uniwersalnych i prostowniczych (patrz rozdz. 2):

$$A_- = M_D \varphi_T, \quad B_- = \frac{-1}{R I_{SD}}. \quad (9.7)$$

Podstawowe błędy przetwarzania najmniejszych i największych prądów będą co do zależności podobne; rezystancję R_E tranzystora zastąpi resztowa statyczna rezystancja diody R_D :

$$\begin{aligned} \delta_{I_{i-}}(I_{ST}, I_{SD}, I_{ib-}, U_{io}) &= \frac{100 \%}{|U_i|} [R(I_{SD} - I_{ST} + I_{ib-}) + U_{io}], \\ \delta_{U_{o+}}(R_D) &= -\frac{U_i R_D}{U_o R} 100 \% = \left| \frac{U_i}{U_o} \right| \frac{R_D}{R} 100 %. \end{aligned} \quad (9.8)$$

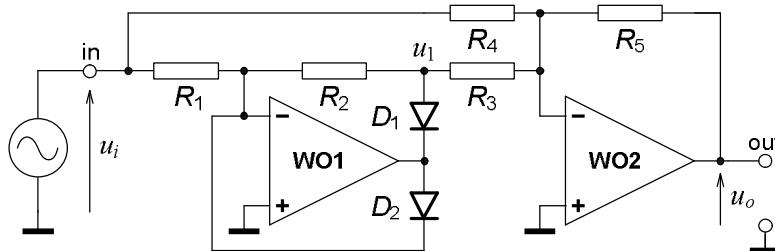
Zależność podstawowa (9.3) i błędy (9.5) i (9.6) byłyby niezależne od znaku wejściowego napięcia tylko wtedy, gdyby zastosować równolegle do tranzystora T o strukturze npn drugi tranzystor komplementarny, tj. o identycznych właściwościach, ale pnp. Można byłoby wtedy dodatkowo spodziewać się wzajemnej kompensacji błędów spowodowanych wstecznymi prądami nasycenia tych tranzystorów. Par tranzystorów o takich właściwościach niestety nie ma!

9.1.2. POMIAROWY PRZETWORNIK AC-DC

Przetwornik AC-DC to inaczej prostownik, czyli układ dający na wyjściu wartość bezwzględną z przemiennego sygnału wejściowego. Dodatkowy przymiotnik „pomiarowy” sygnalizuje, że chodzi w tym przypadku o wersję dokładną, o praktycznie niezauważalnym wpływie rzeczywistych charakterystyk zastosowanych elementów jednokierunkowych – diod. Często taki układ jest nazywany prostownikiem liniowym, ze względu na znamionową postać opisu charakterystyki dla jednego znaku wejściowego sygnału, w przykładzie wersja zapisu dla napięciowych sygnałów na wejściu i wyjściu:

$$u_o(t) = k|u_i(t)|. \quad (9.9)$$

Wersja podstawowa takiego układu (rys. 9.2) składa się z dwóch stopni na wzmacniaczach operacyjnych. Pierwszy stopień jest układem nieliniowym, wzmacniacz współpracuje z dwoma diodami i na jego wyjściu (sygnał u_1) jest albo wzmacniona wartość dodatniego napięcia wejściowego z ujemnym znakiem, albo zero, gdy napięcie wejściowe jest ujemne. Drugi stopień jest klasycznym liniowym sumatorem odwracającym, dającym na wyjściu ujemny spadek napięcia z rezystora R_5 , pochodzący od sumy prądów z R_3 i R_4 . W efekcie cały układ prostuje dwupołówkowo sygnał wejściowy.



Rys. 9.2. Pomiarowy przetwornik AC-DC, czyli prostownik liniowy

Przy pominięciu wstecznych prądów diod oraz niedoskonałości wzmacniaczy:

$$\begin{aligned} \text{dla } u_{i+}, \text{ gdy } u_i = |u_i|, \quad u_o(t) &= u_{i+}(t) \left[\frac{R_2 R_5}{R_1 R_3} - \frac{R_5}{R_4} \right], \\ \text{a dla } u_{i-}, \text{ gdy } u_i = -|u_i|, \quad u_o(t) &= u_{i-}(t) \frac{-R_5}{R_4}. \end{aligned} \quad (9.10)$$

Aby transmitancja dla napięć obu znaków było jednakowa, musi być spełniony warunek:

$$\frac{R_2 R_5}{R_1 R_3} - \frac{R_5}{R_4} = \frac{R_5}{R_4} \quad \rightarrow \quad \frac{R_2}{R_1} = 2 \frac{R_3}{R_4}. \quad (9.11)$$

Można go sprawdzić i skorygować brak jego spełnienia wskutek różnic między wartościami rzeczywistymi i znamionowymi rezystorów np. poprzez adjustację (tutaj doregulowanie R_3) przy wstępny badaniu układu sygnałem staalonapięciowym. Bez takiej adjustacji może pojawić się błąd – asymetria charakterystyki dla u_{i+} i u_{i-} .

Często w literaturze zaleca się budowę tego układu z wartościami rezystorów

$$R_1 = R_2 = R_4 = R_5 = R \quad \text{oraz} \quad R_3 = 0,5R, \quad (9.12)$$

co daje m.in. wartość transmitancji k w zależności (9.9) równą jeden. Jest to wygodne rozwiązanie, ale nie jedyne!

Głównymi źródłami błędów działania układu, poza oczywiście niedokładnością rezystorów, są wejściowe napięcia niezrównoważenia oraz prądy polaryzacji wejść odwracających obu wzmacniaczy. Wyjściowe napięcie niezrównoważenia, czyli bezwzględny błąd zera charakterystyki przejściowej układu, dla dodatniego napięcia wejściowego u_{i+} , tj. gdy $u_i = |u_i|$

$$\begin{aligned} U_{oo+} \equiv \Delta_{u_{o+}}(U_{io}, I_{ib}) &= U_{io1} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(-\frac{R_5}{R_3} \right) + I_{ib1} R_2 \left(-\frac{R_5}{R_3} \right) + \\ &+ U_{io2} \left(1 + \frac{R_5}{R_3 \| R_4 } \right) + I_{ib2} R_5, \end{aligned} \quad (9.13)$$

a dla ujemnego napięcia wejściowego u_{i-} , tj. gdy $u_i = -|u_i|$

$$U_{oo-} \equiv \Delta_{u_{o-}}(U_{io}, I_{ib}) = U_{io2} \left[1 + \frac{R_5}{(R_2 + R_3) \| R_4} \right] + I_{ib2} R_5. \quad (9.14)$$

W obu ostatnich zależnościach znaki + i – w indeksach oznaczeń wielkości odnoszą się do znaku napięcia wejściowego, bo w obu przypadkach napięcie wyjściowe jest dodatnie! Jeżeli wartości rezystorów w układzie są dobrane zgodnie z sugestią w (9.12), to zależności (9.13) i (9.14) upraszczają się do postaci:

$$U_{oo+} = 4(U_{io2} - U_{io1}) + R(I_{ib2} - 2I_{ib1}), \quad (9.15)$$

$$U_{oo-} = \frac{8}{3}U_{io2} + RI_{ib2}. \quad (9.16)$$

Wpływ prądów polaryzacji w zależnościach (9.13) i (9.14) można zmniejszyć włączając rezystory między wejścia nieodwracające WO i masę, o wartościach $R_1 \| R_2$ w pierwszym stopniu układu i $R_3 \| R_4 \| R_5$ w drugim stopniu. W takim przypadku w zależnościach będą wejściowe prądy niezrównoważenia, kilka razy mniejsze od prądów polaryzacji. W ćwiczeniu takie rezystory nie będą stosowane.

Dodatkowy kondensator, włączony równolegle do R_5 (jak na rys. 9.4) spowoduje, że w rezultacie drugi stopień będzie integratorem sumującym; odfiltruje składowe przemienne i na wyjściu pozostanie praktycznie tylko składowa stała wyprostowanego sygnału.

9.2. PRACE PRZED ZAJĘCIAMI

Stopień wykonania punktów 9.2 i 9.3 rzutuje na ocenę całej grupy.

- A) Przypomnij sobie sposoby podawania właściwości WO (tabele, wykresy, warunki) oraz wartości podstawowych parametrów dla wzmacniaczy, które mogą być stosowane w ćwiczeniu z tab. 9.2 na końcu programu ćwiczenia i na stronach internetowych producentów układu. Przykład zasilania i zerowania układu na WO znajdziesz w rozdz. 6, rys. 6.1.
- B) Oblicz wartość jednego, stałego rezystora R do układu logarytmującego z rys. 9.1 według danych dla grupy w tab. 9.1, a następnie współczynniki w transmitancji układu w temperaturze otoczenia $T = 296$ K, w IV i II ćwiartce prostokątnego układu współrzędnych. Przyjmij dostępnych obliczeń wartości wstępnych prądów nasycenia $I_{ST} = 20$ fA, $I_{SD} = 2,0$ nA oraz współczynników korekcyjnych $M_T = 1,00$ i $M_D = 1,80$.
- C) Oblicz oczekiwany zakres zmian napięcia na wyjściu układu logarytmującego czyli granice U_{omin} i U_{omax} , jeżeli napięcie wejściowe U_i będzie ze znakiem plus, a następnie minus w przedziale (0,01–10) V.
- D) Oblicz składniki błędu przetwarzania układu logarytmującego dla najmniejszych i największych wartości wejściowego sygnału; przyjmij typowe wartości prądu polaryzacji i napięcia niezrównoważenia WO typu μA741 z tab. 9.2 oraz resztowe rezystancje szeregowego tranzystora $R_E = 1,0 \Omega$ i diody $R_D = 2,0 \Omega$.
- E) Oblicz wartości rezystorów R_3 i R_5 do liniowego prostownika z rys. 9.2: opieraj się na danych dla grupy z tab. 9.1 oraz spełnij warunek, że średnia wartość napięcia wyjściowego U_{oDC} powinna być równa skutecznej wartości U_i wejściowego sygnału sinusoidalnego – uwaga, nie będzie wtedy $k = 1$! Uwzględnij możliwość doregulowania wartości R_3 za pomocą rezystora o zmienianej rezystancji do $1 \text{ k}\Omega$ lub $20\text{k}\Omega$ (rys. 9.4), stanowiącej nie więcej niż 30 % całej rezystancji R_3 .

9.3. CZĘŚĆ DOŚWIADCZALNA

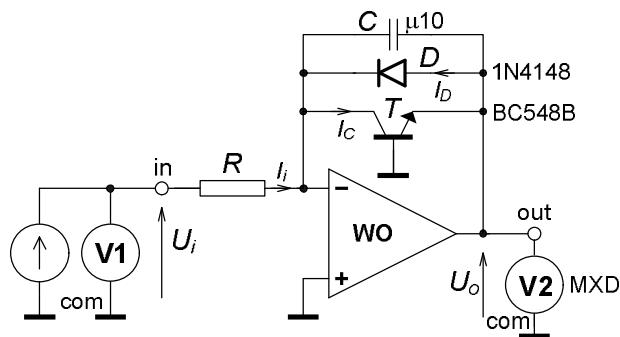
Tab. 9.1. Wartości elementów do nieliniowych przetworników na wzmacniaczach operacyjnych

Układ	Element, wielkość	Numer grupy					
		1	2	3	4	5	6
Rys. 9.1, przetwornik logarytmujący, odwracający	$ I_{imax} \approx [\text{mA}]$	5	2	0,2	0,5	1	0,3
	$ U_i [\text{V}]$	0,01–10					
	WO	$\mu\text{A741 lub TL081}$					
Rys. 9.2, pomiarowy przetwornik AC-DC	$R_1 = R_2 [\text{k}\Omega]$	47	10	22	10	22	47
	$R_4 [\text{k}\Omega]$	20	220	100	82	18	12
	WO1 i WO2	$\mu\text{A741 lub TL081 i OP07}$					

9.3.1. Przetwornik logarytmujący; zerowanie wzmacniacza, połączenie układu i uruchomienie

Ćwiczenie wykonasz w górnej części makiety Wzmacniacze Operacyjne, rys. 14.6.

- Wybrany WO do pracy w przetworniku połącz w konfiguracji wtórnika i przy zwartym wejściu skompensuj jego wejściowe napięcie niezrównoważenia za pomocą potencjometru ZERO, $10 \text{ k}\Omega$ lub $20 \text{ k}\Omega$ do WO typu μA741 oraz $100 \text{ k}\Omega$ do WO typu TL081.



Rys. 9.3. Układ do badania przetwornika logarytmującego sygnałem DC

- Pozostaw ten potencjometr w układzie, połącz układ przetwornika logarytmującego z rys. 9.3 z przyrządami do badania.
- Podaj na wejście ze źródła DC kolejno napięcie około -10 V , $+10\text{ V}$ a następnie -10 mV , $+10\text{ mV}$, zapisz i porównaj reakcję układu – napięcie wyjściowe z wartościami obliczonymi przed zajęciami.
- W razie dużych różnic wymień elementy na pełnosprawne.

9.3.2. Charakterystyka przejściowa i transmitancja przetwornika logarytmującego

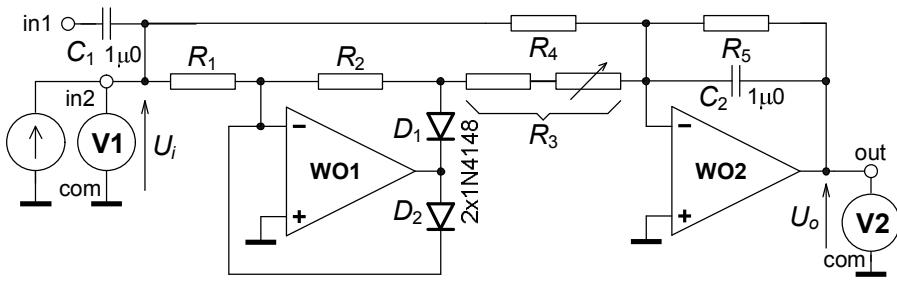
- Zbadaj charakterystykę przejściową układu $U_o = f(U_i)$ sygnałem DC dodatnim i ujemnym ($0,01\text{--}10$) V na wejściu, w sekwencji $(1\text{--}3\text{--}10)\cdot10^k$, k – całkowite.
- Zmierz także reakcję układu na zerowe napięcie wejściowe (wejście zwarte) oraz zerowy prąd wejściowy (wejście otwarte – „wisiące”).
- Zmierz rezystancję zastosowanego rezystora R oraz temperaturę w laboratorium.
- W sprawozdaniu m.in. przedstaw wyniki na wykresach liniowym a następnie półlogarytmicznym (U_o ze skalą liniową). Ze względu na możliwe kłopoty ze strony edytora wykresów przy ujemnych wartościach, zaleca się wykreślać $|U_o| = f(|U_i|)$ lub $|U_o| = f(|I_i|)$.
- Z wykresów lub wyników z tabeli wyznacz prawdziwe wartości współczynników A , B w zapisie transmitancji układu, oddzielnie dla obu gałęzi charakterystyki, nie zapomnij o właściwych znakach i jednostkach!
- Następnie oblicz prawdziwe parametry M i I_s obu elementów nieliniowych, zastosowanych w pętli wokół WO.
- Porównaj wartości przyjęte i oszacowane przed zajęciami z obliczonymi z badań.

9.3.3. Pomiarowy przetwornik AC-DC, połączenie układu i symetryzacja

- Połącz układ zgodnie z rys. 9.4. i 9.6.
- Dolaczając na zmianę na wejście in2 dodatnie i ujemne stałe napięcie o tym samym module rzędu kilku voltów reguluj zmienną część R_3 przy dodatnim U_i , aż reakция układu w obu przypadkach będzie praktycznie identyczna.

9.3.4. Charakterystyka przejściowa i transmitancja przetwornika AC-DC

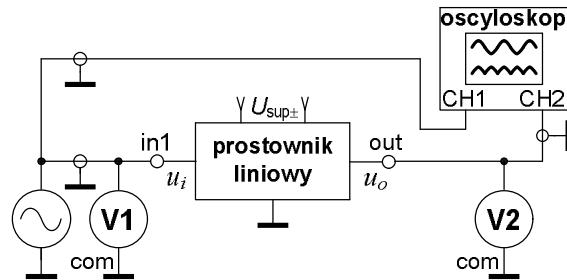
- Zbadaj charakterystykę przejściową układu $U_o = f(U_i)$ sygnałem DC, dołączonym jak na rys. 9.4 do wejścia 2 (in2), w zakresie od -9 V do $+9\text{ V}$, co 3 V , z dodatkowymi punktami $\pm 1\text{ V}$, $\pm 0,5\text{ V}$ oraz zerem (wejście zwarte).
- Wykonaj wykres całej charakterystyki i oblicz transmitancje układu dla dodatnich i ujemnych sygnałów wejściowych.
- Oblicz błąd zera, błąd symetrii charakterystyki i błąd liniowości układu. Definicje tych błędów znajdź w literaturze i skonsultuj z prowadzącym zajęcia.



Rys. 9.4. Pomiarowy przetwornik AC-DC z aparaturą do badania wejściowym sygnałem DC

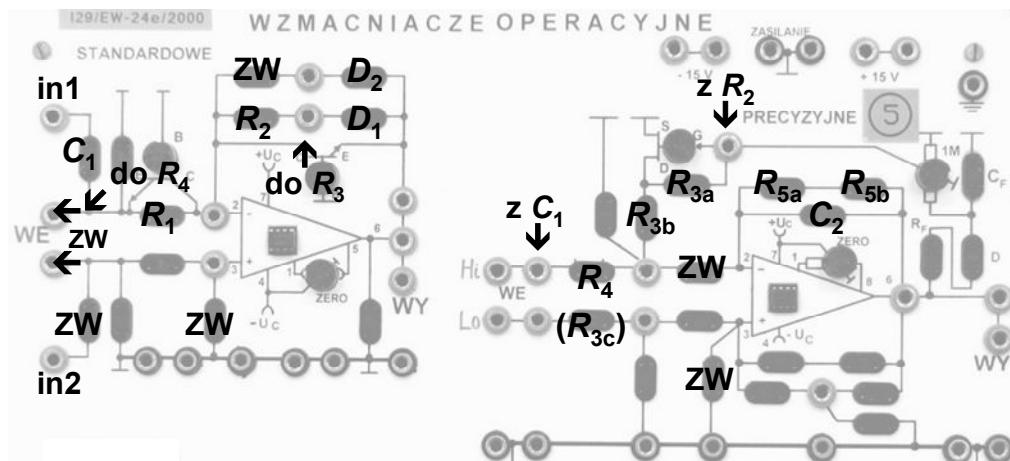
9.3.5. Badanie przetwornika AC-DC sygnałem przemiennym

- Dołącz do układu aparaturę zgodnie z rys. 9.5. Uwaga, wejściem układu jest teraz in1. Ta zmiana w stosunku do poprzedniego punktu ma wyeliminować wpływ ewentualnej resztkowej składowej stałej w sygnale z generatora.



Rys. 9.5. Pomiarowy przetwornik AC-DC z aparaturą do badania wejściowym sygnałem AC

- Wyłącz w drugim stopniu układu kondensator C_2 . Podaj na wejście sygnał sinusoidalny o częstotliwości kilkuset Hz i wartości skutecznej rzędu kilku woltów.
- Obserwuj na osциloskopie kształt sygnału wyjściowego przy stopniowym jego zmniejszaniu, zanotuj uwagi. Włącz C_2 i przy kilku woltach na wejściu obserwuj tętnienia w wyjściowym sygnale.
- Następnie przy włączonym C_2 zbadaj charakterystykę przejściową układu $U_{oDC} = f(U_{iRMS})$ w zakresie liniowej pracy układu. Punkty pomiarowe grupa dobiera sama; wykonanie tej części będzie dodatkowo oceniane.
- Oblicz transmitancję z ostatniej charakterystyki. Czy jej wartość jest zgodna z żądaną 1,00? Jakie jest względne odstępstwo od znamionowej wartości?



Rys. 9.6. Propozycja łączenia układu pomiarowego przetwornika AC-DC, ZW to zwory

Tab. 9.2. Podstawowe właściwości wzmacniaczy operacyjnych, stosowanych w ćwiczeniu

Typ WO	μ A741, bipolarny, standardowy		TL081C, JFET, standardowy, szybszy		OP07C, bipolarny, precyzyjny	
Parametr ¹⁾	Wartość przy 25°C		Wartość przy 25°C		Wartość przy 25°C	
	graniczna	typowa	graniczna	typowa	graniczna	typowa
A_{V0} [V/V]	$> 2 \cdot 10^4$	$1 \cdot 10^5$	$> 2,5 \cdot 10^4$	$2 \cdot 10^5$	$> 1,2 \cdot 10^5$	$4 \cdot 10^5$
$CMRR$ [dB]	> 70	90	> 70	86	> 94	120
$ U_{io} $ [mV]	< 6	2	< 10	3	< 0,15	0,06
$ I_{ib} $ [nA]	< 500	80	< 0,4	0,02	< 7	1,8
$ I_{io} $ [nA]	< 200	20	< 0,1	0,005	< 6	0,8
R_{id} [Ω]		2 M	≥ 1 T			33 M
R_{ic} [Ω]	≥ 100 M		> 1 T			120 G
$BW1$ [MHz]	$> 0,5$	0,7	$> 2,5$	4	$> 0,4$	0,6
SR [V/ μ s]	$\geq 0,5$		> 8	16	$> 0,1$	0,3
R_o [Ω]		75	≤ 100			60

¹⁾ - wartości z katalogu producenta, którego wyrob jest uzywany w laboratorium

10. GENERATOR FALI SINUSOIDALNEJ

Cel: Praktyczne poznanie układu generatora fali sinusoidalnej, tzw. czwórnikowego na wzmacniaczu operacyjnym z selektywnym układem RC: warunki wzbudzenia i stabilnej pracy układu, dobór elementów, wpływ zasilania i obciążenia. Metody badania i opisu, analiza wyników i sposób ich prezentacji, porównanie wyników badań z oszacowaniami teoretycznymi.

Połączysz, uruchomisz i zbadasz generator fali sinusoidalnej z czwórnikiem Wiena na WO typu OP07 (rys. 10.1), w części Wzmacniacze Precyzyjne makiety ze Wzmacniaczami Operacyjnymi (rys. 14.6). Wzmacniacz będzie pracował liniowo, objęty dwoma pętlami sprzężenia zwrotnego: dodatnią selektywną RC, ustalającą częstotliwość generacji i ujemną nieliniową, ustalającą napięcie wyjściowe. Znamionowe zasilanie układu będzie symetryczne $U_{\text{sup}} = \pm 15 \text{ V}$. Podstawowe parametry wzmacniacza operacyjnego stosowanego w ćwiczeniu znajdziesz w tab. 10.4, na końcu rozdziału.

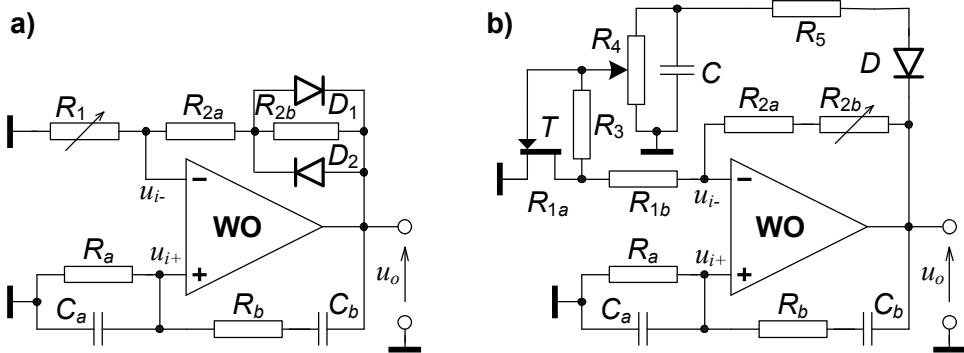
10.1. WSTĘP TEORETYCZNY

Generatory w układach elektronicznych dostarczają zazwyczaj sygnałów okresowych o konkretnej częstotliwości i o pożdanym kształcie fali. Generator musi mieć układ aktywny, zamieniający część energii zasilania w energię sygnału wyjściowego. Może to być tranzystor w konkretnym układzie pracy (np. WE), wzmacniacz operacyjny, funktor cyfrowy. W generatorze muszą także być obwody z elementami ustalającymi częstotliwość i napięcie fali. Generatory z definicji nie posiadają wejścia sygnału; są układami samowzbudnymi a nie przetwornikami sygnałów, natomiast niektóre mają tzw. wejście blokady, przerywające w razie potrzeby generację fali.

10.1.1. GENERATOR FALI SINUSOIDALNEJ Z SELEKTYWNYM CZWÓRNIKIEM WIENA

W układzie tego generatora (rys. 10.1) wzmacniacz pracuje liniowo; jego wyjście nie wchodzi w stany nasycenia. Do ustalenia częstotliwości generacji służy selektywny czwórnik Wiena z gałęziami: szeregową R_bC_b między wyjściem a wejściem WO i równoległą R_aC_a z wejścia WO do masy. Ponieważ w tym selektywnym czwórniku kąt przesunięcia fazowego jest zerowy przy częstotliwości charakterystycznej, a moduł transmitancji osiąga przy niej maksimum (patrz rozdz. 1, rys. 1.10), czwórnik włączono po stronie nieodwracającego wejścia WO, tworząc pętlę dodatniego sprzężenia zwrotnego DSZ.

Pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego USZ, zapięta między wyjściem WO a jego odwracającym wejściem musi zawierać m.in. element zmieniający swoje właściwości, np. rezystancję dynamiczną, pod wpływem napięcia wyjściowego, co w efekcie ustali amplitudę wyjściowej fali na pożądanej wartości. W układzie z rys. 10.1a tym elementem są połączone równolegle diody D_1D_2 o rezystancji dynamicznej $r_D = f(u_o)$, tworzące z rezystorem R_{2b} nieliniowy dwójnik o rezystancji $R_{2b}||r_D$, malejącej ze wzrostem napięcia sygnału wyjściowego. Przy chwilowym wzroście napięcia transmitancja czwórnika w pętli USZ rośnie, a więc nieproporcjonalnie bardziej rośnie napięcie na wejściu odwracającym WO, rośnie USZ hamując dalszy wzrost; amplituda sygnału wyjściowego jest praktycznie stabilna. Pożądaną wartość amplitudy ustala się nastawą wartości rezystora R_1 .



Rys. 10.1. Schematy układów generatorów fali sinusoidalnej z selektywnym czwórnikiem Wiena w pętli DSZ: a) z diodami w pętli USZ, b) z tranzystorem polowym w pętli USZ

Rozwiązywanie układowe jest proste, tanie i mało zawodne, ale kształt wyjściowego sygnału jest słabej jakości wskutek reagowania diod na wartość chwilową sygnału. Jakość sygnału poprawia się, gdy rezystancja nieliniowego dwójnika maleje w porównaniu z rezystancją R_{2a} . Autor zaleca dobrą wartością $R_{2a} = (2-5)R_{2b}$.

Lepsze rozwiązanie to zastosowanie w pętli USZ elementów reagujących na wartość skuteczną, ale uśrednioną w pewnym przedziale czasu, np. rzędu kilkunastu – kilkuset milisekund. Przykładem takiego elementu może być termistor NTC,łączony w miejsce diod, zmniejszający swą rezystancję wskutek wzrostu wydzielającej się w nim mocy. W przypadku zastosowania termistora PTC lub żarówczki małej mocy z włóknem wolframowym, których rezystancja rośnie ze wzrostem mocy, powinno się jełączyć zamiast rezystora R_1 .

Bardziej skomplikowane układowo rozwiązanie pętli USZ pokazano na rys. 10.1b. Tworzą ją rezystory R_{2a} , R_{2b} , R_{1b} oraz rezystancja kanału typu n złączowego tranzystora polowego T , oznaczona jako R_{1a} . Kanał tranzystora pracuje jako rezistor o wartości sterowanej ujemnym napięciem między bramką i źródłem. Ujemne napięcie sterujące to wynik wyprostowania przez diodę D i odfiltrowania przez kondensator C wyjściowej sinusoidy. Rezystor R_5 ustala stałą czasową ładowania kondensatora, a rezistor R_4 ustala znacznie większą stałą czasową jego rozładowania. Rezystor R_3 poprawia liniowość pracy tranzystora, a do regulacji służą: rezistor nastawny R_{2b} i potencjometr R_4 . W trakcie pracy układu chwilowe napięcie na kanale tranzystora nie powinno przekraczać około 100 mV; im będzie mniejsze, tym bardziej liniowa będzie zastępca rezystancja R_{1a} , a więc i bliższy idealowi kształt sygnału.

Częstotliwość charakterystyczną f_0 selektywnego czwórnika Wiena w układach z rys. 10.1 określają stałe czasowe gałęzi, a najlepsza stromość i selektywność charakterystyki transmitancji czwórnika od częstotliwości będzie przy ich równości:

$$\tau_a = R_a C_a = \tau_b = R_b C_b = \tau, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\tau}, \quad (10.1)$$

przy czym powinien być spełniony warunek $R_b \geq R_a$. Gdy $R_b = R_a$, czwórnik jest nazywany symetrycznym. Z równości stałych czasowych w zależności (10.1) wynika bardzo istotny związek między stosunkami wartości elementów czwórnika:

$$\frac{R_b}{R_a} = \frac{C_a}{C_b}. \quad (10.2)$$

Przy częstotliwości f_o przesunięcia fazowe w obu pętlach sprzężenia zwrotnego są zerowe, a moduły transmitancji powinny być prawie jednakowe – ściślej ich różnica powinna być równa odwrotności wzmacnienia różnicowego WO. Dla układu z rys. 10.1a moduły transmitancji czwórników, tworzących pętle:

$$\left| \underline{\beta}_+ \right| = \left| \frac{\underline{U}_{i+}}{\underline{U}_o} \right|_{f_o} = \frac{1}{1 + 2 \frac{R_b}{R_a}} \xrightarrow{R_b=R_a} \frac{1}{3}, \quad (10.3)$$

$$\left| \underline{\beta}_- \right| = \left| \frac{\underline{U}_{i-}}{\underline{U}_o} \right|_{f_o} = \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1}}, \quad \text{gdzie } R_2 = R_{2a} + R_{2b} \| r_D. \quad (10.4)$$

Z porównania zależności (10.3) i (10.4) warunek modułów, dla generacji, ma postać:

$$\left| \underline{\beta}_- \right| \approx \left| \underline{\beta}_+ \right| \rightarrow \frac{R_2}{R_1} = 2 \frac{R_b}{R_a}. \quad (10.5)$$

Gdyby w układzie zastosować czwórkik selektywny o minimum modułu transmitancji przy częstotliwości charakterystycznej i o zerowym przesunięciu fazowym przy niej, jak np. układ T zboczniikowane (patrz rys. 7.2 w rozdz. 7), to powinien być onłączony po stronie wejścia odwracającego WO. W takim przypadku czwórkik z elementem nieliniowym, ustalający amplitudę wyjściowej fali powinien byćłączony po stronie wejścia nieodwracającego wzmacniacza, a gałąź o malejącej rezystancji przy wzroście sygnału – między tym wejściem a masą układu.

10.2. PRACE PRZED ZAJĘCIAMI

Stopień wykonania punktów 10.2 i 10.3 rzutuje na ocenę całej grupy.

- A) Oblicz częstotliwość generacji f układu generatora fali sinusoidalnej z rys. 10.1a, na podstawie danych z tab. 10.1 dla Twojej grupy. Nieliniowy dwójnik równolegle połączonych $D_1 \| R_{2b} \| D_2$ nie wymaga składania, jest w laboratorium a dane jego elementów są w tab. 10.1. Przyjmij do obliczeń, że przy stabilnej pracy układu całkowita zastępca rezystancja tego dwójnika to około $\frac{1}{2}R_{2b}$. Oblicz rezystancję R_1 , spełniającą warunek wzbudzenia i stabilnej pracy.
- B) Jak zmienia się zastępca rezystancja tego nieliniowego dwójnika przy wzroście amplitudy generowanego sygnału? Jak zmienia się w tym przypadku transmitancja czwórnika w pętli USZ? Na jaką wartość naprawdę reaguje ten dwójnik?
- C) Jak zachowa się układ generatora, czyli co może być na wyjściu i dlaczego, gdy odłączysz rezistor R_1 , tzn. $R_1 = \infty$? A jak i dlaczego, gdy zastąpisz R_1 zworą?
- D) Jak powinien być połączony czwórkik w pętli USZ, jeżeli elementem wrażliwym na sygnał byłaby żaróweczka małej mocy z włóknem wolframowym? Na jaką wielkość sygnału wyjściowego i jak reagowałby ten element? Narysuj schemat takiego generatora.

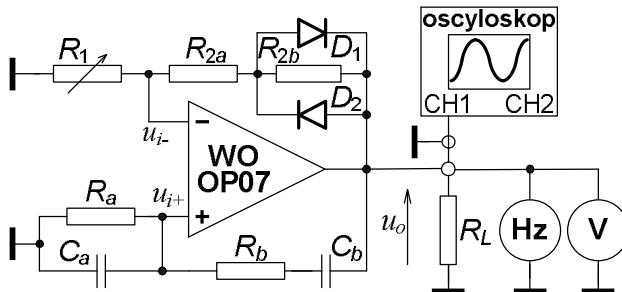
10.3. CZĘŚĆ DOŚWIADCZALNA

10.3.1. Połączenie i wstępne uruchomienie układu

- Połącz układ generatora fali sinusoidalnej z rys. 10.2, bez rezystora obciążenia R_L , ze znamionowym zasilaniem U_{sup} .
- Włącz zasilanie, uruchom układ, sprawdź, czy amplituda fali reaguje na zmiany wartości R_1 .
- Sprawdź, czy kształt i częstotliwość jest właściwa (pamiętaj o tolerancji wartości rezystorów i kondensatorów).
- Odłącz rezistor R_1 ($R_1 = \infty \Omega$) a następnie w jego miejsce włącz zworek ($R_1 = 0 \Omega$). Jakie efekty obserwujesz w obu przypadkach na wyjściu układu i dlaczego? Zamieśc odpowiedź z analizą w sprawozdaniu.

Tab. 10.1. Wartości, typy elementów do układu generatora, w zależności od numeru grupy ćwiczących

Układ, rysunek	Element	Numer grupy					
		1	2	3	4	5	6
Generator sinusoidy, rys. 10.2.	R_{2a} [$k\Omega$]	10	6,8	8,2	6,8	8,2	10
	R_{2b} [$k\Omega$]			3,3			
	D_1, D_2			1N4148			
	R_a [$k\Omega$]	3,9	4,7	4,7	10	47	10
	R_b [$k\Omega$]	12	4,7	15	10	47	27
	C_a [nF]	33	33	33	10	3,3	10
	C_b [nF]	10	33	10	10	3,3	3,3



Rys. 10.2. Schemat układu generatora fali sinusoidalnej z czwórnikiem Wiena i pętlą stabilizacji amplitudy wraz z elementami i przyrządami do badania

10.3.2. Badania wpływu zasilania i obciążenia na układ

- Ustalenie warunków odniesienia dla dalszych badań. Za pomocą rezystora R_1 w pęli ujemnego sprzężenia zwrotnego ustawić na wyjściu znamionową wartość skuteczną $U_{\text{on}} = 4,000$ V. Zapisz w tab. 10.2 odczytane wartości znamionowe f_n , U_{on} , R_{1n} ; czy są one zgodne z obliczonymi? Przyjrzyj się kształtuowi sygnału, zapisz uwagi lub sfotografuj przebieg.
- Nie zmieniaj R_1 , zbadaj wpływ zmian napięć zasilania U_{sup} oraz obciążenia wyjścia rezystorem R_L na częstotliwość f i wyjściowe napięcie U_o . Wyniki zapisz w tabeli, takiej jak np. tab. 10.2.

- Opisz skutki za pomocą zmian względnych, procentowych (kolumna „Obliczenia” w tab. 10.2): $\delta_f = \frac{f - f_n}{f_n} 100\%$, $\delta_{U_o} = \frac{U_o - U_{on}}{U_{on}} 100\%$.

Tab. 10.2. Propozycja tabeli do zapisu wyników badania w pkt. 10.3.2

Wpływ zasilania i obciążenia na generację, pkt. 10.3.2. Stosowana aparatura:							
L.p.	Warunki badania		Odczyty			Obliczenia	
	R_L [kΩ]	U_{sup} [V]	f [kHz]	U_o [V]	R_1 [kΩ]	δ_f [%]	δ_{U_o} [%]
1	∞	± 15	$f_n =$	$U_{on} =$	$R_{1n} =$	—	—
2	∞	± 9			R_{1n}		
3	∞	$+15/-9$			R_{1n}		
4	∞	$+9/-15$			R_{1n}		
5	1	± 15			R_{1n}		

10.3.3 Badania wpływu zmian rezystancji R_1 w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego na częstotliwość fali f i napięcie U_o , stabilność pracy, kształt sinusoidy

- Generator z nieobciążonym wyjściem i zasilany znamionowymi napięciami ± 15 V. Tak reguluj R_1 , aby zmiany wartości U_o były od 8,5 V w dół co 0,5 V, a od 2 V co 0,25 V. Wyniki zapisz w tabeli, np. takiej jak tab. 10.3.
- Oblicz w tabeli względne zmiany $\delta_{R1} = \frac{R_1 - R_{1n}}{R_{1n}} 100\%$, przyjmij za R_{1n} tą wartość R_1 , która daje na wyjściu generatora znamionowe U_{on} , z pkt. 10.3.2.
- W sprawozdaniu między innymi wykreśl zależności $U_o = f(\delta_{R1})$ oraz $\delta f = f(\delta_{R1})$, określ na podstawie wykresów optymalny dla właściwości generatora zakres R_1 i δ_{R1} – kryterium to mała czułość napięcia U_o i częstotliwości f na zmiany tej rezystancji.

Tab. 10.3. Propozycja tabeli do zapisu wyników badania w pkt. 10.3.3

Wpływ R_1 na generację, $R_L = \infty \Omega$, $U_{sup} = \pm 15$ V, pkt. 10.3.3. Stosowana aparatura:						
L.p.	Znamion.	Odczyty – pomiary			Obliczenia	
	U_o [V]	U_o [V]	f [kHz]	R_1 [kΩ]	δ_f [%]	δ_{R1} [%]
1	8,5					
2	8,0					
3	7,5					
4	7,0					
5	6,5					
...	...					
...	...					

10.3.4. Zmień rezistor R_{2a} na około dwa razy mniejszy, powtórz badania i obliczenia z pkt. 10.3.2 i 10.3.3. Jakie istotne różnice zauważasz w pracy, właściwościach w porównaniu z poprzednim przypadkiem?

10.3.5. * Zmień czwórnik w pętli USZ

- Elementem wrażliwym na sygnał będzie teraz żaróweczka z włóknem wolframowym typu 12 V/20 mA o $R_{\max} \approx 600 \Omega$ lub 12 V/50 mA o $R_{\max} \approx 240 \Omega$.
- Wyłącz dwójnik z diodami!
- Narysuj schemat układu, połącz i uruchom układ. Jeżeli Twój czwórnik Wiena jest niesymetryczny, układ może się nie wzbudzić; zastąp go czwórnikiem symetrycznym w porozumieniu z prowadzącym zajęcia.
- Wykonaj badania i obliczenia jak w pkt. 10.3.3, ale od 8 V napięcia wyjściowego, co 1 V. Odniesieniem przy obliczeniach będą wyniki przy $U_{on} = 4,0$ V. Jaka jest teraz jakość kształtu sygnału? Zwróć uwagę na zjawisko stosunkowo długiego ustalania się amplitudy sygnału po zmianie wartości rezystora regulacyjnego. Spróbuj wytłumaczyć przyczynę.
- Porównaj wyniki, wykresy i spostrzeżenia z poprzednim układem. Wykonaj m.in. wspólne, porównawcze wykresy dla tych trzech przypadków, sformułuj wnioski.

Tab. 10.4. Podstawowe właściwości wzmacniacza operacyjnego stosowanego w ćwiczeniu

Typ WO	OP07C bipolarny, precyzyjny.	
Parametr	Wartość przy 25°C	
	graniczna	typowa
A_{V0} [V/V]	$> 1,2 \cdot 10^5$	$4 \cdot 10^5$
$CMRR$ [dB]	> 94	120
$ U_{io} $ [mV]	< 0,15	0,06
$ I_{ib} $ [nA]	< 7	1,8
R_{id} [Ω]		33 M
R_{ic} [Ω]		120 G
$BW1$ [MHz]	> 0,4	0,6
SR [V/ μ s]	> 0,1	0,3
R_o [Ω]		60

11. GENERATORY FALI PROSTOKĄTNEJ, TRÓJKĄTNEJ

Cel: Praktyczne poznanie układów najprostszych generatorów fali niesinusoidalnej na wzmacniaczu operacyjnym (WO); dobór elementów, warunki wzbudzenia i stabilnej pracy układów, wpływ zasilania i obciążenia. Metody badania i opisu, analiza wyników i sposób ich prezentacji, porównanie wyników badań z oszacowaniami teoretycznymi.

Zbadasz generatory na wzmacniaczach operacyjnych (WO) z pętlami RC:

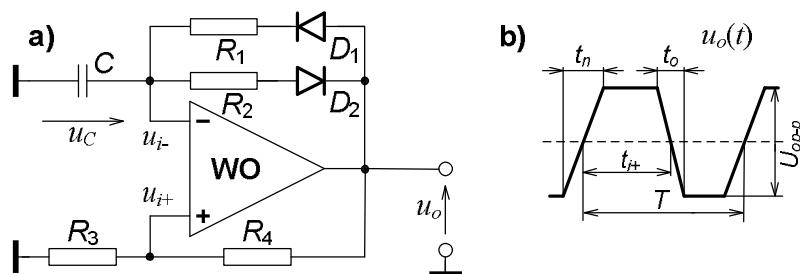
- generator fali prostokątnej na WO typu μA741 (rys. 11.1); jest to generator relaksacyjny z WO pracującym dwustanowo, jako komparator z histerezą,
- generator funkcyjny, fali prostokątnej i trójkątnej na dwóch WO, μA741 i OP07 (rys. 11.2), pracujących w konfiguracji komparatora napięciowego i integratora; sprzężenie tych układów daje samowzbudną generację fali prostokątnej na wyjściu komparatora i fali trójkątnej na wyjściu integratora.

Znamionowe zasilanie układów będzie symetryczne, o wartości $U_{\text{sup}} = \pm 15 \text{ V}$. Podstawowe parametry stosowanych w ćwiczeniu wzmacniaczy operacyjnych znajdziesz w tab. 11.4 na końcu rozdziału, a ćwiczenie wykonasz w górnej części makiety Wzmacniacze Operacyjne, rys. 14.6.

11.1. WSTĘP TEORETYCZNY

Generatory w układach elektronicznych dostarczają sygnałów zazwyczaj okresowych o konkretnej częstotliwości i o pożądanym kształcie fali. Generator musi mieć układ aktywny, zamieniający część energii zasilania w energię sygnału wyjściowego. Może to być tranzystor, wzmacniacz operacyjny, funktor cyfrowy. W generatorze muszą także być obwody z elementami ustalającymi częstotliwość i napięcie fali. Generatory z definicji nie posiadają wejścia sygnału; są układami samowzbudnymi a nie przetwornikami sygnałów, natomiast niektóre mają tzw. wejście blokady, przerywające w razie potrzeby generację fali.

11.1.1. RELAKSACYJNY GENERATOR FALI PROSTOKĄTNEJ



Rys. 11.1. Schemat układu relaksacyjnego generatora fali prostokątnej oraz przebieg wyjściowy

W generatorze fali prostokątnej z rys. 11.1 wzmacniacz operacyjny WO pracuje nieliniowo – dwustanowo, jako komparator napięcia z pętlą histerezy, wytworzoną za pomocą R_3R_4 – dzielnika napięcia wyjściowego. Kondensator C przeładowuje się na zmianę przez jednokierunkowe gałęzie z rezystorami R_1 i R_2 . Amplitudy fali, dodatnia i ujemna są równe napięciom nasycenia wyjścia WO, a więc zależą od napięć zasilania

układu oraz typu i egzemplarza WO. Czas trwania części dodatniej fali jest proporcjonalny do stałej czasowej CR_1 a części ujemnej – do CR_2 , a oba czasy zależą od parametrów pętli histerezy.

Gdy suma amplitud: wyjściowej i na kondensatorze jest znacznie większa od napięcia progowego diod, zależności na okres fali i czas części dodatniej mają postać:

$$T = C(R_1 + R_2) \ln a, \quad t_{i+} = R_1 C \ln a \quad (11.1)$$

gdzie a jest parametrem zależnym od szerokości pętli histerezy

$$a \approx 1 + 2 \frac{R_3}{R_4}. \quad (11.2)$$

Czasami w literaturze spotyka się zalecenie takiego doboru R_3 i R_4 , aby parametr a był równy podstawie logarytmu naturalnego i wtedy w zależnościach (11.1) są tylko stałe czasowe. Ten warunek nie jest konieczny do prawidłowego działania układu. Autor proponuje bardziej racjonalne, ogólniejsze zalecenie doboru rezystora R_3 :

$$R_3 \in \langle 0,1R_4, 2R_4 \rangle. \quad (11.3)$$

Istotnym parametrem przebiegu wyjściowego jest tzw. stopień (współczynnik) wypełnienia fali (Filing Factor of square), czyli udział czasu trwania części dodatniej t_{i+} w okresie T , podawany w procentach (rys. 11.1b). Do jego ustalenia służą w układzie z rys. 11.1a dwie oddzielne gałęzie przeładowania kondensatora, z R_1 i z R_2 :

$$FF_{sq} = \frac{t_{i+}}{T} 100\% = \frac{R_1}{R_1 + R_2} 100\%. \quad (11.4)$$

Generowana fala ma naprawdę kształt trapezowy, jak na rys. 11.1b. Jest to spowodowane ograniczoną szybkością zmiany napięcia na wyjściu WO, opisaną parametrem SR (Slew Rate) wzmacniacza, np. dla WO typu μA741 ma on wartość (0,5–1) V/μs. Efektem tej własności są stałe czasy zboczy przebiegu: narostu t_n i opadania t_o , niezależne od częstotliwości fali, a zależne od napięć zasilania, ściślej od wartości międzyszczytowej na wyjściu U_{op-p} . Jakość generowanej fali (Quality of square) można np. opisać udziałem zboczy przebiegu w jego okresie, w procentach:

$$Q_{sq} = \frac{t_n + t_o}{T} 100\% = \frac{U_{op-p}}{T} \left(\frac{1}{SR_+} + \frac{1}{SR_-} \right) 100\%, \quad (11.5)$$

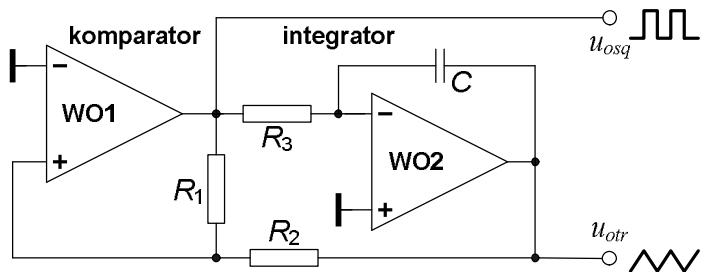
gdzie SR_+ i SR_- to rzeczywiste, graniczne szybkości zmiany napięcia dla zboczy, narastającego i opadającego.

11.1.2. GENERATOR FUNKCYJNY FALI PROSTOKĄTNEJ I TRÓJKĄTNEJ

Sporą grupą popularnych, uniwersalnych generatorów są tzw. generatory funkcyjne, wytwarzające przynajmniej dwa sygnały wyjściowe różniące się kształtem, ale o tej samej częstotliwości. Najczęściej w generatorach sygnałów małych częstotliwości są to fale: prostokątna, trójkątna, sinusoidalna. Tutaj przedstawiono ideę budowy generatora o dwóch falach: prostokątnej i trójkątnej.

W najprostszej wersji taki generator składa się z dwóch stopni z oddzielnymi wzmacniaczami (rys. 11.2). W pierwszym stopniu WO1 pracuje dwustanowo jako komparator napięciowy, wytwarzając falę prostokątną, w drugim stopniu WO2 pracuje

liniowo w układzie odwracającego integratora wytwarzającego falę trójkątną. Wzmacniacz w pierwszym stopniu powinien być szybki, o dużej wartości parametru SR . Samowzbudna praca całości jest możliwa dzięki połączeniu obu stopni za pomocą dzielnika rezystancyjnego R_1R_2 . Zmiana stanu nasycenia wyjścia WO1 następuje w chwili przejścia przez zero wartości napięcia w punkcie połączenia tych rezystorów.



Rys. 11.2. Schemat układu generatora funkcyjnego, wytwarzającego sygnał prostokątny i trójkątny

Wartość międzyszczytowa prostokąta U_{osqp-p} jest określona przez sumę modułów napięć nasycenia wyjścia WO1 przy danych napięciach zasilania, jak w układzie z rys. 11.1. Wartość międzyszczytowa trójkąta U_{otrp-p} zależy od wartości międzyszczytowej prostokąta i stosunku rezystorów R_2 i R_1 :

$$U_{otrp-p} = \frac{R_2}{R_1} U_{osqp-p} , \quad \text{z warunkiem } R_2 < R_1 , \quad (11.6)$$

a okres obu fal

$$T = 4R_3C \frac{R_2}{R_1}. \quad (11.7)$$

Okres można zmieniać skokowo przez skokową zmianę pojemności kondensatora C , a płynnie – zmiennym rezystorem R_3 . Nie należy zmieniać okresu za pomocą stosunku R_2/R_1 , bowiem zmieniłaby się także amplituda fali trójkątnej, zgodnie z (11.6).

11.2. PRACE PRZED ZAJĘCIAMI

Stopień wykonania punktów 11.2 i 11.3 rzutuje na ocenę całej grupy.

11.2.1. Generator fali prostokątnej

- Oblicz częstotliwość generacji f układu generatora z rys. 11.1, na podstawie danych dla Twojej grupy z tab. 11.1. Oblicz współczynnik wypełnienia fali FF_{sq} . Przyjmij, że amplitudy fali, dodatnia i ujemna są określone napięciami nasycenia wyjścia WO; $U_{om+} \approx |U_{om-}| \approx 13,5$ V – rys. 11.3.
 - Jak zmienić układ, aby fala była symetryczna, czyli aby $FF_{sq} = 0,5$?
 - Co by się stało, gdyby zmienić napięcia zasilania na + 5 V i - 15 V?
 - W jaki sposób dzielnik R_3R_4 łączący wyjście z wejściem nieodwracającym WO wpływa na częstotliwość i kształt fali?

11.2.2. Generator funkcyjny

- Oblicz częstotliwość generacji f układu generatora fali prostokątnej i trójkątnej z rys. 11.2, na podstawie danych dla Twojej grupy z tab. 11.1. Oblicz wartość międzyszczytową fali trójkątnej, jeżeli fala prostokątna będzie miała amplitudy jak podane w pkt. 11.2.1.
 - Jak zmienią się fale, gdyby zmienić napięcia zasilania na + 5 V i - 15 V?
 - Co by się stało, gdyby nie był spełniony warunek przy zależności 11.6?
 - Jak zmieni się kształt fali trójkątnej, gdy w fali prostokątnej czasy narastania i opadania zboczy będą już istotną częścią okresu, np. łącznie 20%? Pytanie podpowiadające: jak wygląda całkowany liniowy narost opisany zależnością $u(t) = a(t + t_o) + u_o$, gdzie a , t_o i u_o to stałe?

11.3. CZĘŚĆ DOŚWIADCZALNA

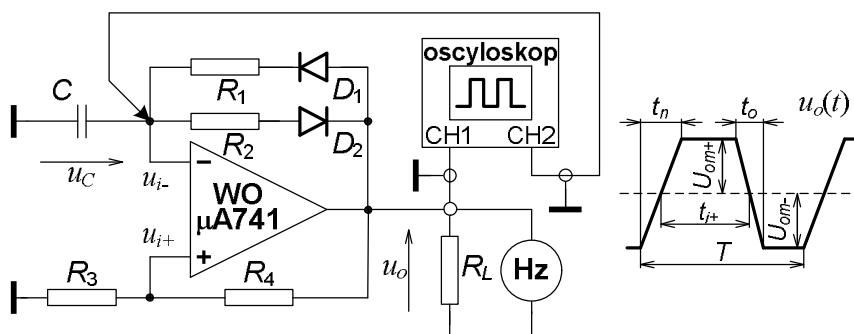
Tab. 11.1. Wartości elementów do układów generatorów, w zależności od numeru grupy ćwiczących

Układ, rysunek	Element	Numer grupy					
		1	2	3	4	5	6
Generator prostokąta, rys. 11.1 i 11.3.	C [nF]	33	100	33	100	33	100
	R_1 [$\text{k}\Omega$]	39	3,3	10	20	22	3,3
	R_2 [$\text{k}\Omega$]	15	5,6	33	6,8	10	12
	R_3 [$\text{k}\Omega$]	10	4,7	4,7	3,3	10	15
	R_4 [$\text{k}\Omega$]	27	4,7	8,2	15	12	39
Generator funkcyjny, rys. 11.2 i 11.4	C [nF]	100	330	100	33	330	33
	R_1 [$\text{k}\Omega$]	18	10	27	12	18	10
	R_2 [$\text{k}\Omega$]	10	4,7	12	8,2	6,8	3,9
	R_3 [$\text{k}\Omega$]	56	18	68	100	27	220

11.3.1. Badania generatora fali prostokątnej

- A) Połącz układ generatora fali prostokątnej z rys. 11.3, bez rezystora obciążenia R_L , ze znamionowym zasilaniem U_{sup} .

B) Uruchom układ, sprawdź, czy działa poprawnie, czy parametry przebiegu: f , FF_{sq} są zgodne z obliczonymi.



Rys. 11.3. Schemat układu relaksacyjnego generatora fali prostokątnej wraz z elementami i przyrządami do badania oraz oscylogram fali ze zdefiniowanymi wielkościami

- Wyniki zapisane w tych znamionowych warunkach pracy układu będą podstawą do określenia wpływu zmian warunków pracy na parametry przebiegu.
- Wyniki badań zapisuj w tabeli, np. takiej jak tab. 11.2.
- Częstotliwość f mierz multimetrem (wartość okresu T obliczysz z f) natomiast oscyloskopem mierz czasy trwania impulsu dodatniego t_{i+} , zbocza narastającego t_n i opadającego t_o , amplitudy fali U_{om+} , U_{om-} , zgodnie z oznaczeniami na rys. 11.3.
- Obserwuj kształt sygnałów i notuj uwagi o nich (lub fotografuj) na wyjściu $u_o(t)$ i na kondensatorze $u_C(t)$.
- Uwaga do pkt. 5,6 i 7 w tab. 11.2: ekranowany przewód z drugiego kanału oscyloskopu przyłącz do kondensatora C tylko na czas obserwacji przebiegu $u_C(t)$; w trakcie odczytu parametrów wyjściowej fali powinien być odłączony. Nie będzie to konieczne, jeżeli użyjesz przewodu z sondą 10:1, zmniejszającą łączną pojemność wejściową tego kanału do około 20 pF.
- Z wyników pomiarów obliczysz: okres, współczynnik wypełnienia fali, łączny udział zboczy w okresie, średnie nachylenie zboczy – kolumny „Obliczenia”.

Tab. 11.2. Propozycja tabeli do zapisu wyników badania w pkt. 11.3.1B, C, D i E*

Badania relaksacyjnego generatora fali prostokątnej, pkt. 11.3.1B, C, D i E*. Stosowana aparatura:													
L.p pkt	Warunki badania			Odczyty					Obliczenia				
	C [nF]	R_L [kΩ]	U_{sup} [V]	f [kHz]	t_{i+} [ms]	t_n [μs]	t_o [μs]	U_{om+} [V]	U_{om-} [V]	T [ms]	FF_{sq} [%]	Q_{sq} [%]	$2U_{op-p}/(t_n+t_o)$ [V/μs]
1	B	C_n	∞	± 15									
2	C	C_n	1	± 15									
3	C	C_n	∞	± 9									
4	D	$10C_n$	∞	± 15									
5	D	$C_n/10$	∞	± 15									
6	D	$C_n/30$	∞	± 15									
7	E*	$C_n/30$	∞	± 15									

C) Zbadaj wpływ rezystancji obciążenia generatora $R_L = 1\text{k}\Omega$ na wielkości wymienione w pkt. B a następnie, już bez R_L , zbadaj wpływ zmiany napięć zasilania U_{sup} : na $\pm 9\text{ V}$.

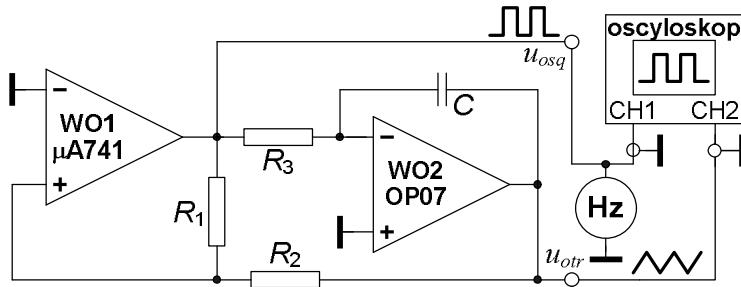
D) Zasilanie znamionowe $\pm 15\text{ V}$, układ nieobciążony.

- Zmień kondensator C w generatorze na większy ≈ 10 razy, następnie na mniejszy od znamionowego ≈ 10 i ≈ 30 razy.
- Jak zmieniają się parametry i kształty sygnałów w układzie?
- Czy zmianie wartości kondensatora odpowiada dokładnie proporcjonalna zmiana okresu?
- Do sprawozdania wykonaj wykres $T = f(C)$ w obu skalach logarytmicznych; nanieś dane z obliczeń teoretycznych i z pomiarów. Co wynika z teoretycznej zależności, a co z badań?
- Jaki parametr WO ma wpływ na zaobserwowane niedoskonałości kształtu i niezgodności z teorią?

E) * Przy pomocy prowadzącego zajęcia zmień typ WO na TL081 i porównaj wartości parametrów fali dla ostatniego przypadku z pkt. D (pkt. 6 w tab. 11.2). Nanieś dodatkowy punkt na wykres z pkt. D.

11.3.2. Badania generatora funkcyjnego

A) Połącz układ do badania generatora funkcyjnego fal prostokątnej i trójkątnej z rys. 11.4, ze znamionowym zasilaniem $U_{\text{sup}} = \pm 15 \text{ V}$.



Rys. 11.4. Schemat układu generatora funkcyjnego wraz z przyrządami do badania

Tab. 11.3. Propozycja tabeli do zapisu wyników badania w pkt. 11.3.2B, C i D

Badania generatora funkcyjnego, pkt 11.3.2B, C, i D														
L.p pkt	Warunki badania					Odczyty			Oblicz. z badań			Oblicz. teoretyczne		
	R_1 [kΩ]	R_3 [kΩ]	C [nF]	R_L [kΩ]	U_{sup} [V]	f [kHz]	$U_{\text{osqp-p}}$ [V]	$U_{\text{otrp-p}}$ [V]	T [ms]	δ_T [%]	$\delta_{U_{\text{otr}}}$ [%]	T [ms]	δ_T [%]	$\delta_{U_{\text{otr}}}$ [%]
1 B	R_{1n}	R_{3n}	C_n	∞	± 15					—	—	—	—	—
2 C	R_{1n}	R_{3n}	C_n	$1^1)$	± 15							—	—	—
3 C	R_{1n}	R_{3n}	C_n	$1^2)$	± 15							—	—	—
4 C	R_{1n}	R_{3n}	C_n	∞	± 9							—	—	—
5 D	$2R_{1n}$	R_{3n}	C_n	∞	± 15									
6 D	R_{1n}	$R_{3n}/2$	C_n	∞	± 15									
7 D	R_{1n}	$R_{3n}/2$	$C_n/3$	∞	± 15									

¹⁾ – obciążone wyjście fali prostokątnej, ²⁾ – obciążone wyjście fali trójkątnej.

B) Uruchom układ.

- Sprawdź, czy wartość częstotliwości jest zgodna z obliczoną i czy kształty obu fal są poprawne.
- W razie konieczności skoryguj wartość międzyszczytową fali trójkątnej przez zmianę stosunku rezystancji R_2/R_1 , a następnie skoryguj wartość częstotliwości za pomocą dobrania rezystancji R_3 .
- Odczytaj i zapisz wartość częstotliwości f_n , wartości międzyszczytowe obu przebiegów $U_{\text{osqp-p}}$, $U_{\text{otrp-p}}$. Będą one wartościami odniesienia przy następnych badaniach, dlatego zaproponowano do ich wyróżnienia końcowe indeksy n .
- Wyniki zapisuj w tabeli, np. takiej, jak tab. 11.3.

C) Zbadaj wpływ na wielkości wymienione w pkt. B rezystancji $R_L = 1\text{k}\Omega$ obciążającej wyjście fali prostokątnej a następnie trójkątnej. Odłącz R_L , zbadaj wpływ zmiany napięć zasilania U_{sup} na $\pm 9 \text{ V}$, zapisz uwagi o zmianie kształtu przebiegów lub sfotografuj je.

D) Układ z nieobciążonymi wyjściami, zasilany znamionowymi wartościami U_{sup} .

- Zbadaj wpływ zmiany stosunku R_2/R_1 na parametry fal; zwięksź dwukrotnie rezystancję R_1 i zapisz wartość częstotliwości i wartości międzyszczytowych obu fal.

- Powróć do poprzedniego R_1 i zbadaj wpływ dwukrotnego zmniejszenia R_3 a następnie dodatkowo trzykrotnego zmniejszenia C na wymienione parametry fal.
- Czy kształt obu fal jest nadal zadowalający?

E) W sprawozdaniu oblicz względne zmiany wartości okresu δ_T i wartości międzyszczytowej fali $\delta_{U_{otr}}$ zmierzonych w pkt. C i D, w stosunku do wartości z pkt. B; zależności $\delta_T = \frac{T - T_n}{T_n} 100\%$, $\delta_{U_{otr}} = \frac{U_{otrp-p} - U_{otrp-pn}}{U_{otrp-pn}} 100\%$. Za odniesienie (wielkości z indeksem n) przyjmij wartości z pierwszego wiersza tab. 11.3. Sprawdź, czy te obliczenia potwierdzają teoretyczne zależności dla tego układu? Pamiętaj o tolerancji wartości rezystorów i kondensatorów.

11.3.3. W sprawozdaniu między innymi porównaj wyniki obliczeń wykonanych przed zajęciami z wynikami badań obu układów, sformułuj wnioski

Tab. 11.4. Podstawowe właściwości wzmacniaczy operacyjnych stosowanych w ćwiczeniu

Typ WO	μ A741, bipolarny, standardowy		OP07C, bipolarny, precyzyjny		TL081C, JFET, standardowy, szybszy	
Parametr	Wartość przy 25°C		Wartość przy 25°C		Wartość przy 25°C	
	graniczna	typowa	graniczna	typowa	graniczna	typowa
A_{V0} [V/V]	$> 5 \cdot 10^4$	$2 \cdot 10^5$	$> 1,2 \cdot 10^5$	$4 \cdot 10^5$	$> 2,5 \cdot 10^4$	$2 \cdot 10^5$
$CMRR$ [dB]	> 70	90	> 94	120	> 70	86
$ U_{io} $ [mV]	< 6	1	< 0,15	0,06	< 10	3
$ I_{ib} $ [nA]	< 200	30	< 7	1,8	< 0,4	0,02
R_{id} [Ω]		2 M		33 M	≥ 1 T	
R_{ic} [Ω]	≥ 100 M			120 G	≥ 1 T	
BWI [MHz]	> 0,5	0,7	> 0,4	0,6		4
SR [V/ μ s]	$\geq 0,5$		> 0,1	0,3	> 8	13
R_o [Ω]		75		60	≤ 100	

12. FUNKTORY CYFROWE I UKŁADY KOMBINACYJNE

Cel: Poznanie podstawowych technik realizacji scalonych układów cyfrowych, poznanie podstawowych funktorów logicznych i prostych układów kombinacyjnych oraz zasad ich stosowania; warunki zasilania, obciążalność, technika syntezy i badania układów.

W ćwiczeniu zastosujesz układy scalone TTL; podano liczbę funktorów i ich typ w układzie scalonym, oznaczenie układu:

cztery NAND 2-wej, 7400 lub 74LS00, do 2 szt.,
cztery NOR 2-wej, 7402 lub 74LS02,
sześć NOT, 7404 lub 74LS04,
cztery EX-OR 2-wej, 7486 lub 74LS86

oraz układ scalony CMOS:

cztery NOR 2-wej, 74001 lub 4001.

Tylko te układy możesz wykorzystać do realizacji punktów programu ćwiczenia.

Wszystkie uruchamiane i badane układy, wraz z zadajnikami i wskaźnikami stanów logicznych w makiety Układy Cyfrowe (rys. 14.9) zasilisz tylko jednym napięciem, znamionowo $U_{\text{sup}} = +5 \text{ V}$.

12.1. WSTĘP TEORETYCZNY

Układy cyfrowe wykonują operacje na sygnałach skwantowanych (nieciągły, w odróżnieniu od analogowych – dotyczy to np. chwilowych wartości sygnału napięciowego przypisanych do określonych przedziałów oraz punktów na osi czasowej), przede wszystkim binarnych tj., dwustanowych, zwanych zerem logicznym i jedynką logiczną lub „fałszem” i „prawdą”.

Układy cyfrowe są wykonywane jako scalone zestawy w jednej obudowie jednego do kilku egzemplarzy jednego typu układu – funktora lub bloku operacyjnego. Liczba egzemplarzy zależy od wielkości obudowy (liczby dostępnych wyprowadzeń) oraz liczby końcówek funktora oraz stopnia skomplikowania jego struktury, co wpływa na wartość mocy zasilania układu. Stopień skomplikowania jest określany tzw. skalą integracji, czyli scalenia: SSI (mała), MSI (średnia), LSI (duża), VLSI (bardzo duża), itd., w zależności od liczby tzw. bramek przeliczeniowych w układzie. Krańcowo w strukturze konkretnego cyfrowego układu scalonego mogą być setki tysięcy a nawet miliony pojedynczych elementów, przede wszystkim tranzystorów.

Cyfrowe układy kombinacyjne to taka grupa, w której określony zestaw stanów sygnałów wejściowych skutkuje zawsze jednoznacznie przyporządkowaną kombinacją stanów sygnałów wyjściowych, niezależnie od czasu i historii układu, tj. wcześniejszych sygnałów wejściowych; oczywiście wtedy, gdy układ jest sprawny. Do najprostszych układów tej grupy należą tzw. funktory logiczne, realizujące podstawowe operacje na dwustanowych sygnałach. Pozostałe układy kombinacyjne powstają przez połączenie tych podstawowych funktorów. Można to zrobić na etapie technologicznym, budując specjalizowany układ scalony (np. sumator czy komparator) lub na etapie projektowania swojej konstrukcji – składania potrzebnego, nietypowego, niedostępnego w postaci scalonej układu z dostępnych „cegielek”.

12.1.1. PODSTAWOWE FUNKTORY – ELEMENTARNE UKŁADY KOMBINACYJNE

Podstawowe operacje logiczne, stanowiące podstawę tzw. algebry Boola to:

- negacja (NOT czyli NIE), $y = \bar{x}$, gdzie y to reakcja a x to pobudzenie,
 suma (OR czyli LUB), $y = x_1 + x_2 + \dots + x_n$, najprostsza $y = x_1 + x_2$,
 iloczyn (AND czyli I), $y = x_1 \cdot x_2 \cdot \dots \cdot x_n$, najprostszy $y = x_1 \cdot x_2$.

Tab. 12.1. Tabele prawdy operacji w logice: negacji, sumy, iloczynu

operacja	negacja		suma			iloczyn		
	x	y	x_1	x_2	y	x_1	x_2	y
zależność reakcji y od pobudzenia x	0	1	0	0	0	0	0	0
	1	0	0	1	1	0	1	0
			1	0	1	1	0	0
			1	1	1	1	1	1

Te operacje, zdefiniowane swoimi tabelami prawdy (tab. 12.1) oraz poniższy zestaw praw logicznych tworzą algebrę (logikę) Boola:

$$x \cdot 0 = 0 \quad x + 1 = 1$$

$$x \cdot 1 = x \quad x \cdot x = x$$

$$x + 0 = x \quad x + x = x \quad (12.1)$$

$$x_1 \cdot x_2 = x_2 \cdot x_1 \quad x \cdot \bar{x} = 0$$

$$x_1 + x_2 = x_2 + x_1 \quad x + \bar{x} = 1$$

$$\stackrel{=}{}_{\bar{x}} = x \quad (12.2)$$

$$(x_1 + x_2) + x_3 = x_1 + (x_2 + x_3) \quad (12.3)$$

$$(x_1 \cdot x_2) \cdot x_3 = x_1 \cdot (x_2 \cdot x_3) \quad (12.4)$$

$$\begin{aligned} & \text{prawa rozdzielności} & (x_1 + x_2) \cdot x_3 = x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_3 \\ & & (x_1 \cdot x_2) + x_3 = (x_1 + x_3) \cdot (x_2 + x_3) \end{aligned} \quad (12.5)$$

$$\begin{aligned} & \text{prawa pochłaniania} & x_1 \cdot (x_1 + x_2 + \dots) = x_1 \\ & & x_1 + (x_1 \cdot x_2 \cdot \dots) = x_1 \end{aligned} \quad (12.6)$$

prawa deMorgana w wersjach podstawowych oraz często używanych

$$\begin{aligned} \overline{x_1 \cdot x_2} &= \overline{x_1} + \overline{x_2} & \text{oraz} & x_1 \cdot x_2 = \overline{\overline{x_1} + \overline{x_2}} \\ \overline{x_1 + x_2} &= \overline{x_1} \cdot \overline{x_2} & \text{oraz} & x_1 + x_2 = \overline{\overline{x_1} \cdot \overline{x_2}}. \end{aligned} \quad (12.7)$$

Jednak w układach scalonych, zawierających funktry realizujące operacje logiczne najczęściej nie będzie sumy i iloczynu w czystej, zdefiniowanej w tab. 12.1 postaci. Praktyczniejsze są

zanegowana suma (NOR od NOT OR czyli NIE LUB), $y = \overline{x_1 + x_2 + \dots + x_n}$ oraz

zanegowany iloczyn (NAND od NOT AND czyli NIE I), $y = \overline{x_1 \cdot x_2 \cdot \dots \cdot x_n}$.

Jest tak za sprawą równań deMorgana z zależności (12.7). Wynika z nich, że wystarczy posiadać tylko funktory zanegowanej sumy albo zanegowanego iloczynu, aby zrealizować wszystkie potrzebne układy kombinacyjne (negatory też można). Często do grupy podstawowych funktorów zalicza się jeszcze układ realizujący operacje:

suma modulo 2 (EX-OR czyli WYŁĄCZNIĘ LUB), $y = x_1 \oplus x_2 = x_1 \cdot \overline{x_2} + \overline{x_1} \cdot x_2$.

Może on służyć jako podstawowa komórka układów komparacji cyfrowej; zgodność stanów na wejściach daje na wyjściu 0, a także do budowy sumatorów, bowiem jest to jednabitowy sumator binarny, bez wyjścia tzw. sygnału przeniesienia.

Operację logiczną, wykonywaną przez funktor jednoznacznie definiuje (tab. 12.2):

- jego nazwa,
- zapis logiczny jak w powyższych przykładach,
- tzw. tabela prawdy,
- albo symbol graficzny funktora.

Tab. 12.2. Podstawowe funktory logiczne: wykonywane funkcje z zapisem logicznym, nazwy, tabele prawdy i symbole graficzne

wykonana funkcja	negacja	suma	iloczyn	negacja sumy	negacja iloczynu	suma modulo 2
polska nazwa	NIE	LUB	I	NIE LUB	NIE I	WYŁĄCZNIĘ LUB
angielska nazwa	NOT	OR	AND	NOR	NAND	EX-OR
zapis logiczny	$y = \overline{a}$	$y = a + b$	$y = a \cdot b$	$y = \overline{a+b}$	$y = \overline{a \cdot b}$	$y = a \oplus b = a \cdot \overline{b} + \overline{a} \cdot b$
tabela prawdy	a	y	a b y	a b y	a b y	a b y
	0	1	0 0 0	0 0 0	0 0 1	0 0 0
	1	0	0 1 1	0 1 0	0 1 0	0 1 1
			1 0 1	1 0 0	1 0 0	1 0 1
			1 1 1	1 1 1	1 1 0	1 1 0
symbol graficzny						

Bardzo proste układy kombinacyjne można budować z podstawowych funktorów, mając nawet niewielkie doświadczenie, ale stosując konsekwentnie zasady algebry Boola. Wystarczy sformułować potrzebę, czyli docelową funkcję logiczną, za pomocą zapisu lub tabeli prawdy oraz wybrać zestaw typów funktorów, którymi ma być zrealizowane zadanie. Wynikowy układ będzie prawidłowo przetwarzał sygnały cyfrowe, ale może być nieoptymalny, tj. może zawierać więcej niż potrzeba funktorów, co w bardziej skomplikowanych przypadkach może oznaczać: znaczną rozbudowę układu, duży wzrost mocy zasilania, istotne obniżenie niezawodności i wzrost kosztów. O jednej z metod optymalizacji w sensie minimalizacji układu przeczytasz w następnym podrozdziale. Tutaj pokazano kilka najprostszych przykładów syntezы układu kombinacyjnego, bez jego optymalizacji.

Pierwsze zadanie: zrealizuj funkcję logiczną

$$y = (\overline{a} + d) \cdot \overline{b} + c \quad (12.8)$$

za pomocą dwuwejściowych funktorów NAND i negatorów.

Syntezę przeprowadzono, przekształcając bazową zależność zgodnie z algebraą Boola (prawa deMorgana i podwójna negacja):

$$y = (\bar{a} + d) \cdot \bar{b} + c = (\bar{a} \cdot \bar{d}) \cdot \bar{b} + c = \overline{(\bar{a} \cdot \bar{d}) \cdot \bar{b}} \cdot \bar{c}. \quad (12.9)$$

Wynik przekształceń – ostatnia forma w zależności (12.9) może już być zrealizowana za pomocą trzech negatorów i trzech funkторów NAND. Narysowanie układu pozostawiono Czytelnikowi jako wstępne ćwiczenie.

Drugie zadanie: zbuduj układ sumujący sygnały binarne z dwóch jednobitowych wejść a i b , o wyjściach wyniku y i przeniesienia c do starszego bitu.

Określenie „układ sumujący” nie dotyczy zwykłej sumy logicznej. W przypadku jednej jedynki na wejściach na wyjściu powinna być jedynka, a przy dwóch jedynkach na wejściach, na wyjściu podstawowym powinno być 0, a na wyjściu przeniesienia 1. Zapis tego, co układ powinien wykonać, podano za pomocą tabeli prawdy tab. 12.3.

Tab. 12.3. Tabela prawdy do drugiego zadania

wejścia		wyjście główne	wyjście przeniesienia
a	b	y	c
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

Jeżeli teraz porównasz zapis w tab. 12.3 z tabelami prawdy podstawowych funkторów w tab. 12.2, to od razu zauważysz, że wystarczy zastosować funkтор EX-OR dla wyjścia y oraz funktor AND dla wyjścia przeniesienia c . W razie braku AND możesz zastosować NAND i negator lub dwa negatory i NOR:

$$y = a \oplus b, \quad c = a \cdot b = \overline{\overline{a} \cdot \overline{b}} = \overline{\overline{a} + \overline{b}}. \quad (12.10)$$

Trzecie zadanie: zbuduj jednobitowy komparator binarny z wejściami danych o najniższej wadze a_0 i b_0 oraz trzema wyjściami przeniesienia do komórki komparatora o wyższej wadze: $K_1 = 1$ gdy $a_0 > b_0$, $M_1 = 1$ gdy $a_0 = b_0$, $L_1 = 1$ gdy $a_0 < b_0$. Tylko jedno z wyjść przeniesienia może mieć stan 1!

Przy porównaniu wielobitowych liczb binarnych obowiązują takie zasady:

- stan 1 jest większy od stanu 0, porównuje się stany liczb na tych samych bitach,
- liczby są równe sobie, gdy zgodne są stany na bitach o tej samej wadze $a_n = b_n$,
- wynik porównania na danym n -tym bicie musi uwzględniać wynik porównania na niższych bitach (po to są potrzebne wyjścia przeniesienia),
- gdy niższe bity są zgodne, tj. wynik przeniesienia z niższych bitów $M_{n-1} = 1$, o stanie wyjść decyduje porównanie na danym bicie,
- gdy z niższych bitów wynik przeniesienia $K_{n-1} = 1$, to przy $a_n \geq b_n$ będzie wynik z danego bitu $K_n = 1$, a gdy $a_n < b_n$ to $L_n = 1$ (wszystkie niższe bity o stanie 1 dają mniejszą wartość, niż 1 na danym bicie),

- gdy z niższych bitów wynik przeniesienia $L_{n-1} = 1$, to przy $a_n \leq b_n$ będzie wynik z danego bitu $L_n = 1$, a gdy $a_n > b_n$ to $K_n = 1$.

Wymienione zasady są dość skomplikowane i struktura kilkubitowego komparatora nie jest prosta. Tutaj jest jednak znacznie prostszy przypadek, bowiem bit jest najniższy, czyli w domyśle teoretycznie niższe bity są zgodne i o wyniku zadecyduje tylko bezpośrednie porównanie wejść a_0 i b_0 . Najpierw należy narysować i wypełnić danymi tabelę prawdy dla wszystkich wyjść przeniesienia (tab. 12.4).

Tab. 12.4. Tabela prawdy do trzeciego zadania

wejścia		wyniki porównania, czyli wyjścia przeniesienia		
a_0	b_0	K_1 $a_0 > b_0$	M_1 $a_0 = b_0$	L_1 $a_0 < b_0$
0	0	0	1	0
0	1	0	0	1
1	0	1	0	0
1	1	0	1	0

Łatwo zauważyc (w tab. 12.2), że do operacji dla wyjścia M_1 wystarczy zastosować funktor EX-OR i negator, natomiast dla pozostałych wyjść trzeba zapisać operację na podstawie wiersza ze stanem wyniku 1 (uwaga: L_1 nie jest prostą negacją K_1 !):

$$\begin{aligned} M_1 &= \overline{a_0 \oplus b_0} = \overline{a_0 \cdot \overline{b_0} + \overline{a_0} \cdot b_0} = (\overline{a_0} \cdot \overline{b_0}) \cdot (\overline{a_0} \cdot b_0) = \\ &= (\overline{a_0} + b_0) \cdot (\overline{a_0} + \overline{b_0}) = \overline{a_0} \cdot a_0 + \overline{a_0} \cdot \overline{b_0} + b_0 \cdot a_0 + b_0 \cdot \overline{b_0} = \\ &= 0 + \overline{a_0} \cdot \overline{b_0} + b_0 \cdot a_0 + 0 = \overline{a_0} \cdot \overline{b_0} + a_0 \cdot b_0 , \end{aligned} \quad (12.11)$$

$$K_1 = a_0 \cdot \overline{b_0} = \overline{\overline{a_0} \cdot \overline{b_0}} = \overline{\overline{a_0} + b_0} , \quad (12.12)$$

$$L_1 = \overline{a_0} \cdot b_0 = \overline{\overline{a_0} \cdot b_0} = \overline{a_0 + \overline{b_0}} . \quad (12.13)$$

W zależności (12.11) pokazano, w charakterze ćwiczenia, kilka formalnych przekształceń, których wynik jest równy wprost zapisowi utworzonemu z tabeli dla M_1 . Natomiast zależności (12.12) i (12.13) pokazują, jak można zrealizować operacje dla pozostałych wyjść, za pomocą: negatora i dwuwejściowego AND albo dwóch negatorów i dwuwejściowego NAND albo negatora i dwuwejściowego NOR.

12.1.2. MINIMALIZACJA REALIZACJI KOMBINACYJNEGO UKŁADU CYFROWEGO

Większe układy kombinacyjne, zawierające dużo wejść i wyjść powinny być na etapie projektowania zminimalizowane, tj. trzeba zastosować procedurę eliminującą niejako mechanicznie zbędne funktory. Jedną z takich procedur jest metoda tablic Karnaugha. Dla każdego z wyjść tworzy się taką tablicę stanów tego wyjścia (wnętrze tablicy) uzależnionych od stanów wejść, którymi opisane są dwie krawędzie tablicy (górną i lewą). Najlepiej mieć zadanie realizacyjne sformułowane w postaci pożądanej tabeli prawdy. Wtedy łatwo przenosi się dane do tablicy Karnaugha; jest ona także tabelą prawdy, ale ze specyficznie uszeregowanymi stanami wejść. A teraz algorytm postępowania przy minimalizacji funkcji (operacji) logicznej za pomocą tablicy Karnaugha:

- a) Dzielisz zmienne wejściowe na dwie grupy (np. ab i cd), możliwe jednakowo liczne, przypisujesz im krawędzie tablicy.
- b) Opisujesz krawędzie tablicy stanami wejść tak, by kolejny stan (wartość zestawu bitów) różnił się tylko na jednym bicie od poprzedniego (patrz tab. 12.5).
- c) Wypełniasz wnętrze tablicy stanami wyjścia y , zależnie od stanów wejść na krawędziach.
- d) Łączysz komórki tablicy zawierające 1 logiczne albo 0 logiczne w jak największe grupy prostokątne lub kwadratowe o liczności 2^n , można łączyć także przez krawędzie tablicy. Staraj się nie zostawiać pojedynczych komórek; ta sama komórka tablicy może być w kilku grupach. Wybór stanu, dla którego wykonujesz łączenie w pierwszym podejściu uzależniasz od liczby komórek z danym stanem (lepiej, jak jest ich mniej), ale możliwe jest takie ułożenie komórek, przy którym więcej komórek z którymś stanem tworzy duże, nieliczne grupy, np. w tablicy 4x4 (tab. 12.5) jest sześć zer tworzących dwie grupy czterokomórkowe oraz dziesięć jedynek, tworzących grupę ośmiokomórkową i czterokomórkową. W tej sytuacji lepiej minimalizację zrobić dla stanu 1. Oczywiście niezależnie od wybranego stanu ostateczny efekt minimalizacji powinien być taki sam.
- e) Zapisujesz operacje dla grup w postaci sumy iloczynów.
- f) Przekształcasz zapis zgodnie z prawami algebrai Boola, aby jeszcze zminimalizować i dostosować do realizacji, np. do zestawu posiadanych funkторów.

W ramach przykładu, z przedstawionej tablicy Karnaugha w tab. 12.5 (zwróć uwagę na opis krawędzi!) zapisano według punktu e) zależności dla grup 0 oraz 1, a następnie je przekształcono, aby pokazać, że zapis dla 1 mimo większej liczby komórek jest prostszy. Wykazano ponadto, że ostatecznie łączenie dla obu stanów daje ten sam rezultat. Przyjęto, że do realizacji zadania zastosowano negatory i dwuwejściowe funktry NAND.

Tab. 12.5. Przykładowa tablica Karnaugha dla funkcji czterech zmiennych, grupowanie 0 oraz 1

$\begin{array}{c} a \\ \diagdown \\ b \\ \diagup \\ c \ d \end{array}$	0 0	0 1	1 1	1 0
0 0	0	1	1	0
0 1	0	1	1	0
1 1	0	1	1	0
1 0	1	1	1	1

$\begin{array}{c} a \\ \diagdown \\ b \\ \diagup \\ c \ d \end{array}$	0 0	0 1	1 1	1 0
0 0	0	1	1	0
0 1	0	1	1	0
1 1	0	1	1	0
1 0	1	1	1	1

Grupy zer; ponieważ stan wyjścia y jest w nich zerem, to w zapisie negacja wyjścia:

$$\bar{y} = \bar{b} \cdot \bar{c} + \bar{b} \cdot d = \bar{b}(\bar{c} + d), \quad (12.14)$$

wyjście ma być bez negacji, a więc neguje się obie strony

$$\bar{\bar{y}} = y = \overline{\bar{b}(\bar{c} + d)} = \overline{\bar{b}}\overline{(\bar{c} + d)} = \overline{\bar{b}}\overline{(\bar{c} \cdot \bar{d})}. \quad (12.15)$$

Zgodnie z ostatnim zapisem w zależności (12.15) wystarczy zastosować dwa negatory i dwa funktry NAND.

Teraz zapis dla grup jedynek:

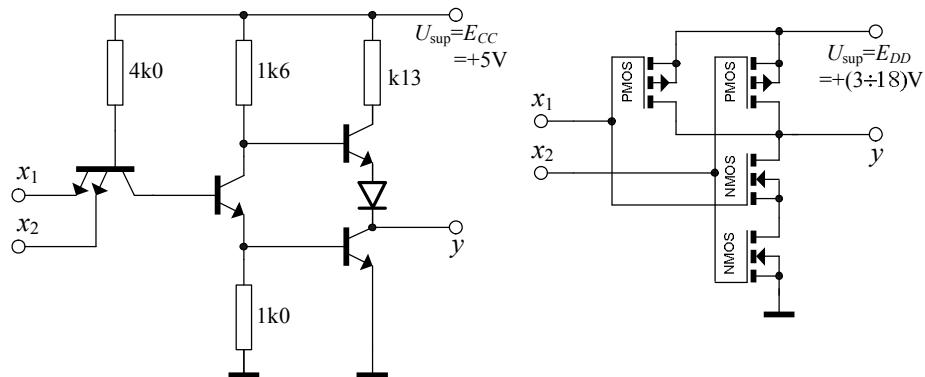
$$y = b + c \cdot \bar{d} = \overline{\overline{b}(\overline{c} \cdot \overline{d})} \quad (12.16)$$

Jak możesz zauważyc porównując zależności (12.14) i (12.15) z (12.16), efekt końcowy jest taki sam, ale pierwotny zapis, z połączonych grup 1 jest w (12.16) prostszy, a ponadto w tym przypadku wymagał mniejszej liczby kroków przekształceń do końcowej postaci.

12.1.3. PODSTAWOWE TECHNOLOGIE REALIZACJI UKŁADÓW CYFROWYCH

Współczesne scalone układy cyfrowe są budowane z zastosowaniem tranzystorów, pracujących w nich dwustanowo; zatkanie albo pełne przewodzenie. Podstawowy podział technologii realizacji pochodzi od podziału tranzystorów na bipolarne oraz polowe. Są to odpowiednio technologia TTL (Transistor-Transistor-Logic) na tranzystorach npn oraz technologia CMOS (Complementary-Metal-Oxide-Semiconductor) na polowych tranzystorach z izolowaną bramką i indukowanym kanałem typu n oraz typu p, w tym samym układzie. Tranzystory polowe złączowe nie są stosowane.

W każdej z technologii są jeszcze serie, różniące się szczegółami technologicznymi (tab. 12.6), a dla użytkownika układy różnią się przede wszystkim szybkością pracy, pobieraną mocą, stopniem upakowaniem tranzystorów czyli stopniem scalenia lub napięciem zasilania. Tradycyjna struktura bramki NAND w standardowej technologii TTL zawiera cztery tranzystory npn (rys. 12.1), przy czym wejściowy może mieć kilka emiterów. Tranzystory w takiej bramce wymagają odpowiedniej mocy do wysterowania w stanie statycznym, zwiększonej jeszcze chwilowo przy zmianie stanu pracy; efekt przeładowywania pojemności. W efekcie dla rozsądnej szybkości działania układu moc tracona w bramce jest dość spora (tab. 12.6). Lepsze pod tym względem są układy TTL LS, utrzymujące szybkość działania przy wyraźnie obniżonej mocy.



Rys. 12.1. Schematy bramki (funktora) NAND wykonanej w technologii TTL, seria 74 standard, oraz w technice CMOS, seria 4000B

Podstawową technologią układów o bardzo dużym stopniu scalenia jest CMOS. Jej funktor (rys. 12.1 i tab. 12.6), obciążony wejściami następujących tego typu funktorów, czyli prądami izolowanych bramek tranzystorów, praktycznie nie pobiera mocy w stanie statycznym. W trakcie zmiany wyjściowego stanu logicznego, czyli przełączania funktora przez krótką chwilę moc wzrasta do kilkunastu mW wskutek równoczesnego przewodzenia tranzystorów między zasilaniem a masą oraz wydatku energii na przeładowanie wejściowych pojemności tranzystorów własnych

i wejściowych następnego układu. Oznacza to, że średnia moc tracona w funktorze rośnie praktycznie liniowo ze wzrostem szybkości pracy, tj. częstotliwości przełączania. Układy CMOS są stosunkowo proste i tanie w produkcji. Możliwe jest uzyskanie bardzo dużych gęstości upakowania tranzystorów na powierzchni płytki krzemiu, bowiem w nowoczesnych układach powierzchnia zajmowana przez jeden taki tranzystor jest mniejsza od $1 \mu\text{m}^2$. Wczesne serie tej technologii były stosunkowo wolne (tab. 12.6), jak np. 4000B, ale opracowane później modyfikacje są szybsze, oszczędniejsze mocowo i napięciowo oraz mają większy margines zakłóceń od serii technologii TTL.

Tab. 12.6. Zestawienie porównawcze właściwości niektórych serii z dwóch technologii realizacji scalonych układów cyfrowych

Parametr	Technologia i seria realizacji układów			
	TTL standard	TTL LS (low power Schottky)	CMOS seria 4000B	CMOS seria HC
Napięcie zasilania U_{sup} [V]	$5 \pm 0,25$	$5 \pm 0,25$	3–18	2–6
Moc strat na bramkę w stanie statycznym P_{typ} [mW]	10	2	0,001	0,0025
Czas propagacji $t_{p\text{typ}}$ przy $N = 10^*$ lub $C_L = 50 \text{ pF}$ [ns]	10*	9*	125	8
Maksymalna częstotliwość pracy f_{max} [MHz]	25	33	4	50
Prąd wejściowy $I_{IH\text{max}}$ [μA]	40	20	0,1	1
Prąd wejściowy $I_{IL\text{max}}$ [μA]	– 1600	– 400	0,1	1
Prąd wyjściowy $I_{OH\text{max}}$ [mA] przy $U_{OH\text{min}}$	0,8	0,4	2,1	6
Prąd wyjściowy $I_{OL\text{max}}$ [mA] przy $U_{OL\text{max}}$	– 16	– 8	– 0,44	– 6
Napięcie wejściowe [V] przy $U_{\text{sup}} = 5,0 \text{ V}$	$5 > U_{IH} > 2$ $0,8 > U_{IL} > 0$	$5 > U_{IH} > 2,0$ $0,8 > U_{IL} > 0$	$5 > U_{IH} > 3,5$ $1,5 > U_{IL} > 0$	$5,0 > U_{IH} > 3,5$ $1,5 > U_{IL} > 0$
Napięcie wyjściowe [V] przy $U_{\text{sup}} = 5,0 \text{ V}$	$5 > U_{OH} > 2,4$ $0,4 > U_{OL} > 0$	$5,0 > U_{OH} > 2,4$ $0,5 > U_{OL} > 0$	$5 > U_{OH} > 4,95$ $0,05 > U_{OL} > 0$	$5,0 > U_{OH} > 4,9$ $0,1 > U_{OL} > 0$
Margines zakłóceń M_{typ} [V] przy zasilaniu 5,0 V	0,4	0,3	1,45	1,4
Spływ logiczny (obciążalność) N [liczba wejść]	10	20		
Zastosowane w tabeli indeksy w oznaczeniach wielkości: I – wejście (input), O – wyjście (output), H – stan wysoki, 1 logiczna (high), L – stan niski, 0 logiczne (low).				

12.2. PRACE PRZED ZAJĘCIAMI

Stopień wykonania punktów 12.2 i 12.3 rzutuje na ocenę całej grupy.

- A) Jak z funktorów NAND lub NOR zrobić negator (po dwa sposoby do każdego)? Pokaż to na rysunku i w tabeli prawdy, zaznaczając odpowiednie wiersze, oraz za pomocą praw algebry Boola.
- B) Jak z funktora EX-OR zrobić tzw. bramkę sterowaną, tj. przy jednym stanie wejścia sterującego (np. we b) przepuszczającą sygnał z wejścia danych (we a) bez zmiany, przy przeciwnym stanie sterującym – negującą sygnał z wejścia danych? Pokaż to na rysunku i w tabeli prawdy, zaznaczając odpowiednie wiersze.
- C) Przygotuj schematy i dowody logiczne a nawet tablicę Karnauga (jeżeli Twoim zdaniem jest ona potrzebna) z procedurą minimalizacji, do tych punktów Części Doświadczalnej ćwiczenia, w których mowa o zrealizowaniu konkretnych układów kombinacyjnych.
- D) Zapoznaj się ze sposobami opisu topografii wyprowadzeń scalonych układów cyfrowych oraz warunków ich stosowania, w katalogach lub na stronach internetowych ich producentów.

12.3. CZĘŚĆ DOŚWIADCZALNA

Sprawdź, czy w Twojej makietce Układy Cyfrowe (rys. 14.9) są panele ze scalonymi układami cyfrowymi, zawierającymi funktory:

technologia TTL standard lub LS

- 7400 lub 74LS00 cztery NAND 2-wej,
- 7402 lub 74LS02 cztery NOR 2-wej,
- 7404 lub 74LS04 sześć NOT,
- 7486 lub 74LS86 cztery EX-OR 2-wej,

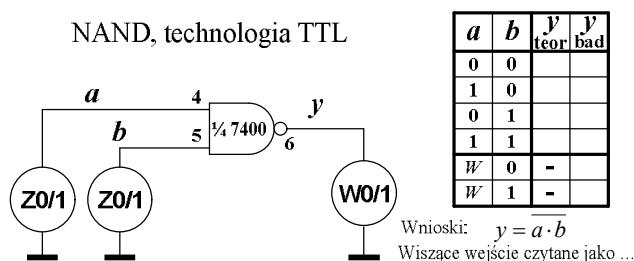
technologia CMOS seria 4000B

- 74001 lub 4001 cztery NOR 2-wej.

Przygotuj źródło zasilające makietę $U_{\text{sup}} = 5,0 \text{ V}$ i dołącz je do makiety; biegum ujemny do masy. Podłącz zasilanie paneli zadajników i wskaźników stanów logicznych do szyn zasilających w makietce. Panele stosowanych scalonych układów cyfrowych także muszą być dołączone do szyn zasilających.

12.3.1. Badania funktorów z układów scalonych

- a) Zbadaj zgodność działania z teoretyczną tabelą prawdy jednego wybranego funktora NAND z układu TTL typu 7400. Przykład dokumentacji wyników takiego badania pokazano na rys. 12.2.



Rys. 12.2. Przykład dokumentowania badania działania funktora cyfrowego, Z0/1 – zadajnik stanów logicznych 0 i 1, W0/1 – wskaźnik stanów logicznych 0 i 1. W tabeli stan W to niepodłączone („wiszące”) wejście

b) Sprawdź także, jak układ wykonany w tej technologii czyta stan niepodłączonego (wiszącego w powietrzu) wejścia – oznaczenie W w tabeli.

c) Powtóż wszystkie rodzaje badań z pkt. a) i b) dla jednego funktora NOR z układu CMOS typu 74001.

12.3.2. Konwersja i badanie funktorów; zaprojektuj wymienione układy, połącz je i zbadaj ich działanie logiczne

a) Funktor NOR dwuwejściowy zrobiony z funktorów NAND z jednego układu typu 7400.

b) Funktor EX-OR dwuwejściowy zrobiony z funktorów NAND z tylko jednego układu typu 7400.

c) Funktor NAND trójwejściowy zrobiony z dowolnych funktorów z układów scalonych, wymienionych na początku CZĘŚCI DOŚWIADCZALNEJ.

12.3.3. Realizacja złożonych układów kombinacyjnych; zaprojektuj wymienione układy i zbadaj ich działanie logiczne, zastosuj tylko dostępne układy scalone

a) Minimalizacja i realizacja układowa funkcji logicznej (wejścia A, B, C , wyjście Y), zadanej w postaci tabeli prawdy tab. 12.7, z kolumnami Y dla poszczególnych grup ćwiczących. Minimalizację wykonaj za pomocą tablicy Karanugha.

b) Multiplekser dwuwejściowy, o wejściach danych $X0$ i $X1$, wejściu sterującym (adresowym) A , wyjściu Y . Układ ma wykonać operację logiczną:

$$Y = X0 \cdot \bar{A} + X1 \cdot A.$$

c) Demultiplekser dwuwyjściowy, o wejściu danych X , wejściu sterującym (adresowym) A , wyjściach $Y0$ i $Y1$. Układ ma wykonać operacje logiczne:

$$Y0 = X \cdot \bar{A}, \quad Y1 = X \cdot A.$$

Tab. 12.7. Tabela prawdy układu kombinacyjnego realizowanego w pkt. 12.3.3a

Stany wejść			Stany wyjścia Y dla grupy numer:					
C	B	A	1	2	3	4	5	6
0	0	0	1	0	1	1	0	1
0	0	1	1	0	1	0	1	1
0	1	0	0	1	0	1	0	0
0	1	1	0	1	1	1	1	1
1	0	0	1	1	0	1	1	1
1	0	1	1	0	1	0	1	1
1	1	0	1	1	0	1	0	0
1	1	1	0	1	1	0	1	0

13. PRZERZUTNIKI BISTABILNE I UKŁADY SEKWENCYJNE

Cel: Poznanie podstawowych przerzutników bistabilnych stosowanych w technice cyfrowej i prostych układów sekwencyjnych, zbudowanych na nich oraz zasad ich stosowania i badania.

W ćwiczeniu zastosujesz układy scalone TTL; podano rodzaj i liczbę funktorów lub przerzutników w układzie scalonym, oznaczenie (typ) układu:

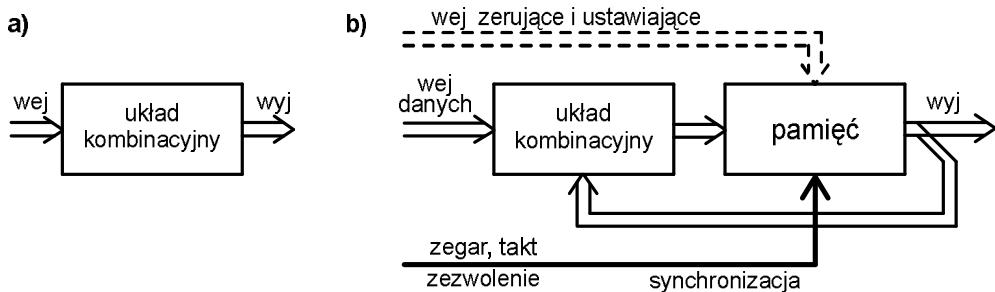
cztery NAND 2-wej	7400 lub 74LS00,
cztery NOR 2-wej	7402 lub 74LS02,
dwa przerzutniki D zboczowe	7474 lub 74LS74,
cztery przerzutniki D latch	7475 lub 74LS75,
dwa przerzutniki JK-MS	74107 lub 74LS107.

Tylko te układy możesz wykorzystać do realizacji punktów programu ćwiczenia.

Wszystkie uruchamiane i badane układy, wraz z zadajnikami i wskaźnikami stanów logicznych w makiecie Układy Cyfrowe (rys. 14.9) zasilisz tylko jednym napięciem, znamionowo $U_{\text{sup}} = +5 \text{ V}$.

13.1. WSTĘP TEORETYCZNY

Cyfrowe układy sekwencyjne nie działają tak jednoznacznie jak układy kombinacyjne. W układzie kombinacyjnym określona kombinacja stanów na wejściach musi zawsze wywołać tą samą reakcję na wyjściu. Natomiast w układzie sekwencyjnym reakcja wyjściowa może być dodatkowo uzależniona od historii układu, tj. także od wcześniejszej kombinacji stanów na wejściach oraz wcześniejszego stanu na wyjściu. Dzieje się tak za sprawą zapętleń sygnałów wstecznych oraz bloków pamięci, stosowanych w układach sekwencyjnych (porównaj rys. 13.1a i 13.1b). Wejścia w układzie sekwencyjnym dzielą się na trzy grupy: podstawowe wejścia danych, wejścia zerujące i ustawiające (tj. zazwyczaj ustalające warunki początkowe pracy układu), wejścia synchronizujące, które określają moment ważności danych czyli otwarcia układu na ich przyjęcie oraz moment zmiany stanów na wyjściach układu.



Rys. 13.1. Struktury dwóch podstawowych grup układów cyfrowych: a) kombinacyjne, bez pamięci i zapętleń, b) sekwencyjne z pamięcią, zapętlami i trzema typami wejść

Istotnym blokiem układów sekwencyjnych jest pamięć; brak jej w układach kombinacyjnych. Buduje się ją za pomocą elementarnych jednobitowych komórek pamiętających, zwanych przerzutnikami bistabilnymi. Nazwa oddaje podstawową

właściwość takiej komórki układowej; po określonym pobudzeniu wejść układ szybko zmienia stan swojego wyjścia (wyjść), czyli przerzuca się w drugi stan i może w nim pozostać dowolnie długo, dopóki nie nastąpi pobudzenie przerzucające go w stan przeciwny. Oba te stany (0 i 1) są stabilne i stąd nazwa: bistabilny (dwustabilny).

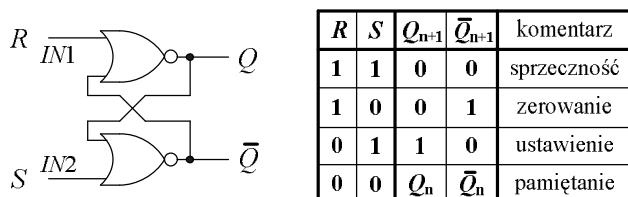
Przykłady typowych układów sekwencyjnych:

- proste zestawy pamięci, bez przekształcania formy danych,
- liczniki liczące w prost lub w obu kierunkach (dodające i odejmujące), z początkowym zerowaniem lub (i) ustawianiem konkretnej zawartości,
- rejestr przesuwne, zapamiętujące dane i przesuwające je w przód lub w tył, z możliwością zmiany formy ich przesyłu, np. z równoleglej na szeregową.

Poza pokazanym na rys. 13.1b zapętleniem z wyjścia do sieci kombinacyjnej, wykonającej operacje na danych, buduje się układy z dodatkową siecią na wejściach zerującco-ustawiających i zapętleniem z wyjścia do niej, np. gdy określony stan wyjścia ma spowodować wyzerowanie układu. Przykładem może być licznik binarny pracujący w kodzie BCD, czyli modulo 10, o dozwolonych stanach 0...9 w kodzie dziesiętnym. Pojawiający się w nim, w trakcie zliczania impulsów zegarowych, stan binarny 1010 czyli dziesiętny 10 powinien automatycznie wyzerować licznik.

13.1.1. PRZERZUTNIKI PROSTE I PROBLEM SYNCHRONIZACJI

Przykładem przerzutnika bistabilnego, czyli najprostszej komórki pamięci jednabitowej, może być układ złożony z dwóch funktorów NOR, z zapętlami z wyjścia na wejście przeciwnego funktora (rys. 13.2). Wyjścia takiego przerzutnika tradycyjnie noszą nazwy Q i \bar{Q} , sugerujące, że stan drugiego jest negacją stanu pierwszego. Nazwy wejść są podporządkowane zasadzie, że wejście jednoznacznie wymuszające na wyjściu stan $Q = 0$ jest nazywane zerującym i oznaczane R (od Reset), natomiast wymuszające stan $Q = 1$ jest nazywane ustawiającym i oznaczane S (od Set). Teraz wystarczy przypomnieć sobie tabelę prawdy funktora NOR (patrz poprzednie ćwiczenie), aby nazwać wejście pierwsze $IN1 \equiv R$; stan 1 na nim wymusi 0 na wyjściu Q , niezależnie od stanu na drugim wejściu tego funktora. Odpowiednio drugie wejście to $IN2 \equiv S$, bowiem stan 1 na nim spowoduje $\bar{Q} = 0$ niezależnie od stanu na drugim wejściu dolnego funktora.



Rys. 13.2. Prosty przerzutnik bistabilny na funktorach NOR oraz jego syntetyczna tabela prawdy

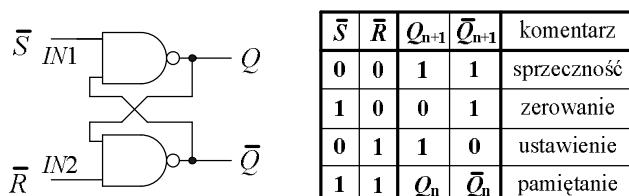
Celowo nie napisano $Q=1$ w poprzednim zdaniu, bowiem jest jedna nieprzyjemna kombinacja stanów na wejściach: $R = S = 1$, przy której oba wyjścia będą miały taki sam stan $Q = \bar{Q} = 0$, co jest sprzeczne z ideą nazw tych wyjść. Dlatego Autor zaleca nazwać ten stan sprzecznością, a nie proponowanymi w literaturze określeniami: stan zabroniony, czy nieokreślony. Jest to stan ściśle określony, powtarzalny i niczym nie grozi układowi lub elementom. Jedynie projektant układów musi zdawać sobie sprawę z konsekwencji pojawiienia się dwóch stanów 1 na wejściach takiego przerzutnika.

Jeżeli wejściowemu stanowi aktywnemu $S = 1$ będzie towarzyszył stan nieaktywny na wejściu zerującym, $R = 0$, to relacja negacji między wyjściami będzie spełniona i ten

stan przerzutnika nazywa się ustawieniem, a wejście $IN2 \equiv S$ jest wejściem ustawiającym. Użyto pojęcia „stan aktywny”; w przerzutnikach jest to stan na wejściu danego funktora, który z pewnością, niezależnie od stanu na drugim wejściu funktora da zawsze na jego wyjściu tą samą reakcję. W tym przerzutniku, z takimi funktorami, jest to jedynka logiczna. Najłatwiej rozpoznać ten stan po tym, że podanie go równocześnie na oba wejścia przerzutnika wywołuje sprzeczność na wyjściach, bowiem układ stara się równocześnie ustawić i wyzerować.

Czwarta kombinacja stanów wejść to $R = S = 0$; na obu wejściach są stany nieaktywne i na wyjściach będzie poprzednio ustalona kombinacja stanów, odpowiadająca zerowaniu lub ustawieniu. Ten stan przerzutnika nazywany jest pamiętaniem. Nie powinno się tych stanów wejść $R = S = 0$ wprowadzać po kombinacji $R = S = 1$ czyli po sprzeczności, bo konsekwencją nie będzie pamiętanie sprzeczności. Nawet jeżeli połączysz razem oba wejścia, to wskutek nawet znikomo małej różnicy w czasach propagacji funktorów przerzutnik przejdzie przez pośredni stan zerowania lub ustawienia i ten będzie zapamiętyany. Który z nich to będzie, jest kwestią przypadku. Autor proponuje stosowanie takiej zasady przy badaniu przerzutników: zmiana stanów na wejściach powinna być tylko na jednym z nich, przy ustalonym stanie drugiego wejścia. Unika się wtedy prób zapamiętania sprzeczności oraz prawdopodobnego, bardzo krótkiego pojawiania się stanu przeciwnego przy przechodzeniu z pamiętania zerowania lub pamiętania ustawienia do stanu sprzeczności. Nieprzestrzeganie tej zasady może prowadzić do błędów działania układów sekwencyjnych, zawierających taki przerzutnik.

Drugi prosty układ przerzutnika zawiera dwa funktory NAND (rys. 13.3). Tym razem stanem aktywnym na wejściach jest 0; przypomnij sobie tabelę prawdy funktora NAND z poprzedniego ćwiczenia. Sygnalizuje to negacja w oznaczeniu wejść. Zwróć uwagę, że tym razem naprzeciwko wyjścia Q jest wejście ustawiające $IN1 \equiv \bar{S}$, a poprzednio było zerujące. Stan aktywny zera na tym wejściu na pewno wymusi $Q=1$, niezależnie od stanu drugiego wejścia funktora.



Rys. 13.3. Prosty przerzutnik bistabilny na funktorach NAND oraz jego syntetyczna tabela prawdy

Odpowiednio drugie wejście jest zerujące, $IN2 \equiv \bar{R}$; stan aktywny 0 na nim da na pewno $\bar{Q}=1$. Podobnie jak w poprzednim przerzutniku, równoczesne podanie na wejścia stanu aktywnego, teraz $\bar{S} = \bar{R} = 0$ da na wyjściach sprzeczność $Q = \bar{Q} = 1$; nie będą one wzajemnie zanegowane. Tym razem stan pamiętania przerzutnika osiąga się przez podanie 1 na oba wejścia. Do tego przerzutnika także stosuje się wcześniej sformułowana zasada bezpiecznej pracy, o zalecanej zmianie stanu tylko jednego wejścia przy ustalonym stanie na drugim.

Tabele prawdy na rys. 13.2 i 13.3 są syntetyczne w tym sensie, że podsumowują właściwości danego przerzutnika, ale nie mogą być wprost wzorem do naśladowania przy badaniu układu w laboratorium. Tutaj należy wykazać przykładowo, że po sprzeczności można przejść do zerowania lub ustawienia, każdy z nich zapamiętać, że

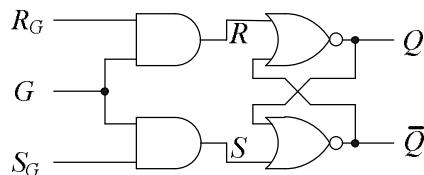
po zapamiętaniu dowolnego z nich można przejść do zerowania lub ustawienia itd. W rezultacie tabela badania może mieć kilkanaście wierszy.

Pokazane na rys. 13.2 i 13.3 proste przerzutniki są asynchroniczne – bez synchronizacji. Nie mają wejścia, które ustalałyby moment wprowadzenia stanów z wejść RS do układu. W układach przerzutników złożonych, których ostatnim stopniem jest przerzutnik prosty, te zerująco-ustawiające wejścia RS nie są synchroniczne i mają priorytet (nadzędnosć) nad pozostałymi. Tylko przy kombinacji stanów nieaktywnych na wejściach RS, dającej pamiętanie w przerzutniku prostym, układ złożony reaguje na stany wejść danych i synchronizacji.

Autor proponuje, w charakterze ćwiczenia teoretycznego, zapoznanie się z rozbudową prostego przerzutnika na funktorach NOR z rys. 13.2 o układ synchronizujący wprowadzanie stanów z wejściami RS. Przyjęto, że nadal wejściowym stanem aktywnym powinna być 1 i dotyczy to także wejścia synchronizującego G, którego porządkująca rolę sprawdza się tutaj do bramkowania wejścia RS, czyli zezwalania na wprowadzenie ich stanów. Oznaczono zewnętrzne, bramkowane sygnały układu jako R_G i S_G w odróżnieniu od R i S zdefiniowanych w układzie na rys. 13.2. Przyjęto także, że nie ma specjalnych warunków co do typu stosowanych funktorów w rozbudowie układu, ale nie mogą mieć więcej niż dwa wejścia.

Bramkowanie sygnałów wejściowych R_G i S_G , których stan aktywny to 1 oznacza wykonanie na nich oddziennie operacji iloczynu logicznego z sygnałem bramkującym – synchronizującym G:

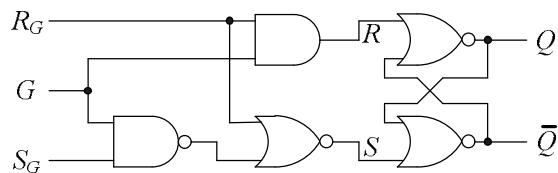
$$R = R_G \cdot G \quad \text{oraz} \quad S = S_G \cdot G. \quad (13.1)$$



Rys. 13.4. Przerzutnik na funktorach NOR z synchronizacją wprowadzania stanów z wejściami R_G i S_G

Wstępne rozwiązanie układu pokazano na rys. 13.4. Układ ma wadę polegającą na możliwości pojawienia się przypadkowego stanu na wyjściach. Będzie tak, gdy na wejściach jest $R_G = S_G = 1$, co daje sprzeczność przy $G = 1$ (bo $R = S = 1$), ale jest niedozwolone po zmianie G na 0, bo wtedy R i S zmieniają się na 0, a sprzeczność nie może być pamiętaana; patrz uwagi przy omawianiu układu z rys. 13.2. Jedną z możliwości uniknięcia takiej sytuacji jest np. przyjęcie, że stan $R_G = S_G = 1$ da taki sam efekt, jak zerowanie ($R_G = 1, S_G = 0$). Zmodyfikowana funkcja bramkowania sygnału z wejścia S_G oraz układ powinny mieć postać:

$$S = S_G \cdot G \cdot \overline{R_G} = (S_G \cdot G) \cdot \overline{R_G} = (\overline{S_G \cdot G}) + R_G. \quad (13.2)$$



Rys. 13.5. Przerzutnik na funktorach NOR z synchronizacją oraz eliminacją stanu sprzeczności i związanej z nim niepewności na wyjściach

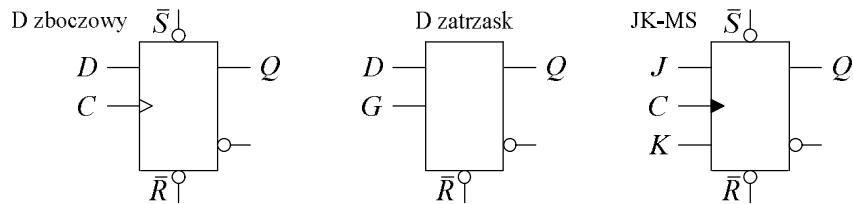
13.1.2. PRZERZUTNIKI ZŁOŻONE

Przerzutnik złożony (synchroniczny) ma z definicji wejście synchronizujące. Nazywa się ono zegarem, jeżeli synchronizacja wpisu danych lub reakcja wyjść na nie następuje na narastającym lub opadającym zboczu tego sygnału. Może nazywać się wejściem zezwolenia, gdy synchronizacja jest prostym bramkowaniem wejść danych przez np. wysoki stan sygnału na nim.

Do podstawowych przerzutników złożonych zaliczane są trzy typy:

- przerzutnik typu D, zboczowy, wejście danych D , synchronizacja narastającym zboczem sygnału zegarowego C ,
- przerzutnik typu D latch, tzw. zatrzaskowy, wejście danych D , synchronizacja wysokim poziomem sygnału zezwolenia G ,
- przerzutnik typu JK-MS, tzw. dwutaktowy, dwustopniowy, wejścia danych J i K , synchronizacja wprowadzenia danych do pierwszego stopnia wysokim poziomem sygnału zegarowego C a zmiany stanu wyjścia (wyjście drugiego stopnia) – opadającym zboczem tego sygnału.

Produkowane układy mogą mieć priorytetowe, oba wejścia zerująco-ustawiające RS , tylko jedno, zerujące R lub nie mieć żadnego z nich. Przykłady pokazano na rys. 13.6, a syntetyczne tabele prawdy w tab. 13.1 – 13.3.



Rys. 13.6. Przerzutniki złożone, czyli synchroniczne, ze wszystkimi rodzajami wejść: wejściami danych (D, J, K), wejściem synchronizującym (C, G) i wejściami zerująco-ustawiającymi (R i S)

Kółeczka na wejściach RS , oznaczające negację, sygnalizują stan 0 jako aktywny dla tego wejścia. Symbol X w tabeli oznacza brak wpływu stanu danego wejścia na to, co dzieje się w przerzutniku. Strzałka w góre to narastające zbocze sygnału synchronizującego, a strzałka w dół – zbocze opadające.

Tab. 13.1. Syntetyczna tabela prawdy synchronicznego przerzutnika D zboczowego

wejścia zeruj.-ustaw.		wejście danych	wejście synchr.	wyjścia		komentarz
\bar{R}	\bar{S}	D	C	Q_{n+1}	\bar{Q}_{n+1}	nazwa wej/wyj
0	0	X	X	1	1	sprzeczność
0	1	X	X	0	1	zerowanie
1	0	X	X	1	0	ustawienie
1	1	X	1	Q_n	\bar{Q}_n	pamiętanie
		X	↓	Q_n	\bar{Q}_n	pamiętanie
		X	0	Q_n	\bar{Q}_n	pamiętanie
		0	↑	0	1	wpis danych z D
		1	↑	1	0	wpis danych z D

Tab. 13.2. Syntetyczna tabela prawdy synchronicznego przerzutnika D zatrzask (latch)

wejście zeruj.	wejście danych	wejście synchr.	wyjścia		komentarz
\bar{R}	D	G	Q_{n+1}	\bar{Q}_{n+1}	nazwa wej/wyj
0	X	X	0	1	zerowanie
1	X	\downarrow	Q_n	\bar{Q}_n	pamiętanie
	X	0	Q_n	\bar{Q}_n	pamiętanie
	X	\uparrow	Q_n	\bar{Q}_n	pamiętanie
	0	1	0	1	dane z D wchodzą
	1	1	1	0	dane z D wchodzą

Tab. 13.3. Syntetyczna tabela prawdy synchronicznego przerzutnika dwutaktowego JK-MS

wejścia zeruj.-ustaw.		wejścia danych		wejście synchr.	wyjścia		komentarz
\bar{R}	\bar{S}	J	K	C	Q_{n+1}	\bar{Q}_{n+1}	nazwa wej/wyj
0	0	X	X	X	1	1	sprzeczność
0	1	X	X	X	0	1	zerowanie
1	0	X	X	X	1	0	ustawienie
1	1	X	X	0	Q_n	\bar{Q}_n	pamiętanie
		X	X	\uparrow	Q_n	\bar{Q}_n	pamiętanie
		X *	X *	1	Q_n	\bar{Q}_n	pamiętanie
		0	0	\downarrow	Q_n	\bar{Q}_n	pamiętanie
		0	1	\downarrow	0	1	wpis danych z JK
		1	0	\downarrow	1	0	wpis danych z JK
		1	1	\downarrow	\bar{Q}_n	Q_n	zmiana na negację

* - przy $C = 1$ stany JK są wpisywane do pierwszego przerzutnika, a zbocze opadające C przepisuje stan pierwszego do drugiego przerzutnika, dlatego zaleca się, aby stan wejść JK był ustalony przez cały czas trwania $C = 1$

13.2. PRACE PRZED ZAJĘCIAMI

Stopień wykonania punktów 13.2 i 13.3 rzutuje na ocenę całej grupy.

- A) Zapoznaj się w literaturze z działaniem i właściwościami układów do tematu, wymienionych na początku CZĘŚCI DOŚWIADCZALNEJ. Będą badane cyfrowe właściwości przerzutników i układów na nich, m.in. tabele prawdy, diagramy czasowe. Zwróć uwagę na różne rodzaje wejść: danych, zerujące i ustawiające, zegarowe, zezwolenia a także na ich priorytety i stany sprzeczne (zabronione?). Na podstawie wykładu i literatury zaproponuj racjonalne sposoby badania, tj. np. kolejność stanów wejściowych.
- B) Do punktów CZĘŚCI DOŚWIADCZALNEJ, w których mowa o badaniu zaprojektowanych układów narysuj schemat układu, dodaj syntetyczną tabelę

prawdy (uważaj na oznaczenia i funkcje wejść) lub jeśli to Twoim zadaniem celowe, także diagramy czasowe, tj. sekwencje czasowe sygnałów.

- C) Czy zaproponowana przykładowa tabela badania przerzutnika RS na bramkach NAND (tab. 13.4) ma prawidłową kolejność stanów na wejściach? Jaki stan sygnału na wejściu w prostych przerzutnikach RS na bramkach NAND i NOR jest wymuszającym, czyli jednoznacznie definiującym stan wyjścia z tego samego funktora, 0 czy 1? Uzasadnij odpowiedzi.

13.3. CZĘŚĆ DOŚWIADCZALNA

Sprawdź, czy w Twojej makiecie Układy Cyfrowe (rys. 14.9) są panele ze scalonymi układami cyfrowymi, zawierającymi funktry i przerzutniki w technologii TTL standard lub LS:

7400 lub 74LS00	cztery NAND 2-wej,
7402 lub 74LS02	cztery NOR 2-wej,
7474 lub 74LS74	dwa przerzutniki D zboczowe,
7475 lub 74LS75	cztery przerzutniki D latch,
74107 lub 74LS107	dwa przerzutniki JK-MS.

Przygotuj źródło zasilające makietę $U_{\text{sup}} = 5,0 \text{ V}$ i dołącz je do makiety; biegun ujemny do masy. Podłącz zasilanie paneli zadajników i wskaźników stanów cyfrowych do szyn zasilających w makiecie. Panele stosowanych scalonych układów cyfrowych także muszą być dołączone do szyn zasilających.

Pamiętaj, że o stanie wyjść układa sekwencyjnego może decydować aktualna kombinacja sygnałów na wejściach (co było typowe dla układów kombinacyjnych), ale także historia układu, tzn. kolejność podawania na wejścia różnych sygnałów. W związku z tym w tabeli do sprawdzenia działania logicznego nie wystarczy tylko tyle wierszy, co dla układu kombinacyjnego o tej samej liczbie wejść.

Cały program ćwiczenia jest obszerny; prowadzący zajęcia może polecić grupie wykonanie tylko części punktów programu.

13.3.1. Przerzutniki asynchroniczne i ich synchronizacja

- a) Zbadaj zaprojektowany i połączony asynchroniczny (prosty) przerzutnik RS zbudowany z funkторów NAND z układu scalonego 7400. Dobierz prawidłową kolejność stanów na wejściach (czy wykorzystasz tab. 13.4?); będzie to dodatkowo oceniane.

Tab. 13.4. Przykład tabeli do badania asynchronicznego przerzutnika RS na bramkach NAND.

Czy dobrze zaprojektowano badanie; czy kolejność jest prawidłowa i czy tyle wierszy wystarczy?

Czy taką samą tabelę można zastosować do przerzutnika RS na bramkach NOR?

Stany wejść		Stany wyjść			Komentarz
\bar{R}	\bar{S}	Q	\bar{Q}		
1	1				
0	1				
1	1				
1	0				
1	1				
0	0				
1	1				
0	1				
1	0				

- b) Dobuduj do tego przerzutnika zaprojektowany prosty układ synchronizacji wprowadzania stanów z wejściami. Zewnętrzne sygnały G , R_G i S_G powinny mieć 1 jako stan aktywny. Zbadaj działanie układu.

13.3.2. Scalone przerzutniki synchroniczne

Nie badaj układów w taki sposób jak prosty przerzutnik RS. Sprawdź to, co jest polecone w kolejnych punktach.

- a) Badanie przerzutnika D zboczowego, jednego z układu 7474:
 - wykaż priorytet wejścia RS nad pozostałymi (jaki jest ich stan aktywny, dający priorytet),
 - sprawdź, która faza sygnału synchronizującego C wpisuje dane z wejścia D do przerzutnika,
 - opisz wyniki słownie.
- b) Badanie przerzutnika D latch, jednego z układu 7475:
 - sprawdź, która faza sygnału zezwolenia G wpisuje dane z wejścia D do przerzutnika,
 - opisz wyniki słownie,
 - porównaj z poprzednim przerzutnikiem.
- c) Badanie przerzutnika JK-MS (dwutaktowego typu Master-Slave), jednego z układu 74107; przeanalizuj teoretycznie i zbadaj, na ile sposobów i jak (z jakimi warunkami) można w tym przerzutniku osiągnąć stan wyjścia $Q = 0$?

13.3.3. Układy sekwencyjne

Uwaga: w tych układach powinno być niezależne, priorytetowe wejście zerujące. W razie potrzeby zastosuj dodatkowe układy scalone poza wymienionymi niżej.

- a) Zaprojektuj, połącz i zbadaj asynchroniczny licznik dwubitowy (dzielnik częstotliwości przez 2 i 4) z wejściem blokady, zbudowany na dwóch przerzutnikach JK-MS z jednego układu 74107. Zdokumentuj wyniki badania działania układu za pomocą diagramów czasowych.
- b) Zaprojektuj, połącz i zbadaj dwubitowy rejestr przesuwny z szeregowym wejściem danych, wyjściami równoległym i szeregowym, zbudowany m.in. na dwóch przerzutnikach JK-MS z jednego układu 74107. Jakie typy rejestrów przesuwnych możesz zrealizować na tym układzie? Sprawdź to doświadczalnie i zdokumentuj wyniki za pomocą diagramów czasowych.

14. WYPOSAŻENIE STANOWISK LABORATORYJNYCH

Stanowiska laboratoryjne są wyposażone jednakowo, do ćwiczeń prowadzonych jednotematycznie, tzw. równym frontem. Można jednak realizować na nich w jednym terminie dowolny zestaw ćwiczeń przewidzianych programem Podstaw Elektroniki lub Układów Elektronicznych. Są trzy grupy wyposażenia: aparatura pomiarowa i pomocnicza, makiety do modelowania –łączenia układów, elementy wymienne do makiet. W tym rozdziale podano wykaz i podstawowe właściwości składników wyposażenia.

14.1. APARATURA POMIAROWA I POMOCNICZA

Tab. 14.1. GENERATOR FUNKCYJNY typ FG-8002

kształt sygnału	a) sinusoidalny, prostokątny, trójkątny z regulacją składowej stałej oraz regulacją niesymetrii, b) prostokątny o poziomach TTL
częstotliwość f nastawa płynna mnożnik dziesiętny (range) błąd nastawy $\pm \Delta$ niestabilność częstotliwości	przedaź 0,02 Hz–2,0 MHz (0,02) 0,2–2,0 x(1 Hz, 10 Hz,..., 1 MHz) $\leq 5,0\% f$ (do x100 kHz) $\leq 8,0\% f_{zakresu}$ (do x1 MHz) $\leq 0,5\%$
wyjście podstawowe rezystancja wyjściowa regulacja amplitudy regulacja składowej stałej regulacja niesymetrii dodatkowe wyjście	$50 \Omega \pm 5 \Omega$ (0,2–20) V_{pp} + tłumik – 20 dB od –10 V do +10 V 0,1–10 sygnał prostokątny TTL
sygnał sinus.: zniekształcenia sygnał prostok.: niesymetria, $t_{narostu}$ lub $t_{opadania}$ sygnał trójk.: nielinowość sygnał TTL: $t_{narostu}$ lub $t_{opadania}$	$\leq 1\%$ (10 Hz–100 kHz) $\leq 3\%$ ≤ 100 ns dla U_{max} $\leq 1\%$ (10 Hz–100 kHz) $\leq 5\%$ (100 kHz–2 MHz) ≤ 25 ns

Tab. 14.2. MULTIMETRY CYFROWE

MIERZONA WIELKOŚĆ PARAMETRY	TYP MXD-4660A zasilanie sieciowe 20 000 jednostek (j), podwójne całkowanie dodatkowe trzy pola cyfrowe	TYP DT-380 zasilanie baterijne 2 000 jednostek (j), podwójne całkowanie
NAPIĘCIE STAŁE U_{DC} zakresy błąd $\pm \Delta$ inne	0,2/2/20/200/1000* V $\leq (0,05\% \cdot U_x + 3 j)$ $\leq (0,1\% \cdot U_x + 5 j)$ na 1000 V $R_V = 10 M\Omega$	0,2/2/20/200/1000* V $\leq (0,5\% \cdot U_x + 1 j)$ $R_V = 10 M\Omega$
NAPIĘCIE PRZEMIENNE U_{AC} zakresy błąd $\pm \Delta$ inne	pasmo 40 Hz–10 kHz 0,2/2/20/200/750* V_{skut} 750 V_{sk} tylko do 1 kHz! $\leq (0,8\% \cdot U_x + 10 j)$ do 1 kHz $\leq (2,5\% \cdot U_x + 10 j)$ od 1 kHz $Z_V = 10 M\Omega \parallel 100 pF$	pasmo 40 Hz–1 kHz 0,2/2/20/200/700* V_{sinus} $\leq (0,8\% \cdot U_x + 3 j)$ $\leq (1,2\% \cdot U_x + 3 j)$ na 0,2 V i 700 V $Z_V = 10 M\Omega \parallel 60 pF$
PRĄD STAŁY I_{DC} zakresy błąd $\pm \Delta$ inne	2/20/200 mA/20 A $\leq (0,3\% \cdot I_x + 3 j)$ $\leq (0,5\% \cdot I_x + 3 j)$ na 20 A $U_A \leq 0,2 V$ lub $\leq 0,35 V$ na 0,2 A	20/200 μA /2/20/200 mA/2/20 A $\leq (0,5\% \cdot I_x + 1 j)$ $\leq (1,2\% \cdot I_x + 1 j)$ na 0,2 A i 2 A $\leq (2,0\% \cdot I_x + 5 j)$ na 20 μA i 20 A $U_A \leq 0,2 V$
PRĄD PRZEMIENNY I_{AC} zakresy błąd $\pm \Delta$ inne	pasmo 40 Hz–10 kHz, 20 A_{sk} do 1 kHz 2/20/200 mA/20 A_{sk} $\leq (1,5\% \cdot I_x + 10 j)$ do 1 kHz $\leq (2,5\% \cdot I_x + 10 j)$ od 1 kHz $\leq (1,5\% \cdot I_x + 15 j)$ na 20 A do 1 kHz $U_A \leq 0,2 V$ lub $\leq 0,35 V$ na 0,2 A	pasmo 40 Hz–1 kHz 20/200 μA /2/20/200 mA/2/20 A_{sinus} $\leq (1,0\% \cdot I_x + 3 j)$ $\leq (1,8\% \cdot I_x + 3 j)$ na 0,2 A i 2 A $\leq (3,0\% \cdot I_x + 7 j)$ na 20 μA i 20 A $U_A \leq 0,2 V$
REZYSTANCJA PRZY DC R_{DC} zakresy błąd $\pm \Delta$ inne	0,2/2/20/200 k Ω /2/20 M Ω $\leq (0,15\% \cdot R_x + 3 j)$ $\leq (0,2\% \cdot R_x + 5 j)$ na 0,2 k Ω $\leq (0,5\% \cdot R_x + 5 j)$ na 20 M Ω U na $R_x \leq 1,5 V$	0,2/2/20/200 k Ω /2/20 M Ω $\leq (0,5\% \cdot R_x + 1 j)$ $\leq (0,5\% \cdot R_x + 3 j)$ na 0,2 k Ω $\leq (1,0\% \cdot R_x + 2 j)$ na 20 M Ω U na $R_x \leq 0,7 V$
CZĘSTOTLIWOŚĆ f zakresy błąd $\pm \Delta$	automatyczny wybór zakresu 20/200 kHz/2/20 MHz $\leq 2 j$ czyli 0,01% zakresu	—

* Znamionowy największy zakres to 2000 V, podane wartości to graniczne mierzalne.

Tab. 14.3. OSCYLOSKOP DWUKANAŁOWY typ OS-5020 (lub 2020GN)

<p>Ekran: 10x8 cm. Siatka: główne działyki 1 cm, pomocnicze 0,2 cm</p> <p>Wejścia: kanał 1 (CH1, X), kanał 2 (CH2, Y), zewnętrzne wyzwalanie (EXT TRIG IN).</p> <p>Impedancja wej. CH1 i CH2: $1 M\Omega \parallel 30 pF$. Uwaga na kabel: $C_k \approx 120 pF/m$.</p> <p>Współcz. odchylenia CH1 lub CH2: 5mV/cm...5V/cm w sekwencji 1-2-5, płynnie do 2,5 razy na każdej pozycji. Zwiększenie wzmacnienia x5 dla CH1 oraz odwrócenie obrazu (INV) dla CH2.</p> <p>Błąd odchylenia pionowego: $\leq \pm 3\%$ (CH1 przy x5 $\leq \pm 5\%$)</p> <p>Szerokość pasma (kryterium – 3 dB): we DC (U_d): 0–20 MHz oraz 0–10 MHz dla CH1 przy x5 we AC (U_s): 10 Hz–20 MHz oraz 10 Hz–10 MHz dla CH1 przy x5</p> <p>Czas narostu $\leq 17,5$ ns (CH1 przy x5 ≤ 35 ns)</p> <p>Tryby pracy: CH1, CH2, DUAL (naprzemienna ALT lub siekana CHOP), sumowanie (ADD), XY.</p> <p>W trybie pracy DUAL przełączanie kanałów (dla podstawy czasu): naprzemienne – ALT ($0,2 \mu s/cm...2 ms/cm$), siekane – CHOP (5 ms/cm...0,2 s/cm).</p> <p>Podstawa czasu liniowa: $0,2 \mu s/cm...0,2 s/cm$ w sekwencji 1-2-5, płynnie do 2,5 razy lub tryb XY.</p> <p>Mnożnik rozcięgu czasu x1 i x10, tzn. 10 razy zmniejszany wsp. podstawy czasu.</p> <p>Błąd podstawy czasu $\leq \pm 3\%$ (dla x10 $\leq \pm 5\%$).</p> <p>Tryby wyzw. podst. czasu: AUTO, NORMAL, TV-Vert., TV-Horiz. + poziom wyzw. i zbocze.</p> <p>Źródła wyzwal.: naprzem. CH1 i CH2 (VERT), tylko CH1, zewn. (EXT), sieć zasil. (LINE).</p> <p>Wyjście kalibracyjne: prostokąt 1kHz, $0,5V_{pp}$.</p>

Tab. 14.4. ZASILACZ typ ZSM-1

Trzy niezależne źródła, masy oddzielne. Źródła można łączyć szeregowo.

Odchylenie U_o od znamion., $I_o = 0 A$: $\leq \pm 4,0\%$.

Zmiana U_o na 10% zmian nap. sieci: $< 0,5\%$.

Dynamiczna rezystancja wyj.: $R_o < 0,1 \Omega$.

Wyjście pojedyncze $U_o = + 5 V$, $I_{omax} = 1,0 A$.

Wyjścia podwójne $U_o = \pm 9 V$, $I_{omax} = 0,3 A$.

Wyjścia podwójne $U_o = \pm 15 V$, $I_{omax} = 0,3 A$.

Prąd zwarcia źródeł: (1,4–2,3) A.

Tab. 14.5. ŹRÓDŁO typ ŽNM-2, -11V...+11V

Jedno wyjście stabiliz., regulacja płynna:
zgrubna $-1 V...+1 V$, precyzer $-0,1 V...+0,1 V$.

Przełącznik mnożnika wartości: x0,1 / x1 / x10.

Maksymalny prąd trwałego obciążenia 20 mA.

Prąd zwarcia źródła (25–30) mA.

Wyjścia napięć przemiennych z transf. sieci do ćwiczenia Układy Zasilające (Nie zwierać!):
podwójne $U_o = 2x12 V_{sk}$, obc. do $I_o = 0,3 A_{sk}$
pojedyncze $U_o = 10 V_{sk}$, obc. do $I_o = 1,0 A_{sk}$.

Tab. 14.6. ZASILACZ typ ZMM-3,
(3–25) V/1,2 ATab. 14.7. OBCIĄŻALNIK DEKADOWY
typ OD-Rb

Jedno wyjście stabilizowane, regulacja płynna, wieloobrotowa $U_o = (+ 2,6...+ 25) V$.

Cyfrowe pole odczytowe o rozdzielcości 0,1 V z wartością napięcia wyjściowego. Maksym. błąd wskazania $\pm [0,5 + (0,1V \cdot 100/U_o)] \%$

Zmiana U_o na 10% zmian nap. sieci: $< 0,01 \%$.

Dynamiczna rezystancja wyj.: $R_o \leq 10 m\Omega$.

Maksym. prąd trwałego obciążenia $I_{omax} = 1,1 A$.

Sygnalizacja żółtą diodą LED $I_{omax} \geq 1,15 A$

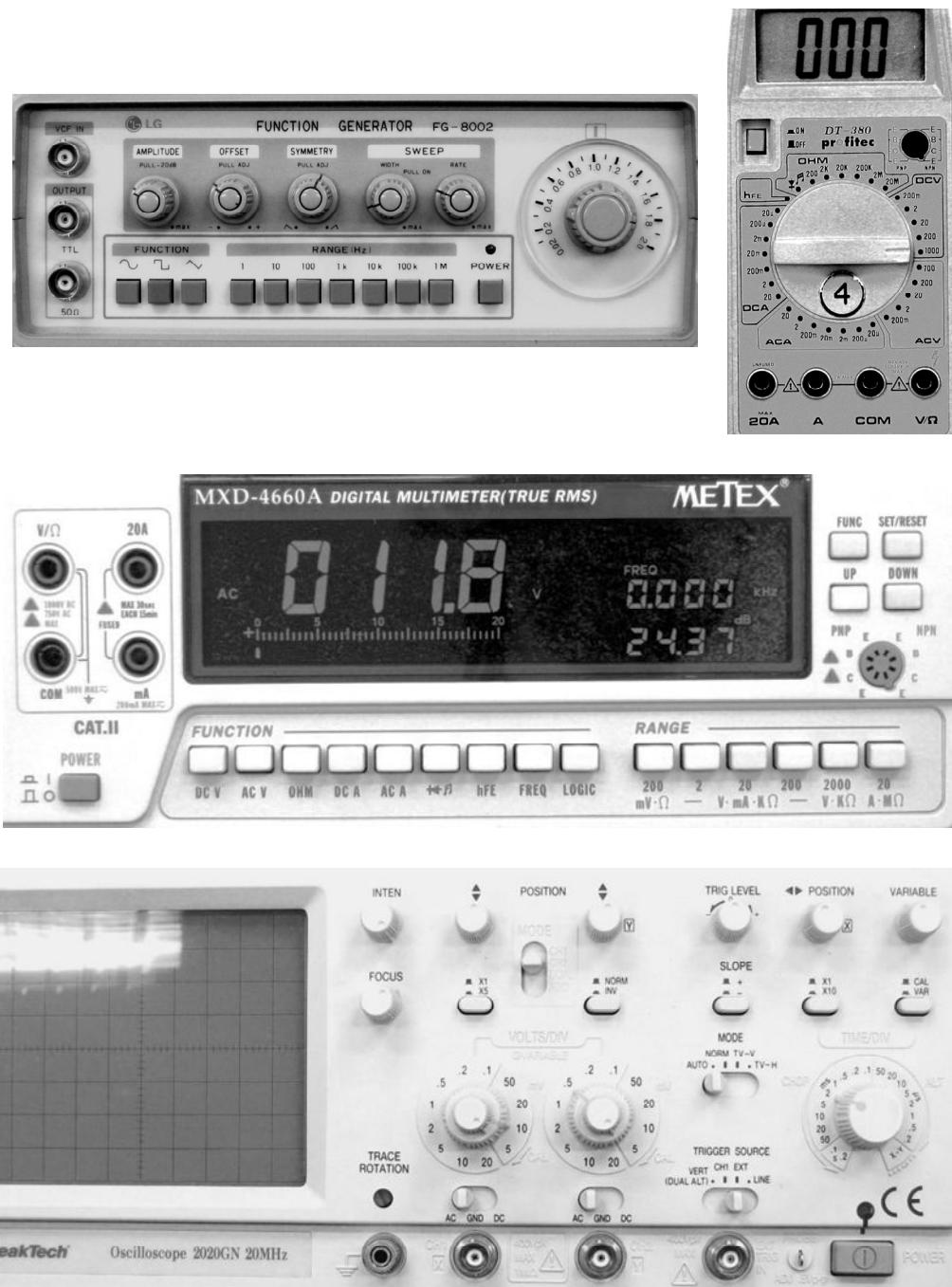
Prąd zwarcia źródła $I_{osh} \approx 1,35 A$.

Klasa 5

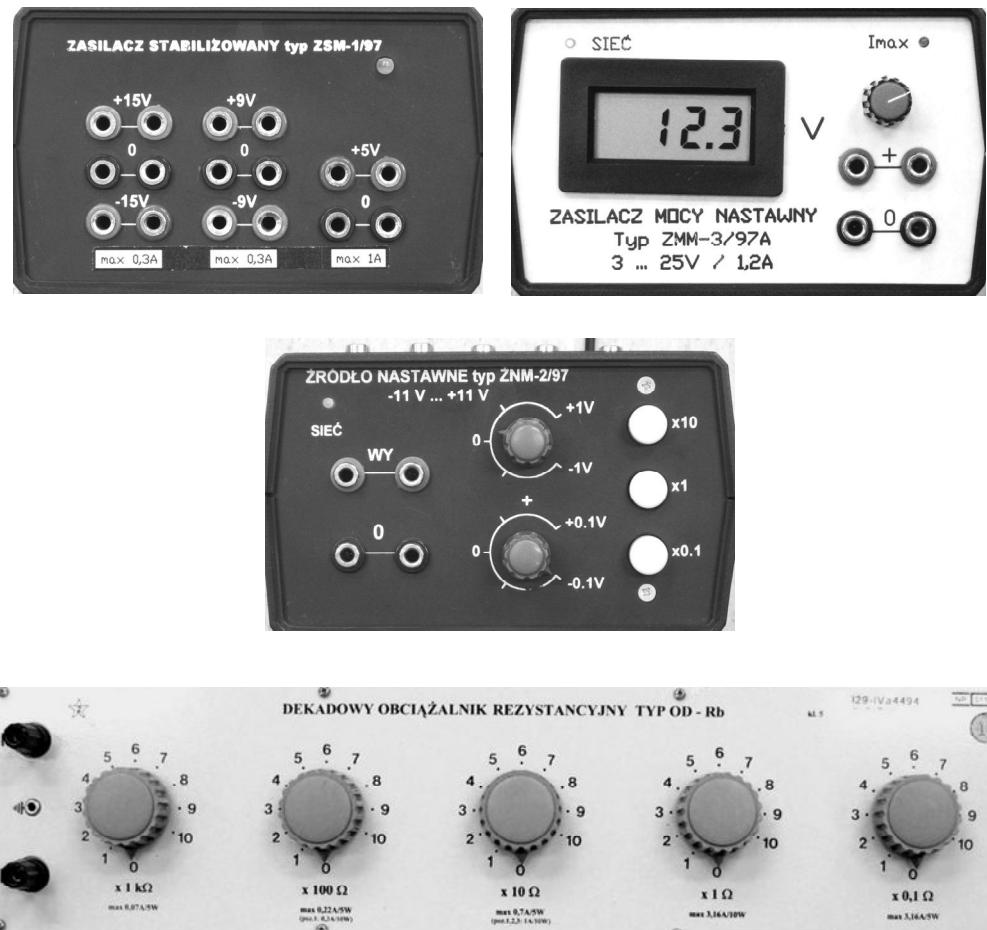
Nastawa w dekadzie: 0 – 1 – ... – 10

dekada [Ω]	I_{max} [A]	P_{max}^* [W]
x0,1	3,16	5
x1	3,16	10
x10	0,7	5
	(nast. 1,2,3x10)	1
x100	0,22	5
	(nast. 1x100)	10
x1k	0,07	5

* $) P_{max}$ na jeden skok nastawy dekady



Rys. 14.1. Generator FG-8002, multymetry cyfrowe DT-380 i MXD-4660A, oscyloskop 2020GN



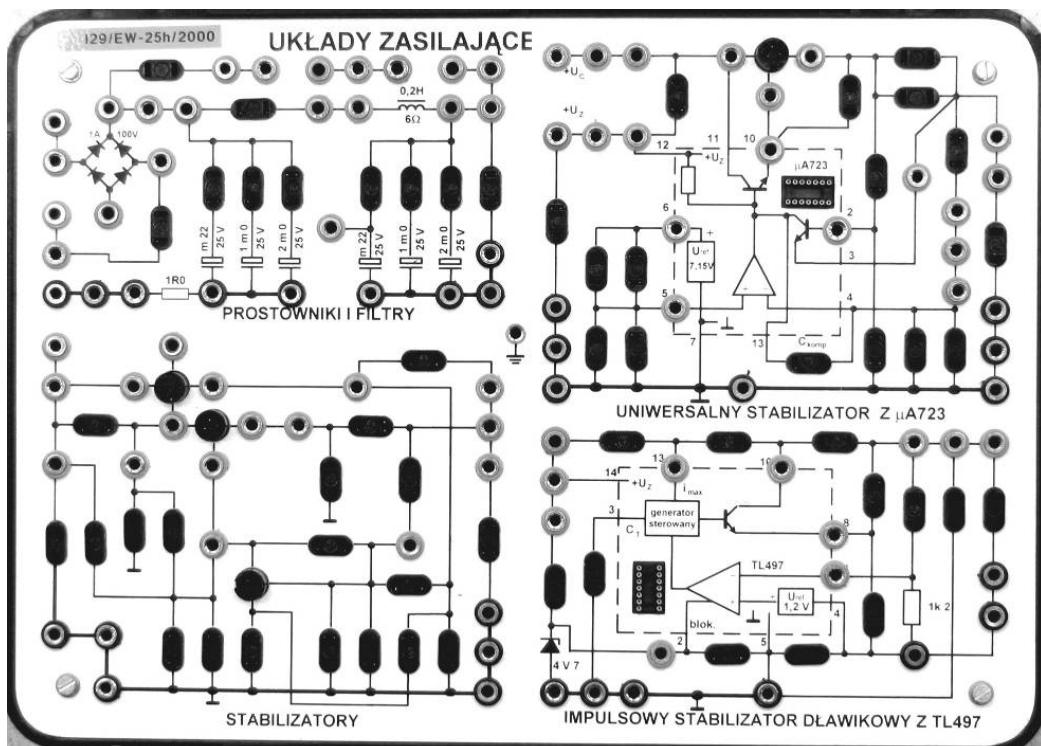
Rys. 14.2. Zasilacze ZSM-1 i ZMM-3, źródło ŹNM-2, obciążalnik dekadowy OD-Rb

14.2. MAKIETY LABORATORYJNE

Każde stanowisko w laboratorium jest wyposażone w cztery podstawowe makiety o nazwach: UKŁADY ZASILAJĄCE, WZMACNIACZE WIELOSTOPNIOWE, WZMACNIACZE OPERACYJNE, UKŁADY CYFROWE. Makiety mają wymiary 39x28x4 cm. W tej części rozdziału przedstawiono wygląd makiet i wybrane szczegóły oraz rodzaj układów możliwych do zrealizowania na każdej z nich.

14.2.1. MAKIETA UKŁADÓW ZASILAJĄCYCH

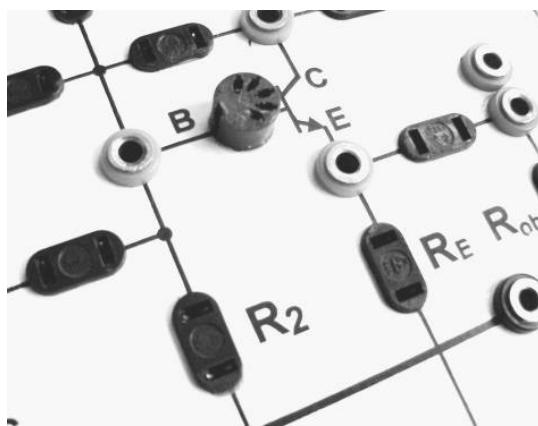
Na makiecie (rys. 14.3) na lewym górnym polu można połączyć układy prostowników pół- i pełnookresowych z filtrami: C, L, LC, RC, CLC, CRC. Można też zrealizować prostownik w układzie podwajacza napięcia. Dwa pola makiety (prawe górne i lewe dolne) służą do budowy stabilizatorów stałych napięć lub prądów o ciągłym działaniu, w oparciu o scalone układy stabilizatorów uniwersalnych lub jednonapięciowych, z dodatkowymi tranzystorami zwiększającymi moc obciążenia układów. Ostatnie, prawe dolne pole służy do budowy impulsowego stabilizatora dławikowego, obniżającego, podwyższającego lub odwracającego napięcie.

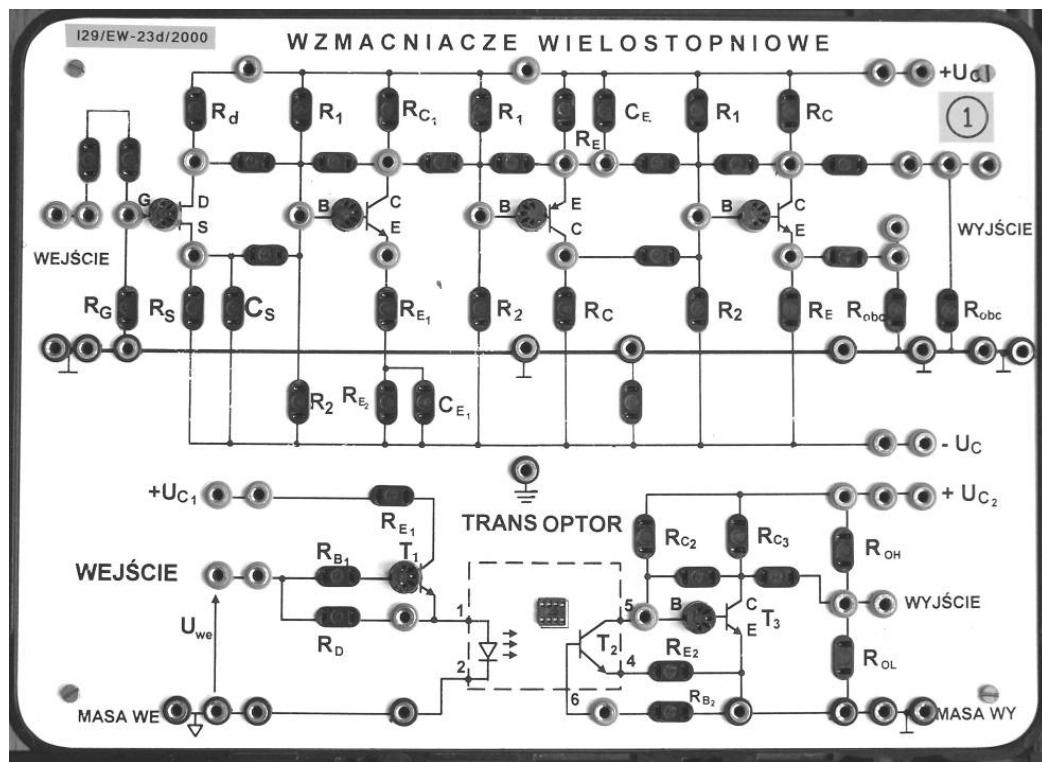


Rys. 14.3. Makieta UKŁADY ZASILAJĄCE

14.2.2. MAKIETA WZMACNIACZY WIELOSTOPNIOWYCH - TRANZYSTOROWYCH

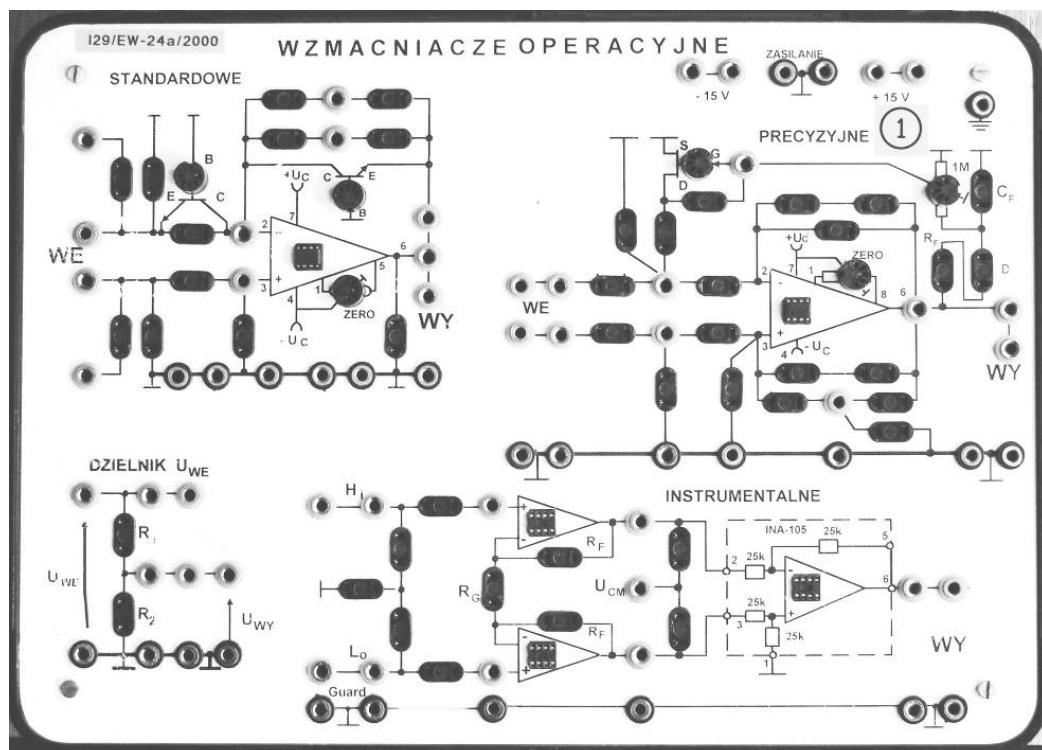
Ta makieta (rys. 14.4, 14.5) służy przede wszystkim do budowy układów na tranzystorach dyskretnych bipolarnych i unipolarnych: wzmacniaczy jedno- i wielostopniowych dla sygnałów przemiennych i stałych w różnych konfiguracjach i z różnymi obwodami polaryzacji tranzystora, układów transmisji sygnałów cyfrowych przez łącze izolowane (transoptor), źródeł prądowych, prostych stabilizatorów napięcia, kluczy sygnałów analogowych i cyfrowych, układów przesuwania poziomu i ograniczania amplitudy, różnych typów przerzutników, itd.. Można badać charakterystyki samych tranzystorów i diod półprzewodnikowych, łączyć układy bierne, jak np. filtry RC i LC, dzielniki szerokopasmowe.





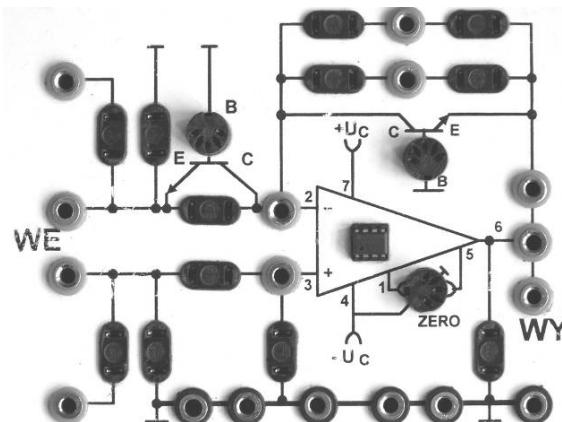
Rys. 14.5. Makieta WZMACNIACZE WIELOSTOPNIOWE

14.2.3. MAKIETA WZMACNIACZY OPERACYJNYCH – W ZASTOSOWANIACH



Rys. 14.6. Makieta WZMACNIACZE OPERACYJNE

Trzy podstawowe pola tej makiety (rys. 14.6) służą do łączenia większości jedno- i kilkustopniowych układów na wzmacniaczach operacyjnych. Pomocniczy dzielnik napięcia po lewej stronie na dole pomaga przy badaniu układów o dużych wzmacnieniach (służy do podziału E_g). Makieta ma gniazda na scalone wzmacniacze i dzięki temu można budować układy na różnych ich typach pod warunkiem zgodności topografii wyprowadzeń. Wszystkie układy na makietyce są zasilane wspólnie tymi samymi napięciami, doprowadzonymi z zewnątrz. Dwa górne pola, ze standardowymi i precyzyjnymi wzmacniaczami operacyjnymi mają gniazdo opisane ZERO na potencjometr do kompensowania niezrównoważenia układów.

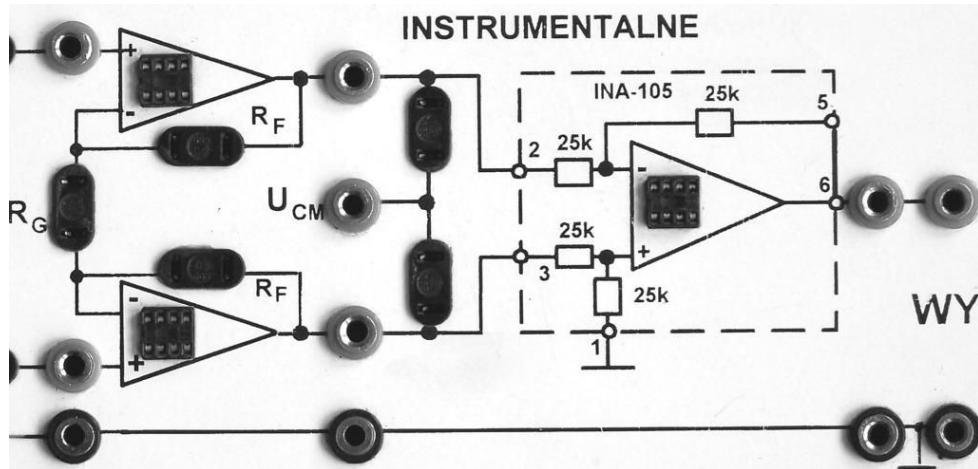


Rys. 14.7. Fragment makiety z rys. 14.6: pole do łączenia układów na standardowym WO

Pole ze standardowymi wzmacniaczami operacyjnymi (rys. 14.7) służy do budowy prostych, podstawowych układów liniowych, jak np. wzmacniacze napięciowe odwracające i nieodwracające oraz różnicowe, układy całkujące i różniczkujące, prymitywne układy selektywne (np. z czwórnikiem T zboczniowane), przetworniki prądowe, transimpedancyjne i transadmitancyjne, itd. Można także budować układy nieliniowe, jak np. ograniczniki sygnału, przetworniki logarytmujące i antylogarytmujące z tranzystorem lub diodą, relaksacyjne generatory fali prostokątnej.

Pole z precyzyjnymi wzmacniaczami operacyjnymi umożliwia budowę prawie wszystkich takich układów jak poprzednie, ale dzięki większej liczbie gniazd, a szczególnie rozbudowanej sieci po stronie wejścia nieodwracającego układy mogą być bardziej skomplikowane, jak np. generatory czwórkowowe fali sinusoidalnej z różnymi czwórkami selektywnymi i różnymi czwórkami nieliniowymi do stabilizacji amplitudy. Można łączyć układy na dwóch polach, np. generator funkcyjny fali prostokątnej i trójkątnej.

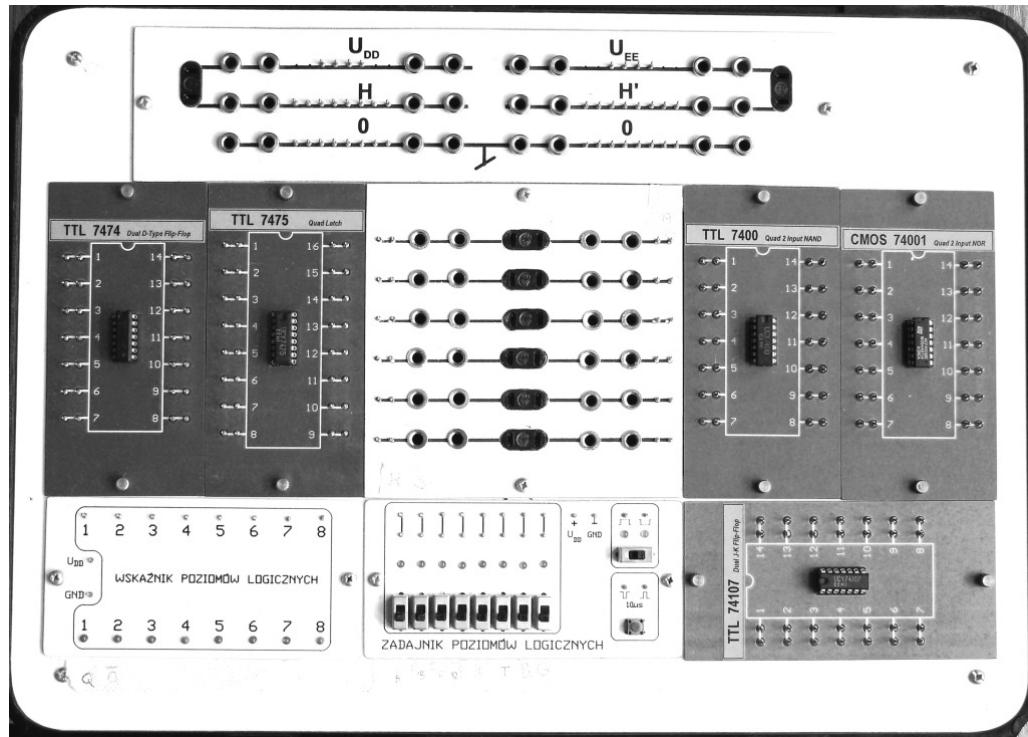
Na polu wzmacniaczy instrumentalnych, czyli pomiarowych wzmacniaczy różnicowych (rys. 14.8) można zbudować bardzo dokładne, wysokiej klasy jednostopniowe wzmacniacze różnicowe. Jednak ta część makiety służy przede wszystkim budowie kilkustopniowych układów różnicowych o dużych rezystancjach wejściowych (np. z wejściowymi stopniami wtórnikowymi) i jeszcze dodatkowo o regulowanym wzmacnieniu za pomocą jednego rezystora, bez pogarszania CMRR wzmacniacza (z wejściowym stopniem DIDO).



Rys. 14.8. Fragment makiety z rys. 14.6: pole do łączenia układów precyzyjnych wzmacniających różnicowych

14.2.4. MAKIETA UKŁADÓW CYFROWYCH

Na makiecie są pola na wymienne, przykręcane panele ze scalonymi układami cyfrowymi. Każdy taki panel ma gniazdo na układ, opis typu układu oraz opis topografii wyprowadzeń, jak to widać na rys. 14.9. Każda nóżka układu jest wyprowadzona poprzez gniazdo na dwie końcówki – kołki połączeniowe. Środkowy, największy panel umożliwia przejście ze standardu łączenniowego paneli z układami na standard gniazd i wtyków radiowych – bananowych celem przyłączenia aparatury oraz elementów z podstawowego zestawu.



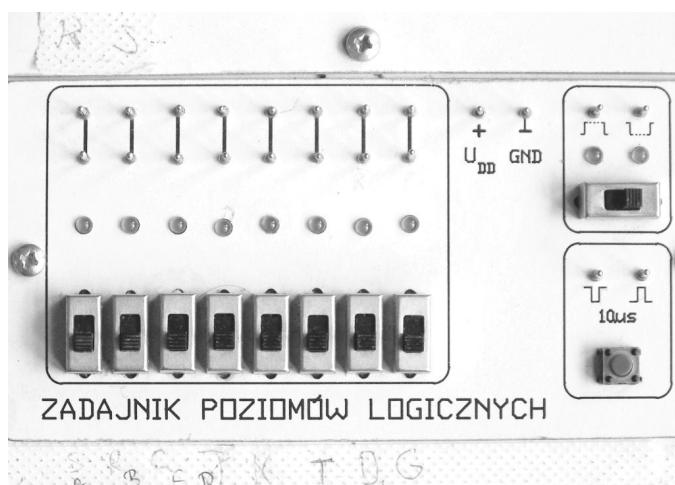
Rys. 14.9. Makieta UKŁADY CYFROWE

Bardzo ważne panele są na dole, na środku i po lewej stronie. Środkowy (rys. 14.10) służy do podawania wejściowych sygnałów cyfrowych do układów: zespół zadajników statycznych, zadajnik zboczowy, zadajnik impulsowy (dwa ostatnie mają

gwarantowaną jakość zboczy). Zadajniki mają diody świecące, sygnalizujące wysoki poziom logiczny na wyjściu zadajnika. Lewy dolny panel to zespół wskaźników poziomów logicznych na diodach świecących; służy do odczytywania sygnałów cyfrowych na wyjściach badanych układów, wysoki poziom logiczny zapala diodę. Obydwa te panele wymagają zasilenia.

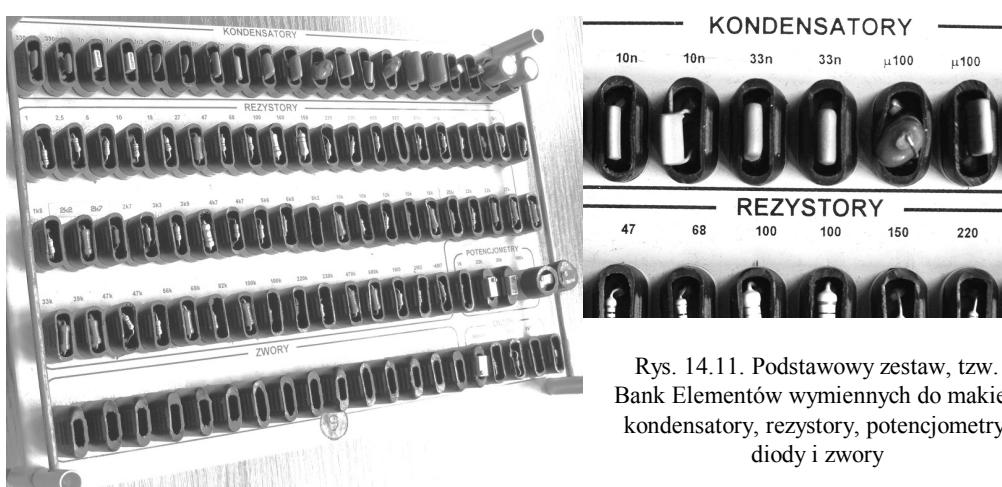
Napięcia zasilające doprowadza się do makiety za pośrednictwem górnego panelu; trzeba je następnie samemu rozprowadzić przewodami do paneli układów scalonych oraz zadajników i wskaźników poziomów logicznych. Zakres dopuszczalnych napięć to $(5 \pm 0,25)$ V dla układów TTL i $(3-18)$ V dla układów CMOS.

Na makiecie można wykonać proste badania elementarnych układów cyfrowych scalonych, np. podstawowych funktorów logicznych, przerzutników, komparatora, sumatora, itd. Można jednak przede wszystkim łączyć układy w złożone struktury kombinacyjne i sekwencyjne, poczynając od najprostszych jak np. dekodery, multipleksery aż po liczniki i rejesty przesuwne.



Rys. 14.10. Fragment makiety z rys. 14.9: pole źródła sygnałów dwustanowych, z pomocniczymi zapisami studentów

14.3. ZESTAW ELEMENTÓW DO MAKIET



Rys. 14.11. Podstawowy zestaw, tzw. Bank Elementów wymiennych do makiet: kondensatory, rezystory, potencjometry, diody i zwory

Do budowy układów na makietach potrzebne są elementy bierne i czynne. Włączane są one w gniazda na makietach: podstawowe elementy bierne (rys. 14.11) na wtykach dwukrońcowkowych, tranzystory i potencjometry na wtykach trójkrońcowkowych, transistory, scalone wzmacniacze operacyjne i układy cyfrowe wprost do gniazd dwurzędowych o liczbie kontaktów właściwej dla układu. W tabeli niżej podano typy i wartości elementów biernych w podstawowym zestawie elementów do makiet, który, tak jak przyrządy pomiarowe, jest wyposażeniem każdego stanowiska.

Tab. 14.8. ELEMENTY W PODSTAWOWYM ZESTAWIE DO MAKIET				
Kondensatory ze stałym dielektrykiem n33 2szt. 1n0 2szt. 3n3 2szt. 10n 2szt. 33n 2szt. μ 10 2szt. μ 33 2szt. 1 μ 0 2szt. elektrolityczne 10 μ /63 V 2szt. m10/40 V 2szt.	Rezystory stałe tolerancja \pm (5–10) %, maksymalna moc ($\frac{1}{4}$ – $\frac{1}{2}$) W			
	1R0	k47	5k6	47k (2szt)
	2R5	k68	6k8	56k
	5R0	k82	8k2	68k
	10R	1k0 (2szt)	10k (2szt)	82k
	18R	1k2	12k	M10 (2szt)
	27R	1k5	15k	M22
	47R	1k8	18k	M33
	68R	2k2	20k	M47
	k10 (2szt)	2k7 (2szt)	22k (2szt)	M68
Inne elementy zwory 15szt., diody uniwersalne Si (0,2 A/75 V) 1N4148 2szt. oraz Zenera (0,4 W) BZP683-C3V3 BZP683-C6V8				
Uwaga! Zapis wartości 3n3 oznacza 3,3 nF, μ 10 = 0,10 μ F = 100 nF, 1R0 = 1,0 Ω , k22 = 0,22 k Ω = 220 Ω , 4k7 = 4,7 k Ω .				
Tak zapisuje się wartości w dokumentacjach; odpowiednia litera przedrostka podwielokrotności lub nadwielokrotności jednostki zastępuje przecinek w zapisie wartości.				

Poza zestawem stanowiskowym z powyższej tabeli ćwiczący mają do dyspozycji zestaw dodatkowy – ogólny laboratoryjny, zawierający przede wszystkim:

- Diody półprzewodnikowe prostownicze krzemowe 1 A, Schottkiego 1 A, prostownicze germanowe 0,4 A, LED w czterech kolorach po 10szt.
- Diody Zenera 0,4 W i 2 W, napięcia (3,3–12) V, łącznie 30szt.
- Żaróweczki telefoniczne 12 V/20 mA i 12 V/50 mA 10szt.
- Termistory $R_{25^\circ} = 1,5 \text{ k}\Omega$ 10szt.
- Rezystory 100 Ω /5 %, 0,5 W i 5 W po 10szt.
- Potencjometry wielobrotowe (3 końc.) 1,0 M Ω 10szt.
- Dwójnik nieliniowy do generatora sinusoidy, równolegle rezistor i dwie diody ($\uparrow \parallel 3k3 \parallel \downarrow$) 10szt.

- Tranzystory bipolarne krzemowe npn i pnp małej mocy po 20szt.
- Tranzystory polowe złączowe z kanałem n (JFETn), małej mocy, dwa typy po 20szt.
- Tranzystory bipolarne krzemowe npn dużej mocy 15szt.
- Tranzystory polowe z izolow. bramką i kanałem n (nMOS), dużej mocy 15szt.
- Transistory z fototranzystorem, dwa typy po 10szt.
- Wzmacniacze operacyjne standardowe, precyzyjne, szybkie po 20szt.
- Cyfrowe układy scalone: NOT, NAND, NOR, EX-OR, przerzutniki D zboczowe i LATCH, przerzutniki JK-MS po 20szt.

Poza wymienionymi wyżej są dostępne w razie potrzeby także inne elementy, jak np. różne typy stabilizatorów jednonapięciowych i uniwersalnych małej i średniej mocy oraz sterowniki dławikowych stabilizatorów impulsowych i dławiki do nich, cyfrowe scalone układy kombinacyjne i sekwencyjne o większej skali integracji.

15. DODATEK

W tym rozdziale zebrano następujące materiały:

Dod. 15.1. Znamionowe wartości elementów elektronicznych według tzw. szeregow 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, wspólnym kolektorze WC (wtórnik emiterowy), wspólnej bazie WB.

Dod. 15.4. Wpływ sprzężenia zwrotnego na parametry robocze liniowego unilateralnego czwórnika.

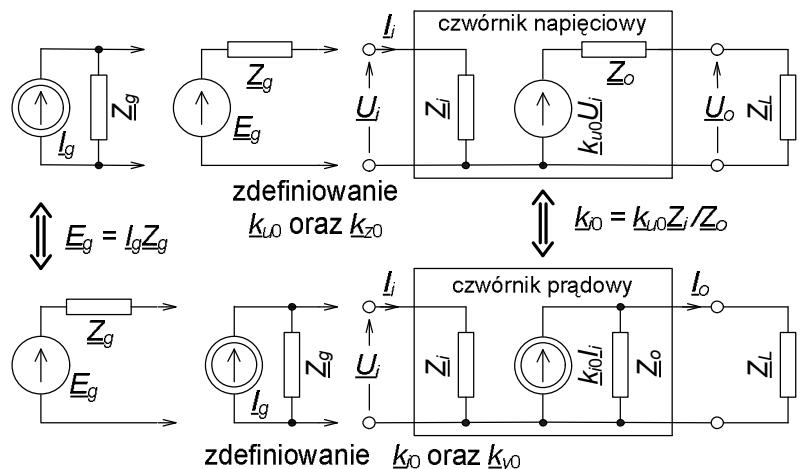
Dod. 15.1. Znamionowe wartości elementów elektronicznych według tzw. szeregow zależnych od tolerancji

Tab. 15.1.1. Wartości w jednej dekadzie według szeregov 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, tj. parametry w modelu czwórnika nie zależą od sygnału, oraz unilateralnych, czyli jednokierunkowych, w których sygnał jest przetwarzany wyłącznie z wejścia do wyjścia. Ogólnie transmitancje, czyli wielkości 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 odpowiednio 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,
 z – transimpedancja,
 0 – własna czwórnika,
 i – prądowa,
 y – transadmitancja,
 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. prądowej) 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

$$k_u \equiv \frac{u_o}{u_i} = k_{u0} \frac{R_L}{R_o + R_L} \xrightarrow[R_L \gg R_o]{} k_{u0} ,$$

$$k_{uef} \equiv \frac{u_o}{e_g} = k_u \frac{R_i}{R_i + R_g} \xrightarrow[R_L \gg R_o, R_g \ll R_i]{} k_{u0} . \quad (15.2.1)$$

Transimpedancja, dzielnik sygnału prądowego na wejściu i sygnału napięciowego na wyjściu

$$\begin{aligned} k_z &\equiv \frac{u_o}{i_i} = k_{z0} \frac{R_L}{R_o + R_L} \xrightarrow[R_L \gg R_o]{} k_{z0}, \\ k_{z\text{ef}} &\equiv \frac{u_o}{i_g} = k_z \frac{R_g}{R_i + R_g} \xrightarrow[R_L \gg R_o \quad R_g \gg R_i]{} k_{z0}. \end{aligned} \quad (15.2.2)$$

Transadmitancja, dzielnik sygnału napięciowego na wejściu i sygnału prądowego na wyjściu

$$\begin{aligned} k_y &\equiv \frac{i_o}{u_i} = k_{y0} \frac{R_o}{R_o + R_L} \xrightarrow[R_L \ll R_o]{} k_{y0}, \\ k_{y\text{ef}} &\equiv \frac{i_o}{e_g} = k_y \frac{R_i}{R_i + R_g} \xrightarrow[R_L \ll R_o \quad R_g \ll R_i]{} k_{y0}. \end{aligned} \quad (15.2.3)$$

Transmitancja prądowa, dzielniki sygnałów prądowych na wejściu i wyjściu

$$\begin{aligned} k_i &\equiv \frac{i_o}{i_i} = k_{i0} \frac{R_o}{R_o + R_L} \xrightarrow[R_L \ll R_o]{} k_{i0}, \\ k_{i\text{ef}} &\equiv \frac{i_o}{i_g} = k_i \frac{R_g}{R_i + R_g} \xrightarrow[R_L \ll R_o \quad R_g \gg R_i]{} k_{i0}. \end{aligned} \quad (15.2.4)$$

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 wzmacnienie napięciowe $k_{u0} \times \downarrow$	trans-impedancia $k_{z0} \times \downarrow$	trans-admitanca $k_{y0} \times \downarrow$	transmitancja prądowa, czyli wzmacnienie 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 czwórnika, zdefiniowanej jako stosunek wartości wybranych wielkości „wyjście/wejście”. Czwórnik obciążony na wyjściu dowolną rezystancją R_L

transmitancja napięciowa, czyli wzmacnienie napięciowe $k_u \times \downarrow$	trans-impedanca $k_z \times \downarrow$	trans-admitanca $k_y \times \downarrow$	transmitancja prądowa, czyli wzmacnienie 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 .

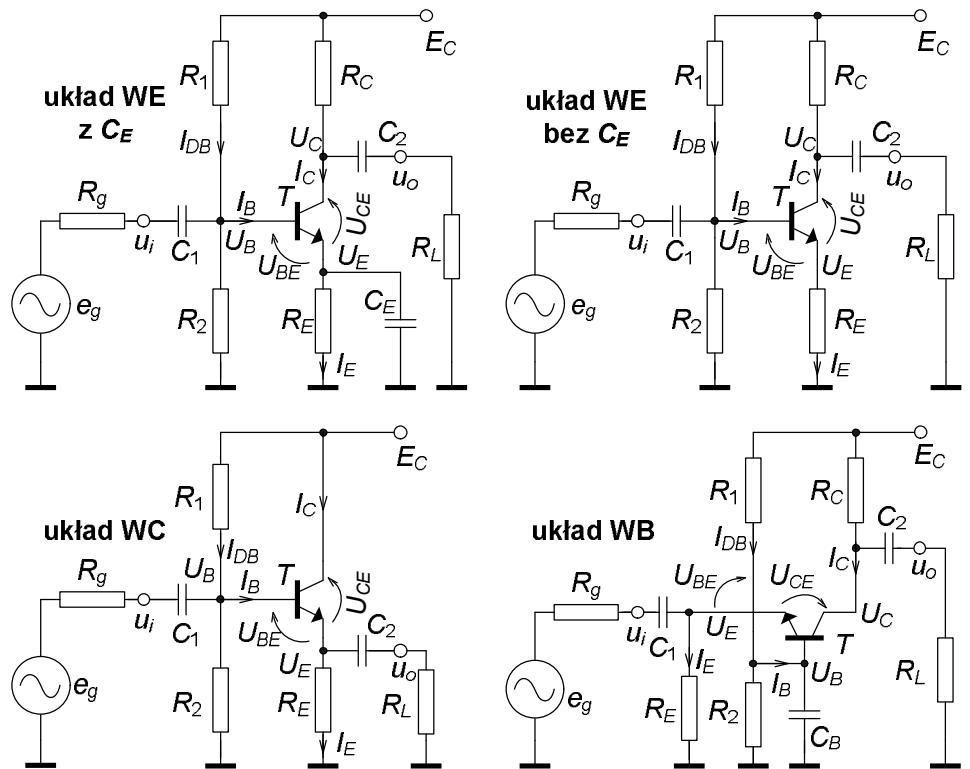
Tab. 15.2.3. Przeliczanie transmitancji czwórnika, zdefiniowanej jako stosunek wartości wybranych wielkości „wyjście/generator”. Generator (źródło) sygnału ma zastępczą rezystancję R_g , wyjście czwórnika jest obciążone rezystancją R_L

transmitancja napięciowa, czyli wzmacnienie napięciowe $k_{uef} \times \downarrow$	trans-impedanca $k_{zef} \times \downarrow$	trans-admitanca $k_{yef} \times \downarrow$	transmitancja prądowa, czyli wzmacnienie 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, wspólnym kolektorze WC (wtórnik napięciowy), wspólnej bazie WB

Przyjęto do opisu tych układów liniowe unilateralne czwórnikи zastępcze. We wszystkich układach zastosowano tranzystory npn, dodatnie zasilanie, bazę tranzystora spolaryzowaną 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

Tab. 15.3.1. Zestawienie wartości parametrów roboczych (małosygnalowych) układów wzmacniaczy na tranzystorze bipolarnym

Zdefiniowanie parametru \backslash Układ	Układ	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	>>1	<<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, $R_L = R_o$	$k_{pmax} = k_{u0}k_{i0}/4$	$(0,6–60) \cdot 10^3$	2–200	10–100	15–150

W tabeli 15.3.1 podano przykładowe wartości parametrów liniowych, unilateralnych modeli wzmacniaczy na tranzystorze bipolarnym. Wartości są orientacyjne, zależne od poziomu współczynnika wzmacnienia prądowego β tranzystora.

Niżej, w tekście podano zależności do obliczania parametrów stałoprądowych, określających punkt pracy ppQ (z indeksem Q) oraz parametrów roboczych – małosygnalowych układu. Zastosowano uproszczenia, wynikające z warunków stałości punktu pracy. Przyjęto, że w układzie pracuje tranzystor npn krzemowy małej mocy.

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 (na końcu zastosowano $I_{EQ} \approx I_{CQ}$, bo $\beta_0 \gg 1$)

$$U_{CEQ} = E_C - I_{CQ}R_C - I_{EQ}R_E \approx E_C - I_{CQ}(R_C + R_E), \quad (15.3.4)$$

napięcie na kolektorze względem masy

$$U_{CQ} = E_C - I_{CQ}R_C, \quad (15.3.5)$$

prąd kolektora równy w praktyce prądowi emitera

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{U_{EQ}}{R_E} \quad \text{lub} \quad I_{CQ} = \frac{E_C - U_{CQ}}{R_C}, \quad I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta_0}, \quad (15.3.6)$$

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

$$R_B = R_1 \| R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (15.3.8)$$

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 malosygnalowego 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 tranzystora npn małej mocy tzw. potencjału Earliego $U_Y \approx 200 \text{ V}$.

Dane do przykładu, z wynikami obliczeń z podanych wcześniej zależności:

$$\beta \approx \beta_0 = 200 \text{ A/A}, \quad \beta_{\min} \approx \beta_{0\min} = 150 \text{ A/A},$$

$$U_{BEQ} = 0,650 \text{ V}, \quad E_C = 20,0 \text{ V},$$

$$R_1 = 100 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 12,0 \text{ k}\Omega,$$

$$R_E = 750 \text{ }\Omega, \quad R_C = 5,10 \text{ k}\Omega,$$

$$R_g = (0 \div 2,00) \text{ k}\Omega, \quad R_L = (20,0 \div \infty) \text{ k}\Omega.$$

$$\text{Obliczono} \quad R_B = R_1 \| R_2 = 10,7 \text{ k}\Omega,$$

$$U_{BQ} = 2,15 \text{ V}, \quad U_{EQ} \approx I_{CQ} R_E = 1,50 \text{ V},$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = 2,00 \text{ mA}, \quad I_{BQ} = 10,0 \text{ }\mu\text{A}, \quad I_{DB} \equiv I_{R1} = 179 \mu\text{A},$$

$$U_{CQ} = 9,80 \text{ V}, \quad U_{CEQ} = 8,30 \text{ V}, \quad r_{ce} \equiv 1/h_{22e} = 100 \text{ k}\Omega,$$

$$\text{gdy } \varphi_T \approx 26,0 \text{ mV}, \quad r_{be} \equiv h_{11e} = 2,60 \text{ k}\Omega, \quad r_{eb} \equiv h_{11b} = 12,9 \text{ }\Omega.$$

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)

Zależność i przykład wartości dla układu		
Parametr	Układ WE z C_E	Układ WE bez C_E
Wzmocnienie napięciowe k_{u0}	$-\beta \frac{R_C \ r_{ce}}{r_{be}} = -373 \frac{\text{V}}{\text{V}}$	$-\frac{R_C}{R_E} \left[1 - \frac{1}{\beta} - \frac{R_E}{r_{ce} + R_C} - \frac{r_{be}}{\beta R_E} \right] = -6,60 \frac{\text{V}}{\text{V}}$
oraz przybliżenie \approx	$-R_C I_{CQ} / \varphi_T = -392 \frac{\text{V}}{\text{V}}$	$-R_C / R_E = -6,80 \frac{\text{V}}{\text{V}}$
Wzmocnienie prądowe k_{i0}	$-\beta \frac{R_B}{R_B + r_{be}} = -161 \frac{\text{A}}{\text{A}}$	$-\frac{R_B}{R_E} \left[1 - \frac{1}{\beta} \left(1 + \frac{R_B + r_{be}}{R_E \ r_{ce}} \right) \right] = -12,9 \frac{\text{A}}{\text{A}}$
oraz przybliżenie \approx	$-0,8\beta = -160 \frac{\text{A}}{\text{A}}$	$-R_B / R_E = -14,3 \frac{\text{A}}{\text{A}}$
Rezystancja wejściowa R_i	$R_B \ r_{be} = 2,09 \text{ k}\Omega$	$R_B \left\ \left[r_{be} + \frac{r_{ce} R_E (\beta + 1)}{r_{ce} + R_E + R_C \ R_L} \right] = (9,96 \div 9,97) \text{ k}\Omega$
oraz przybliżenie \approx	$0,8r_{be} = 2,08 \text{ k}\Omega$	$R_B = 10,7 \text{ k}\Omega$
Rezystancja wyjściowa R_o	$R_C \ r_{ce} = 4,85 \text{ k}\Omega$	$R_C \left\ r_{ce} \left[1 + \frac{\beta R_E}{R_E + r_{be} + R_B \ R_g} \right] = 5,09 \text{ k}\Omega$
oraz przybliżenie \approx	$R_C = 5,10 \text{ k}\Omega$	$R_C = 5,10 \text{ k}\Omega$
Stosunek rezystancji wejściowej do wyjściowej R_i/R_o	0,431	1,96
oraz z przybliżeń \approx	0,408	2,10

W układzie WE bez kondensatora C_E znamieniona 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.

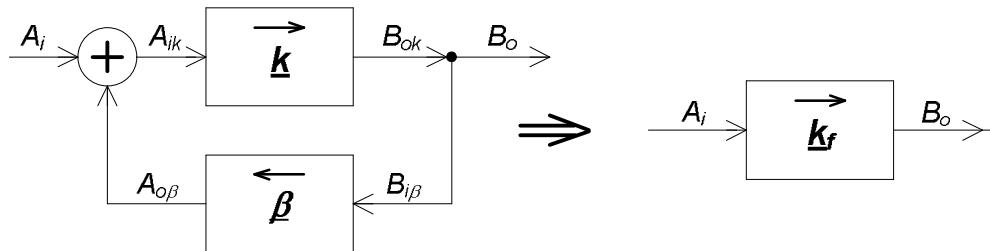
Tab. 15.3.3. Parametry robocze – małosygnalowe wzmacniaczy w układzie ze wspólnym kolektorem (WC) i ze wspólną bazą (WB). Wartości obliczone zgodnie z danymi po zal. (15.3.13)

Zależność i przykład wartości dla układu		
Parametr	Układ WC wtórnik emiterowy, napięciowy	Układ WB wtórnik prądowy
Wzmocnienie napięciowe k_{u0}	$\frac{R_E}{R_E + r_{eb}} = \frac{1}{1 + \frac{r_{be}}{(\beta+1)R_E}} = 0,983 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ oraz przybliżenie $\approx 1 \frac{\text{V}}{\text{V}}$	$\beta \frac{R_C \ [r_{ce}(\beta+1)]}{r_{be}} = 392 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ $R_C I_{CQ} / \varphi_T = 392 \frac{\text{V}}{\text{V}}$
Wzmocnienie prądowe k_{i0}	$\frac{(\beta+1)R_B}{R_B + r_{be}} = 162 \frac{\text{A}}{\text{A}}$ oraz przybliżenie $\approx 0,8\beta = 160 \frac{\text{A}}{\text{A}}$	$\frac{\beta R_E}{(\beta+1)R_E + r_{be}} = 0,978 \frac{\text{A}}{\text{A}}$ $1 \frac{\text{A}}{\text{A}}$
Rezystancja wejściowa R_i	$R_B \ [r_{be} + (\beta+1)(R_E \ R_L)]$ $= (9,98 \div 10,0) \text{ k}\Omega$ oraz przybliżenie $\approx R_B = 10,7 \text{ k}\Omega$	$r_{eb} \ R_E = \frac{r_{be}}{\beta+1} \ R_E = 12,7 \Omega$ $r_{eb} = \frac{r_{be}}{\beta+1} = 12,9 \Omega$
Rezystancja wyjściowa R_o	$\frac{r_{be} + (R_B \ R_g)}{\beta+1} \ R_E$ $= (12,7 \div 20,7) \Omega$ oraz przybliżenie $\approx \text{grube } (1 \div 2)r_{eb} = (12,9 \div 25,8) \Omega$	$R_C \ [r_{ce}(\beta+1)] = 5,10 \text{ k}\Omega$ $R_C = 5,10 \text{ k}\Omega$
Stosunek rezystancji wejściowej do wyjściowej R_i/R_o	482–787	$2,49 \cdot 10^{-3}$
oraz z przybliżeń \approx	415–829	$2,53 \cdot 10^{-3}$

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 przeciwe. 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

Tab. 15.4.1. Wpływ pętli sprzężenia zwrotnego na parametry robocze wynikowego czwórnika k_f (indeks f od feedback); $F = |\underline{k}/\underline{k}_f|$ – 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}

Zapiecone sprzężenie zwrotne modyfikuje właściwości czwórnika (nową transmitancję oznacza się \underline{k}_f , indeks f od feedback), zależnie od rodzaju sprzężenia, tj. nie tylko od tego, czy jest to DSZ, czy USZ, ale także od sposobu pobierania sygnału przez czwórknię 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 węźle – 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 ($k_f \ll k$):

$$\text{podstawowy wzór} \quad \underline{k}_f = \frac{\underline{k}}{1 - \underline{k} \cdot \underline{\beta}} = \frac{1}{\frac{1}{\underline{k}} - \underline{\beta}} \underset{\text{silne USZ}}{\approx} \frac{-1}{\underline{\beta}}, \quad (15.4.1)$$

$$\text{różnica zwrotnej} \quad F = \left| \frac{\underline{k}}{\underline{k}_f} \right| = \left| 1 - \underline{k} \cdot \underline{\beta} \right| \underset{\text{silne USZ}}{\approx} \left| \underline{k} \cdot \underline{\beta} \right| = |\underline{k}| \cdot |\underline{\beta}|, \quad (15.4.2)$$

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 na względne zmiany 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.

Zakłócenia, czyli sygnały niepożądane, wchodzące na wejście główne 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

$$\underline{k}_f(\underline{X}_d) = \frac{\underline{k}_2}{1 - \underline{k}_2 \cdot \underline{k}_1 \underline{\beta}} \underset{\text{silne USZ}}{\approx} \frac{-1}{\underline{k}_1 \underline{\beta}} \text{ razy,} \quad (15.4.7)$$

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., *Zadania z rozwiązaniami z elementarnej techniki układowej w elektronice*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2014.
- [5] Nowaczyk E., Nowaczyk J., *Podstawy elektroniki: materiały pomocnicze do ćwiczeń projektowo-laboratoryjnych*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1995.
- [6] Pióro B., Pióro M., *Podstawy elektroniki, cz. 1 i 2*, Wyd. Szkolne i Pedagogiczne, Warszawa 1997.
- [7] Rusek M., Pasierbiński J., *Elementy i układy elektroniczne w pytaniach i odpowiedziach*, WNT, Warszawa 2006.
- [8] Tietze U., Schenk Ch., *Układy półprzewodnikowe*, WNT, Warszawa 2009.