Politechnika Wrocławska

Wydział Elektroniki Mikrosystemów i Fotoniki

Laboratorium układów elektronicznych

Ćwiczenie 2

Wzmacniacze operacyjne

Zagadnienia do przygotowania

- Charakterystyka idealnego wzmacniacza operacyjnego.
- Parametry wzmacniaczy operacyjnych i metody ich pomiaru.
- Budowa i zasada działania niesymetrycznego wzmacniacza odwracającego i nieodwracającego.
- Budowa i zasada działania symetrycznego wzmacniacza pomiarowego.
- Budowa i zasada działania układów liniowych ze wzmacniaczami operacyjnymi.

Literatura

[1] W. Golde, L. Śliwa, *Wzmacniacze operacyjne i ich zastosowania, cz.1.*, Warszawa, WNT, 1982

[2] Z. Kulka, M. Nadachowski, *Zastosowania wzmacniaczy operacyjnych*, Warszawa, WNT, 1986.

[3] S. Kuta, *Elementy i układy elektroniczne, cz.1*, Kraków, UWND AGH, 2000.

[4] A. Prałat, *Laboratorium układów elektronicznych cz. 2*, Oficyna Wydawnicza PWr, 2001.

[5] Elektronika Praktyczna, nr 6, s. 89-92, nr 7, s.92-94, 2007.

1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest praktyczne poznanie podstawowych parametrów wzmacniaczy operacyjnych, metod ich pomiaru oraz podstaw projektowania i pomiaru charakterystyk układów ze wzmacniaczami operacyjnymi stosowanych do liniowego przekształcania sygnałów.

2. Wprowadzenie

Układy ze wzmacniaczami operacyjnymi (ang. *operation amplifier*) jako elementami aktywnymi prawie całkowicie zastąpiły klasyczne rozwiązania z pojedynczymi tranzystorami w zakresie małych częstotliwości. Z kolei nowa generacja szybkich wzmacniaczy operacyjnych, głównie ze sprzężeniem prądowym o częstotliwościach granicznych f_T do 10 GHz, znacznie rozszerza zakres częstotliwości pracy układów ze wzmacniaczami operacyjnymi.

Przy projektowaniu układów ze wzmacniaczami operacyjnymi, a także przy wyborze odpowiedniego typu wzmacniacza do określonych zastosowań niezbędna jest znajomość właściwości wzmacniacza, podawanych przez producentów jako parametry katalogowe. Często konieczny jest jednak pomiar niektórych parametrów wzmacniaczy w określonych warunkach pracy. Wynika to z faktu, że dane te bywają niepełne, czasami są wręcz pomijane, bądź definiowane w wąskim zakresie warunków pracy. Potrzeba ich pomiaru powstaje również w przypadku lokalizacji uszkodzeń w układach zawierających wzmacniacze operacyjne [2].

W punkcie 2.1 podano cechy idealnego wzmacniacza operacyjnego, natomiast w punkcie 2.2 definicje najważniejszych parametrów rzeczywistych wzmacniaczy operacyjnych oraz metod ich pomiaru za pomocą prostych układów pomiarowych.

Za pomocą wzmacniaczy operacyjnych można realizować funkcyjne operacje liniowe i nieliniowe na sygnałach analogowych, takie jak np. sumowanie, odejmowanie, całkowanie, różniczkowanie, logarytmowanie, przesuwanie fazy napięcia, przetwarzanie napięcie-prąd lub prąd-napięcie, precyzyjne prostowanie itp. Wzmacniacze operacyjne pracują najczęściej w układach z zewnętrznym ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Sprzężenie zwrotne polepsza właściwości układu, m.in. zmniejsza nieliniowości charakterystyki wzmocnienia i umożliwia jego dobór, modyfikuje pasmo przenoszonych częstotliwości, zmniejsza wpływ napięcia i prądu niezrównoważenia oraz poprawia

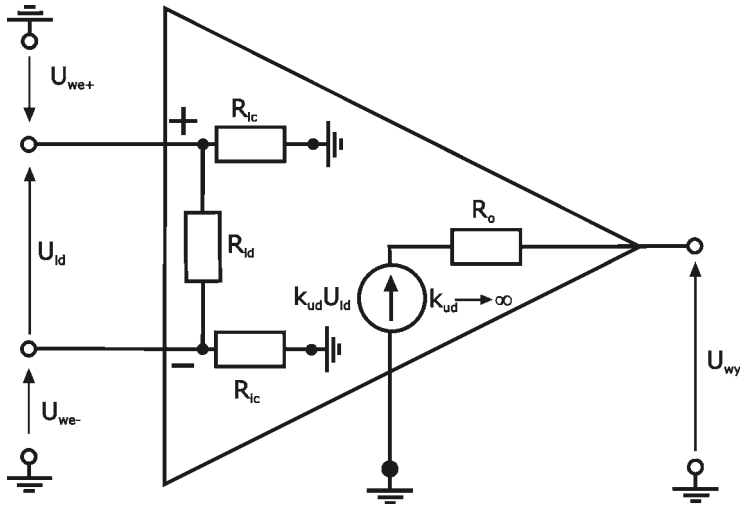
stałość parametrów. Układy ze wzmacniaczami operacyjnymi mogą pracować zarówno w konfiguracji z wejściem symetrycznym jak i niesymetrycznym. W przypadku wzmacniaczy o wejściu niesymetrycznym, zależnie od tego, które z wejść wzmacniacza jest wejściem odniesienia, a do którego jest doprowadzany sygnał, rozróżnia się dwa podstawowe układy pracy: układ odwracający i nieodwracający. Z kolei do układów o wejściu symetrycznym zaliczamy wzmacniacze różnicowe i pomiarowe. W punkcie 2.3 przedstawione zostaną schematy ideowe, podstawowe zależności oraz informacje niezbędne do projektowania i badania wzmacniaczy operacyjnych do zastosowań liniowych w układach wzmacniających i układach realizujących operacje matematyczne.

3. Charakterystyka idealnego wzmacniacza operacyjnego

Idealny wzmacniacz operacyjny powinien charakteryzować się:

- nieskończenie dużym różnicowym wzmocnieniem napięciowym ($k_{ud} \to \infty$),
- nieskończenie szerokim pasmem przenoszenia częstotliwości,
- nieskończenie dużą rezystancją wejściową (R_{id}, R_{ic}) na obu wejściach,
- zerową rezystancją wyjściową (R_o),
- zerowymi prądami wejściowymi (I_{ib}, I_{i0}),
- nieskończenie dużym dopuszczalnym prądem wyjściowym (I_{wy}),
- zerowym napięciem wyjściowym (U_{wy}) przy zerowej wartości różnicowego napięcia wejściowego (U_{id}), czyli zerowym napięciem niezrównoważenia (U_{i0}),
- zerowym sygnałem wyjściowym przy doprowadzeniu na wejście dwóch identycznych sygnałów (nieskończenie duże tłumienie sygnału sumacyjnego $CMRR \to \infty$),
- nieskończoną szybkością zmian napięcia wyjściowego ($SR \to \infty$),
- niezależnością parametrów od temperatury.

Na rys. 1 przedstawiono schemat zastępczy wzmacniacza operacyjnego, z zaznaczonymi jego podstawowymi parametrami.



Rys. 1. Schemat zastępczy wzmacniacza operacyjnego

4. Podstawowe parametry wzmacniacza operacyjnego - metody pomiaru

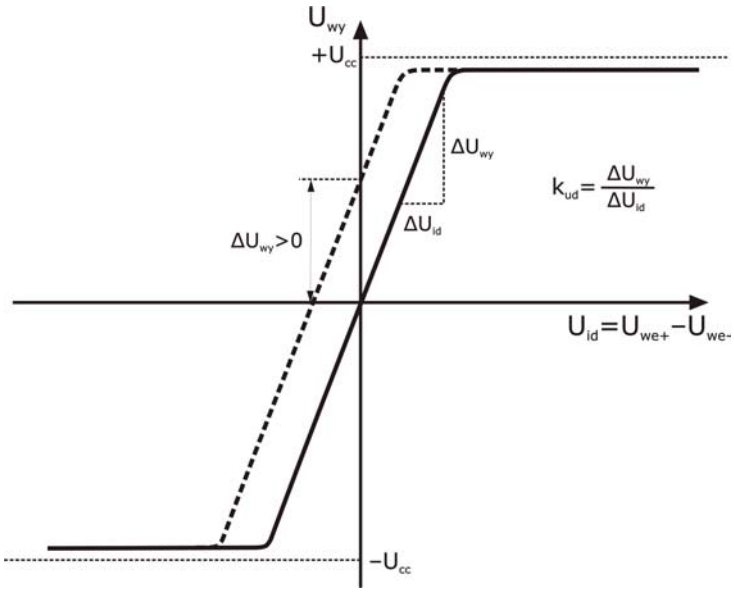
4.1. Wzmocnienie napięciowe wzmacniacza z otwartą pętlą

Wzmocnienie napięciowe różnicowe wzmacniacza z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego k_{ud} (ang. *Open Loop Differential Voltage Gain*), jest definiowane jako stosunek zmiany napięcia wyjściowego ΔU_{wy} do wywołującej ją zmiany różnicowego napięcia wejściowego ΔU_{id}:

$$k_{ud} = \frac{\Delta U_{wy}}{\Delta U_{id}} \qquad 2.1$$

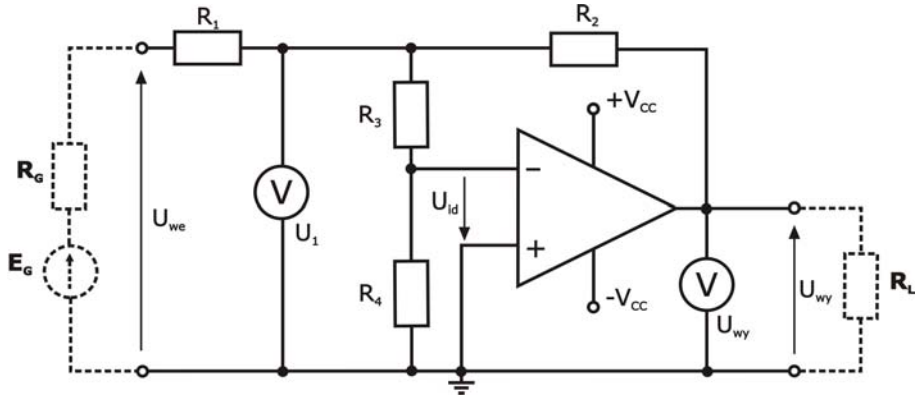
Składowa różnicowa (ang. *Differential Mode*) U_{id} odpowiada różnicy chwilowych wartości napięć wejściowych $U_{id} = U_{we+} - U_{we-}$, odpowiednio między wejściem odwracającym i nieodwracającym.

Wzmocnienie k_{ud} (w katalogach oznaczane również jako A_{ud}), nazywane różnicowym wzmocnieniem napięciowym (wzmocnienie napięciowe sygnału różnicowego), jest wyrażane jako wartość bezwzględna w [V/V] lub [dB]. Wzmocnienie to jest zawsze określane przy ustalonych wartościach napięcia zasilającego i temperatury, gdyż silnie zależy od tych czynników [2]. W rzeczywistych układach przyjmuje wartości $10^4 \div 10^6$ V/V (ok. 80 ÷ 130 dB).



Rys. 2. Charakterystyka przejściowa wzmacniacza operacyjnego przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego

Na rys. 2 przedstawiono typowy przebieg zależności napięcia wyjściowego od różnicowego, tzw. charakterystyka przejściowa wzmacniacza operacyjnego. Na tej charakterystyce można wyróżnić trzy zakresy pracy wzmacniacza: zakres pracy liniowej i dwa zakresy nasycenia. W zakresie pracy liniowej, który w praktyce wynosi ułamki mV, napięcie wyjściowe jest określone wzorem (2.1). Z kolei w zakresie nasycenia napięcie wyjściowe przyjmuje ujemną lub dodatnią wartość napięcia nasycenia.



Rys. 3. Układ do pomiaru różnicowego wzmocnienia napięciowego wzmacniacza operacyjnego [2]

Wyznaczenie wartości wzmocnienia napięciowego układu z otwartą pętlą wymaga podania do wejść wzmacniacza tak małych napięć, co znacznie utrudnia prowadzenie eksperymentu. Z tego względu stosuje się różne pośrednie metody pomiaru wzmocnienia, w których wzmacniacz otacza zamknięta pętla sprzężenia zwrotnego. Przykład takiego układu przedstawiono na rys. 3.

W prezentowanym układzie sygnał z generatora przebiegu sinusoidalnego przed podaniem na wejście wzmacniacza jest doprowadzony do dzielnika z rezystorami o wartości R_3 i R_4. W takim układzie do wzmacniacza operacyjnego podawane jest niewielkie napięcie U_{id}, które jest wynikiem podziału, natomiast mierzy się napięcie $U_1 = k_{u1} U_{id}$, którego wartość jest odpowiednio większa. W konsekwencji, wzmocnienie napięciowe badanego wzmacniacza z otwartą pętlą wyraża się wzorem:

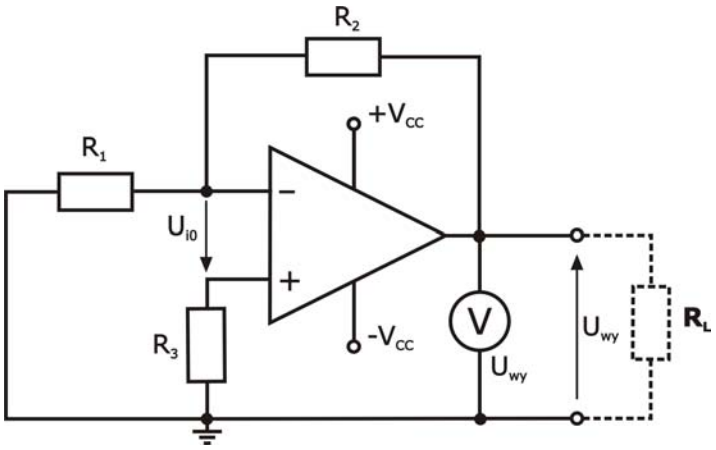
$$k_{ud} = -\frac{U_{wy}}{U_{id}} = -k_{u1}\frac{U_{wy}}{U_1}, \qquad 2.2$$

gdzie $k_{u1} = 1 + \frac{R_3}{R_4}$.

W układzie z rys. 3, w którym wartości rezystorów wynoszą odpowiednio: R_1 = R_2 = 50 kΩ, R_3 = 100 kΩ, R_4 = 1 kΩ, przy stałej częstotliwości sygnału pomiarowego z generatora, wzmocnienie napięciowe k_{ud} wynosi $k_{ud} = -101 U_{wy} / U_1$.

4.2. Wejściowe napięcie niezrównoważenia

Wejściowe napięcie niezrównoważenia U_{i0} (ang. *Input Offset Voltage*) jest to stałe wejściowe napięcie różnicowe $U_{i0} = U_{we+} - U_{we-}$, wymagane do uzyskania zerowej wartości napięcia wyjściowego, przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego (ze względu na niesymetrię układu, przy zerowej wartości różnicowego napięcia wejściowego, napięcie wyjściowe jest różne od zera). Typowe wartości tego napięcia wynoszą dziesiątki μV dla wzmacniaczy bipolarnych oraz dziesiątki mV dla wzmacniaczy unipolarnych. Na rys. 2 linią przerywaną przedstawiono charakterystykę przejściową wzmacniacza dla przypadku, gdy napięcie wyjściowe jest większe od zera ($\Delta U_{wy} > 0$).



Rys. 4. Układ do pomiaru wejściowego napięcia niezrównoważenia [2]

Wejściowe napięcie niezrównoważenia należy do tych parametrów wzmacniacza, które szczególnie często wymagają indywidualnego pomiaru, ze względu na duży rozrzut tego parametru w poszczególnych egzemplarzach wzmacniaczy [2]. Przy pomiarze tego parametru korzysta się często z prostego układu z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego o dużym wzmocnieniu (rys. 4). Wejściowe napięcie niezrównoważenia wyznacza się z zależności:

$$U_{i0} = -\frac{U_{wy}}{k_{u2}}, \qquad 2.3$$

gdzie $k_{u2} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$.

Typowy dobór elementów układu z rys. 4 jest następujący: R_1 = R_3 = 100 Ω, R_2 = 100 kΩ, wtedy U_{wy} = -1001 U_{i0}, czyli uzyskuje się ok. 1000-krotnie wzmocnione napięcie U_{i0}.

4.3. Wejściowe prądy polaryzujące i wejściowy prąd niezrównoważenia

Wejściowe prądy polaryzacji I_{ib1} i I_{ib2}, polaryzujące stopień wejściowy warunkują prawidłową pracę wzmacniacze operacyjnego. W katalogach podaje się zazwyczaj wartość średnią arytmetyczną obu prądów:

$$I_{ib} = \frac{|I_{ib1}| + |I_{ib2}|}{2}. \qquad 2.4$$

Typowe wartości wejściowych prądów polaryzacji wynoszą 0,1 ÷ 100 nA dla wzmacniaczy bipolarnych oraz 10–400 pA dla wzmacniaczy unipolarnych.

Wejściowy prąd niezrównoważenia I_{i0} jest definiowany jako różnica wejściowych prądów polaryzacji:

$$I_{i0} = I_{ib1} - I_{ib2}\,. \qquad 2.5$$

Jego typowe wartości, to 50 nA dla wzmacniaczy bipolarnych i ok. 0,5 pA dla wzmacniaczy unipolarnych.

Pomiar tych parametrów jest mocno utrudniony i mało dokładny, ze względu na potrzebę stosowania w układach pomiarowych rezystorów o bardzo dużej rezystancji (od MΩ do GΩ) i tolerancji rzędu 0,1 %, co jest trudne do uzyskania. Przykładowe układy pomiarowe podano w pracy [2].

4.4. Rezystancja wejściowa i wyjściowa

Rezystancja wejściowa wzmacniacza operacyjnego ma dwie składowe:

- rezystancję określaną dla sygnału różnicowego (R_{id}), tj. rezystancja „widziana" między wejściami wzmacniacza (odwracającym i nieodwracającym) z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego, definiowana jako:

$$R_{id} = \frac{\Delta U_{id}}{\Delta I_{ib1}} \text{ lub } R_{id} = \frac{\Delta U_{id}}{\Delta I_{ib2}}\,, \qquad 2.6$$

- rezystancję określaną dla sygnału sumacyjnego (R_{ic}), tj. rezystancja „widziana" między jednym z wejść wzmacniacza a masą, definiowana jako:

$$R_{ic} = \frac{\Delta U_{ic}}{\Delta\left(I_{ib1} + I_{ib2}\right)}\,. \qquad 2.7$$

W katalogach jest podawana wartość rezystancji, zmierzona między jednym z wejść a masą, przy drugim wejściu uziemionym. Odpowiada to równoległemu połączeniu R_{id} i R_{ic}, przy czym w praktyce $R_{id} << R_{ic}$, więc rezystancja wejściowa jest w przybliżeniu równa R_{id}. Zawiera się w granicach $0{,}2 \div 3$ MΩ dla wzmacniaczy bipolarnych, a we wzmacniaczach unipolarnych jest bardzo duża i nie jest specyfikowana jako parametr.

Rezystancja wyjściowa (R_o) jest mierzona we wzmacniaczu z otwarta pętlą sprzężenia zwrotnego przy napięciach U_{we-} i U_{we+} równych zeru i ze względu na nieliniowość charakterystyki wyjściowej jest definiowana przyrostowo:

$$R_o = \frac{\Delta U_{wy}}{\Delta I_{wy}}. \qquad 2.8$$

W rzeczywistych wzmacniaczach jest rzędu kilkuset omów. Przykładowe układy do pomiaru rezystancji wejściowej i wyjściowej pokazano w pracy [2].

4.5. Współczynnik tłumienia sygnału sumacyjnego (*CMRR*)

Wzmocnienie napięciowe sygnału sumacyjnego (wspólnego, współbieżnego) k_{uc}, odpowiadające współbieżnym zmianom napięcia na obu wejściach wzmacniacza (odwracającym i nieodwracającym) przy zachowaniu między wejściami stałej różnicy potencjałów. Jest definiowane jako stosunek zmiany napięcia wyjściowego do wywołującej ją zmiany sygnału sumacyjnego:

$$k_{uc} = \frac{\Delta U_{wy}}{\Delta U_{ic}}. \qquad 2.9$$

Składowa sumacyjna (ang. *Common Mode*) U_{ic} jest określana jako $U_{ic} = (U_{we-} + U_{we+})/2$. W rzeczywistych układach wzmocnienie k_{uc} jest małe i zamiast tej wartości podaje się zwykle ***współczynnik tłumienia sygnału sumacyjnego*** (ang. *CMRR - Common Mode Rejection Ratio*), który definiuje się jako stosunek wzmocnienia napięciowego układu z otwartą pętlą (różnicowego) do wartości wzmocnienia napięciowego sygnału sumacyjnego:

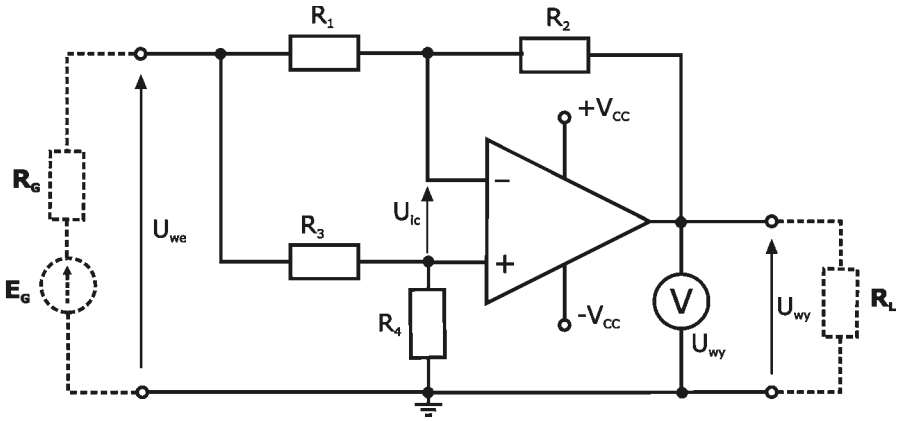
$$CMRR = \left|\frac{k_{ud}}{k_{uc}}\right| \approx |k_{ud}| \frac{U_{ic}}{U_{wy}}, \qquad 2.10$$

przy czym współczynnik CMRR jest zazwyczaj wyrażany w [dB]:

$$(CMRR)_{dB} = 20\log\left(\frac{k_{ud}}{k_{uc}}\right) \approx 20\log\left(|k_{ud}| \frac{U_{ic}}{U_{wy}}\right). \qquad 2.11$$

W katalogach podawana jest wartość średnia w całym zakresie wzmacnianych napięć (typowo $60 \div 100$ dB). Tłumienie sygnału sumacyjnego ma największe znaczenie w układach, w których sygnały są podawane na oba wejścia (np. we wzmacniaczu różnicowym). Tłumienie składowej sumacyjnej zmniejsza się wraz ze wzrostem częstotliwości wejściowego sygnału sumacyjnego, na skutek istniejących asymetrii obu wejść wzmacniacza. Parametr ten zależy też silnie od wielkości napięcia zasilającego. Typowo lepsze współczynniki *CMRR* uzyskuje się dla większych napięć zasilania.

Układ do pomiaru współczynnika *CMRR* pokazano na rys. 5. Jeśli rezystory są dobrane zgodnie z warunkiem $R_2/R_1 = R_4/R_3$ to na wejściach wzmacniacza operacyjnego występuje tylko sygnał sumacyjny U_{ic}.



Rys. 5. Układ do pomiaru współczynnika tłumienia składowej sumacyjnej *CMRR* [3]

W wyniku nieidealnego tłumienia tego sygnału pojawia się pewne napięcie wyjściowe U_{wy}. Pomiar wartości skutecznej tego napięcia umożliwia obliczenie współczynnika CMRR zgodnie z zależnością [2]:

$$(CMRR)_{dB} = 20\log\left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\frac{U_{we}}{U_{wy}}\right). \qquad 2.12$$

Pomiary należy przeprowadzać dla kilku wartości skutecznych napięcia U_{we}. Dokładność pomiaru w tym układzie jest ograniczona dokładnością rezystorów. Metoda umożliwia pomiar wartości współczynnika *CMRR* przy sygnale zmiennoprądowym, przy sygnale stałoprądowym jest konieczne uwzględnienie napięcia niezrównoważenia wzmacniacza [2].

Typowe wartości elementów układu z rys. 5 są następujące: $R_1 = R_3 = 100\Omega$, $R_2 = R_4 = 100\ \text{k}\Omega$.

4.6. Współczynnik tłumienia wpływu zasilania (*SVRR*)

Współczynnik tłumienia wpływu zasilania (ang. *SVRR - Supply Voltage Rejection Ratio*) wyraża się w postaci stosunku zmiany wejściowego napięcia niezrównoważenia do wywołującej ją zmiany napięcia zasilającego:

$$SVRR = \frac{\Delta U_{io}}{\Delta U_{CC}}. \qquad 2.13$$

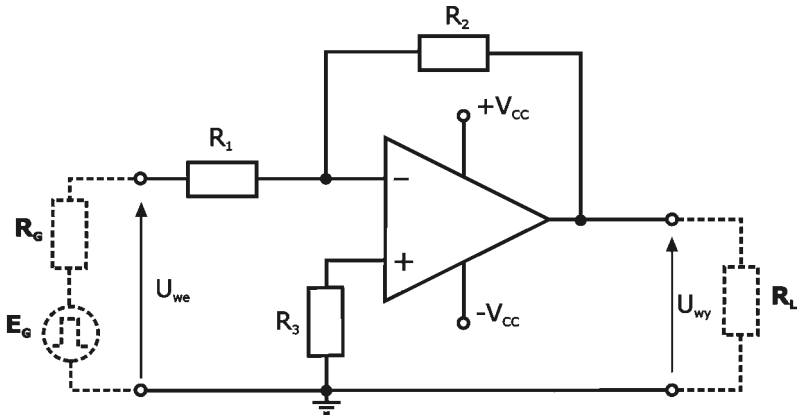
W katalogach podawany w [V/V] lub w [dB] i przyjmuje wartość rzędu 70 ÷ 100 dB. Przy pomiarach tego parametru można skorzystać z układu przedstawionego na rys. 4. Pomiar polega na określeniu zmian napięcia niezrównoważenia ΔU_{i0} przy zmianie jednego z napięć zasilających ΔU_{CC} lub też obu tych napięć.

4.7. Maksymalna szybkość zmian napięcia wyjściowego (*SR*)

Szybkość narastania napięcia wyjściowego (ang. *SR - Slew Rate*) jest podstawowym parametrem wyrażającym dynamiczne właściwości wzmacniacza operacyjnego w zakresie wielkosygnałowym. Wielkość ta jest określana jako maksymalna szybkość zmian napięcia na wyjściu wzmacniacza przy wzmocnieniu równym jedności i dużym sygnale wyjściowym, np. równym maksymalnemu zakresowi zmian napięcia wyjściowego. Współczynnik *SR* podaje się w V/μs (zawiera się w granicach 1 ÷ 100 V/μs dla przeciętnych wzmacniaczy bipolarnych i unipolarnych) i definiuje się jako pochodną czasową napięcia wyjściowego (lub przyrostowo jako stosunek zmian napięcia wyjściowego do czasu, w jakim zmiany te następują):

$$SR = \left.\frac{du_{wy}(t)}{dt}\right|_{\max} \approx \frac{\Delta U_{wy}}{\Delta t}. \qquad 2.14$$

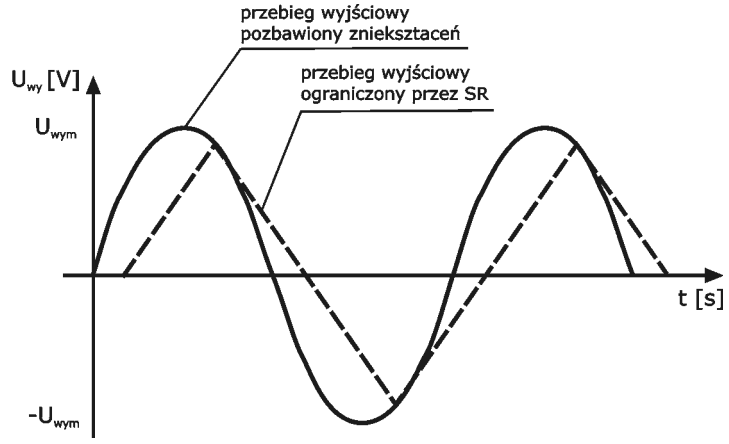
Pomiar wartości parametru *SR* można przeprowadzić metodą obserwacji przebiegu wyjściowego na oscyloskopie przy doprowadzeniu do wejścia układu, pokazanego na rys. 6, fali prostokątnej o odpowiedniej amplitudzie i czasie narastania. Amplituda sygnału wejściowego powinna być tak dobrana, aby na oscyloskopie były obserwowane zmiany napięcia wyjściowego w pełnym zakresie od nasycenia ujemnego do dodatniego [2].



Rys. 6. Układ do pomiaru maksymalnej szybkości narastania napięcia wyjściowego [2]

Typowe wartości elementów układu z rys. 6: R_1 = 1 kΩ, R_2 = 10 kΩ i R_3 = 900 Ω.

Często zdarza się, że część dodatnia przebiegu ma inną szybkość narastania niż część ujemna, wówczas należy obliczyć obie wartości współczynnika *SR* i jako parametr opisujący właściwości wzmacniacza podać wartość mniejszą.



Rys. 7. Napięcie wyjściowe we wzmacniaczu operacyjnym przed i po przekroczeniu maksymalnej częstotliwości pełnej amplitudy (f_m)

Ponieważ parametr *SR* ogranicza zakres częstotliwości, przy których można uzyskać pełną amplitudę napięcia wyjściowego, to zgodnie z zależnością (2.14), obliczając pochodną przebiegu sinusoidalnego ($u_{wy}(t) = U_{wym}\sin(\omega t)$) po czasie otrzymujemy:

$$SR = \frac{du_{wy}(t)}{dt} = \omega U_{wym} = 2\pi f_m U_{wym}\,, \qquad 2.15$$

gdzie wielkość f_m, pojawiająca się we wzorze nazywa się **maksymalną częstotliwością pełnej amplitudy** (ang. *power bandwidth*).

4.8. Pasmo przenoszenia - częstotliwości graniczne i pole wzmocnienia

Właściwości częstotliwościowe wzmacniacza operacyjnego w zakresie małosygnałowym określa:

- ***górna, trzydecybelowa częstotliwość graniczna f_g*** (tzw. częstotliwość bieguna dominującego), przy której moduł różnicowego wzmocnienia napięciowego przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego maleje o 3 dB w stosunku do wartości odpowiadającej zakresowi bardzo małych częstotliwości (maksymalne wzmocnienie).

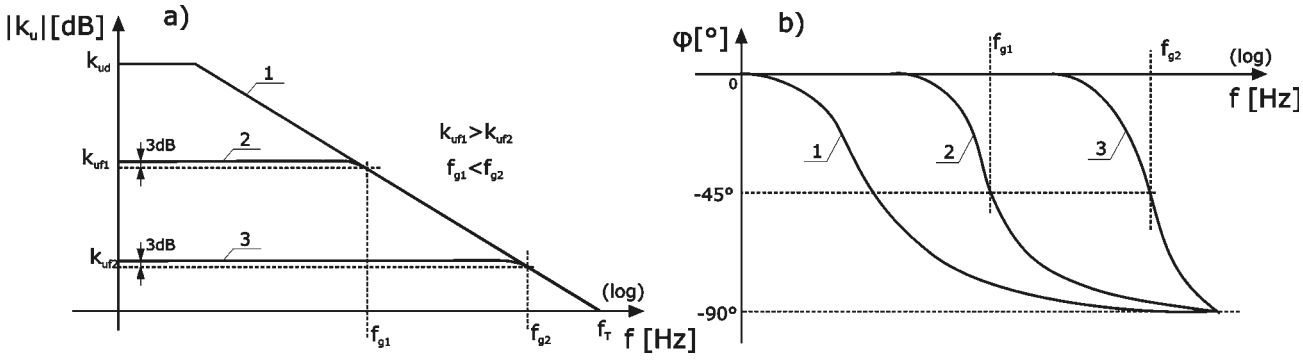
- ***górna częstotliwość graniczna odcięcia f_T*** (tzw. częstotliwość jednostkowa), przy której moduł różnicowego wzmocnienia napięciowego przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego jest równy jedności.

Bardzo użyteczną charakterystyką wzmacniacza operacyjnego, prawie zawsze podawaną w katalogach, jest zależność modułu różnicowego wzmocnienia napięciowego od częstotliwości, tzw. **pasmo przenoszenia** (charakterystyka amplitudowa $|k_{ud}| = f(f)$). Z charakterystyki tej można odczytać obie częstotliwości graniczne f_g i f_T. Dla większości wzmacniaczy operacyjnych zawiera się ono w granicach 1 ÷ 1000 MHz.

Częstotliwość graniczna f_T decyduje o szerokości pasma przenoszenia wzmacniacza. Jest ona jednocześnie iloczynem wzmocnienia i szerokości pasma, dlatego w niektórych katalogach można znaleźć nie górną częstotliwość graniczną odcięcia, tylko parametr zwany **polem wzmocnienia** (ang. *GBP - Gain Bandwidth Product*), wyrażanym zależnością:

$$GBP = f_g |k_{ud}| = f_T \cdot 1^{V}\!/_{V}, \qquad 2.16$$

Parametr ten jest zawsze stały dla danego wzmacniacza operacyjnego. Dla wzmacniacza z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego, dobór wzmocnienia k_{uf} w pętli sprzężenia umożliwia regulację pasma przenoszenia. Im silniejsze ujemne sprzężenie zwrotne, tym mniejsze wzmocnienie i szersze pasmo przenoszonych przez układ częstotliwości. Na rys. 8 przedstawiono przykładowe charakterystyki częstotliwościowe amplitudowe i fazowe wzmacniacza operacyjnego z otwartą i zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego.



Rys. 8. Charakterystyki częstotliwościowe wzmacniacza operacyjnego (a) amplitudowa, (b) fazowa (1 – wzmacniacz z otwartą pętlą, 2 – wzmacniacz z zamkniętą pętlą o wzmocnieniu k_{uf1}, 3 – wzmacniacz z zamkniętą pętlą o wzmocnieniu k_{uf2})

Pomiar częstotliwości granicznej odcięcia f_T można wykonać w układzie pokazanym na rys. 6. Do wejścia układu doprowadza się sygnał sinusoidalny o niewielkiej amplitudzie (np. 10 mV). Częstotliwość sygnału jest zwiększana do momentu, gdy amplituda sygnału na wyjściu zmaleje do wartości równej sygnałowi wejściowemu, co odpowiada wartości częstotliwości f_T [2].

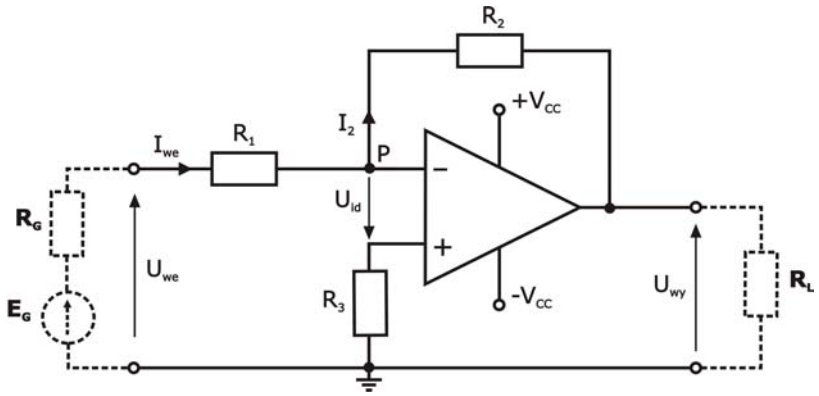
5. Konfiguracje układów liniowych ze wzmacniaczami operacyjnymi

5.1. Wzmacniacz odwracający

Układ wzmacniacza odwracającego fazę sygnału pokazano na rys. 9. W układzie tym zastosowano ujemne sprzężenie zwrotne napięciowe równoległe. Zakładając idealny model wzmacniacza operacyjnego, w którym rezystancja wejściowa jest nieskończenie duża ($R_{id} \to \infty$), różnicowe wzmocnienie napięciowe jest nieskończenie duże ($k_{ud} \to \infty$, czyli $U_{id} \to 0$), a do wejść wzmacniacza nie dopływają żadne prądy ($I_{we} = I_2$, czyli $(U_{we} + U_{id})/R_1 = -(U_{wy} + U_{id})/R_2$), wtedy wejście odwracające wzmacniacza operacyjnego (punkt P) ma potencjał bliski potencjałowi masy (tzw. „masa pozorna") [3]. Zatem przy założeniu, że $U_{id} \approx 0$, wzmocnienie napięciowe wzmacniacza odwracającego z zamkniętą pętla sprzężenia zwrotnego można zapisać:

$$k_{uf} = \frac{U_{wy}}{U_{we}} \approx -\frac{R_2}{R_1}, \qquad 2.17$$

gdzie k_{uf} – wzmocnienie wzmacniacza z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego.



Rys. 9. Układ wzmacniacza odwracającego [3]

W celu zminimalizowania błędu spowodowanego napięciem niezrównoważenia (U_{i0}), na skutek przepływu wejściowych prądów polaryzujących (I_{ib}), należy dobrać rezystor R_3 o wartości: $R_3 = (R_1 + R_G) \| R_2$ [4].

Rezystancja wejściowa układu wynosi:

$$R_{wef} = \frac{U_{we}}{I_{we}} = R_1 \frac{1}{1 + \left| \frac{k_{uf}}{k_{ud}} \right|} \approx R_1 , \qquad 2.18$$

ponieważ $k_{uf} << k_{ud}$.

Ze względu na występowanie ujemnego sprzężenia zwrotnego, rezystancja wyjściowa:

$$R_{wyf} \approx R_o \left| \frac{k_{uf}}{k_{ud}} \right| , \qquad 2.19$$

jest pomijalnie mała i układ zachowuje się prawie jak idealnie sterowane źródło napięciowe.

Zależność pomiędzy częstotliwościami granicznymi f_T i f_g pasma przenoszenia wzmacniacza odwracającego ze sprzężeniem zwrotnym jest określona wzorem:

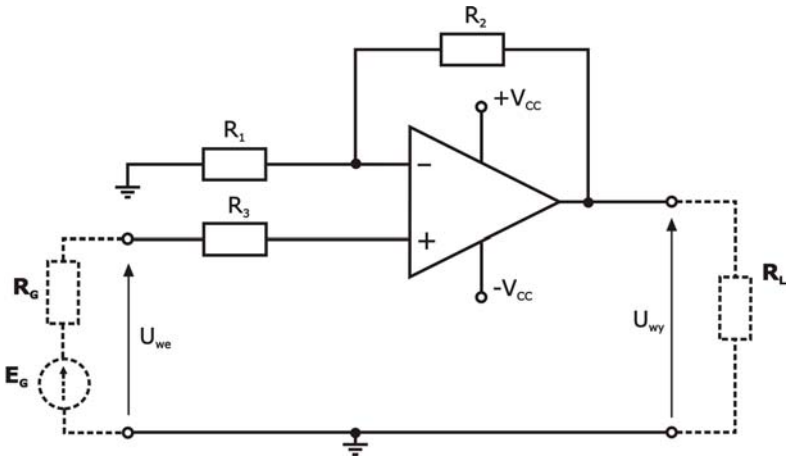
$$f_T \approx f_g \left(1 + \left| k_{uf} \right|\right), \qquad 2.20$$

5.2. Wzmacniacz nieodwracający i wtórnik napięciowy

Układ wzmacniacza nieodwracającego fazę sygnału pokazano na rys. 10. W układzie tym zastosowano ujemne sprzężenie zwrotne napięciowe szeregowe. Jeśli założyć idealny model wzmacniacza operacyjnego, to wzmocnienie napięciowe wzmacniacza nieodwracającego ze sprzężeniem zwrotnym będzie równe:

$$k_{uf} = \frac{U_{wy}}{U_{we}} \approx 1 + \frac{R_2}{R_1} . \qquad 2.21$$

Otrzymane wzmocnienie jest dodatnie i większe od jedności.



Rys. 10. Układ wzmacniacza nieodwracającego [3]

Zminimalizowanie wpływu napięcia niezrównoważenia (U_{i0}), na skutek przepływu wejściowych prądów polaryzujących (I_{ib}), zapewnia dobór rezystora R_3 o wartości: $R_3 = R_1 \| R_2 - R_G$ [4].

Rezystancja wejściowa wzmacniacza nieodwracającego wyrażana zależnością:

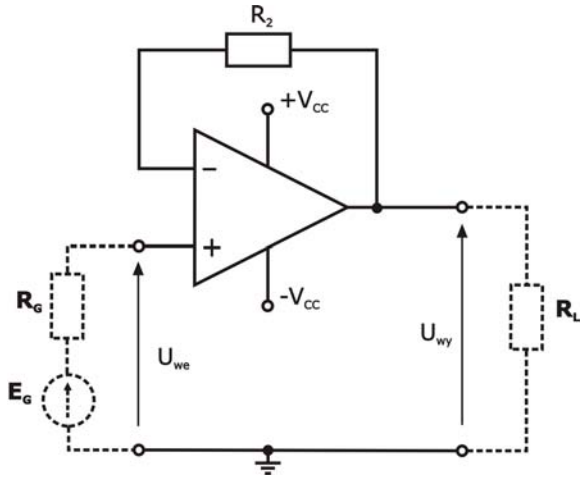
$$R_{wef} = R_{id} \frac{k_{ud}}{k_{uf}}, \qquad 2.22$$

jest bardzo duża i może być pominięta. Rezystancja wyjściowa, podobnie jak we wzmacniaczu odwracającym, jest dana zależnością (2.19) i jest tak mała, że układ zachowuje się prawie jak idealne sterowane źródło napięciowe.

Zależność pomiędzy częstotliwościami granicznymi f_T i f_g pasma przenoszenia wzmacniacza nieodwracającego ze sprzężeniem zwrotnym jest natomiast określona wzorem:

$$f_T \approx f_g \left| k_{uf} \right|, \qquad 2.23$$

Modyfikując układ wzmacniacza nieodwracającego, poprzez rozwarcie rezystora R_1 ($R_1 \to \infty$), uzyskuje się, zgodnie ze wzorem (2.21), wzmocnienie napięciowe równe jedności ($k_{uf} = 1$). Układ pracuje wtedy jako tzw. wtórnik napięciowy (rys. 11), który charakteryzuje się bardzo dużą rezystancją wejściową, pomijalnie małą rezystancją wyjściową, natomiast częstotliwości graniczne, zgodnie z zależnością (2.23), są sobie równe ($f_g = f_T$). Ze względu na swoje parametry wtórnik napięciowy stanowi bardzo dobry układ separujący źródło sygnału od odbiornika.



Rys. 11. Układ wtórnika napięciowego [3]

Dobór wartości rezystora R_2 równej rezystancji źródła sygnału R_G ($R_2 = R_G$) pozwoli na minimalizację wpływu wejściowych prądów polaryzacji na wyjściowe napięcie niezrównoważenia [4].

5.3. Wzmacniacz sumujący

Na rys. 12 przedstawiono układ wzmacniacza sumującego (sumatora) odwracającego, w którym można realizować sumowanie dwóch napięć:

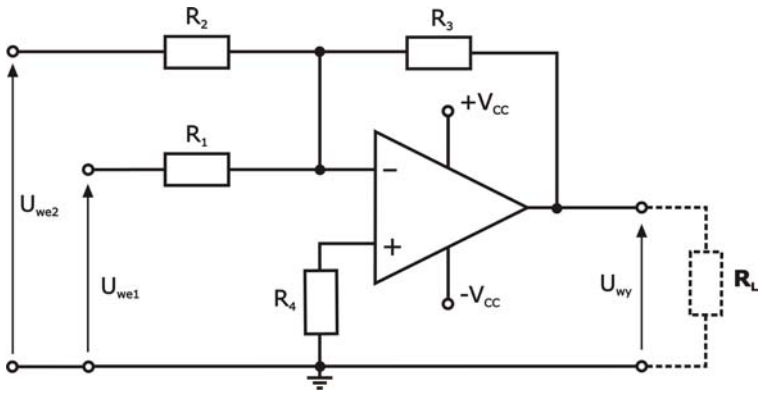
$$U_{wy} = -\left(k_{u1}U_{we1} + k_{u2}U_{we2}\right), \qquad 2.24$$

gdzie współczynniki wagowe są równe: $k_{u1} = \frac{R_3}{R_1}$, $k_{u2} = \frac{R_3}{R_2}$

Gdy $R_1 = R_2 = R_3$ to współczynniki wagowe są równe jedności i napięcie wyjściowe wynosi:

$$U_{wy} = -\left(U_{we1} + U_{we2}\right), \qquad 2.25$$

Przy większej liczbie wejść zależności są formułowane analogicznie.



Rys. 12. Układ wzmacniacza sumującego [3]

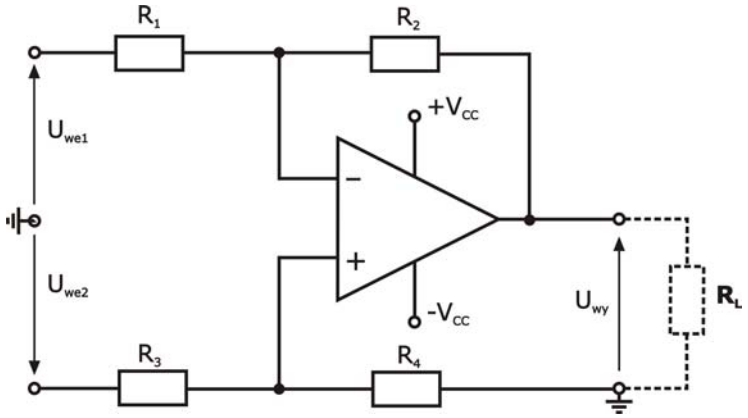
Zminimalizowanie wpływu napięcia niezrównoważenia, na skutek przepływu wejściowych prądów polaryzujących uzyskuje się dla warunku: $R_4 = R_1 \| R_2 \| R_3$ [4]. Inne rozwiązania układowe sumatorów zostały omówione w pracy [3].

5.4. Wzmacniacz różnicowy

Podstawowy układ wzmacniacza różnicowego o wejściu symetrycznym ze sprzężeniem zwrotnym przedstawiono na rys. 13. Układ ten może służyć do odejmowania dwóch napięć:

$$U_{wy} = k_{u2} U_{we2} - k_{u1} U_{we1}, \qquad 2.26$$

przy czym współczynniki wagowe są równe: $k_{u1} = \frac{R_2}{R_1}$, $k_{u2} = \frac{R_4}{R_1}\frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4}$,



Rys. 13. Wzmacniacz różnicowy [3]

Współczynniki wagowe (k_{u1} i k_{u2}) są sobie równe, gdy $R_2/R_1 = R_4/R_3 = k_u$, wtedy napięcie wyjściowe jest proporcjonalne do różnicy napięć wejściowych:

$$U_{wy} = R_2 / R_1 \left(U_{we2} - U_{we1}\right) = k_u \left(U_{we2} - U_{we1}\right), \qquad 2.27$$

Dobór rezystorów wzmacniacza zgodnie z warunkiem: $R_2 \| R_1 = R_4 \| R_3$ zapewnia minimalizację błędu związanego z wpływem napięcia niezrównoważenia na skutek przepływu wejściowych prądów polaryzujących [4]. Inne rozwiązania układowe wzmacniaczy różnicowych przedstawiono w pracach [1, 2, 3].

Wzmacniacze różnicowe stosuje się często do wzmacniania sygnału użytecznego (różnicowego), przy jednoczesnym tłumieniu sygnału zakłócającego, który ma często charakter sumacyjny. Przykładem może być tłumienie sygnału zakłóceń elektromagnetycznych, które w wielu rozwiązaniach dochodzą do wejść sygnałowych wzmacniacza różnicowego o tej samej fazie (tj. synfazowo). Uzyskanie dużego tłumienia składowej sumacyjnej wymaga precyzyjnego doboru rezystorów tworzących układ różnicowy. Tolerancje rezystorów rzędu 0,1 % mogą powodować znaczne zmniejszenie wartości współczynnika CMRR (nawet do 65 dB). Dodatkowo, asymetria rezystancji wejściowych na obu wejściach wzmacniacza ($R_{we1} = R_1$ i $R_{we2} = R_3 + R_4$), skutkuje pogorszeniem współczynnika CMRR. Wadą tego wzmacniacza jest również rozbieżność wymagań dotyczących wzmocnienia i rezystancji wejściowej. W celu uzyskania dużej rezystancji wejściowej konieczne jest użycie na wejściu układu rezystorów o dużych wartościach. Z kolei osiągnięcie dużego wzmocnienia wymaga w tym wypadku zastosowania rezystorów o bardzo dużych wartościach w pętli sprzężenia zwrotnego, co nie jest korzystne ze względu na ich niestabilność termiczną i spadki napięcia wywołane prądami polaryzującymi [2]. Z tego względu, w bardziej wymagających zastosowaniach, wykorzystuje się układy rozbudowane, zawierające kilka wzmacniaczy operacyjnych, nazywane wzmacniaczami pomiarowymi (instrumentacyjnymi). Struktury takie realizuje się zarówno jako układy dyskretne, jak i monolityczne (scalone).

5.5. Wzmacniacz pomiarowy (instrumentacyjny)

Podstawowym zadaniem stawianym wzmacniaczom pomiarowym jest wzmocnienie sygnału różnicowego przy maksymalnym tłumieniu sygnału sumacyjnego (wspólnego). Z tego względu podstawowym blokiem funkcjonalnym takich układów jest wzmacniacz różnicowy. W celu zapewnienia dużej rezystancji wejściowej i poprawy symetrii impedancji wejść wzmacniacza różnicowego, stosuje się dwa dodatkowe

wzmacniacze nieodwracające. Taka struktura wzmacniacza pomiarowego, zwana strukturą typu 3-WO, została pokazana na rys. 14.

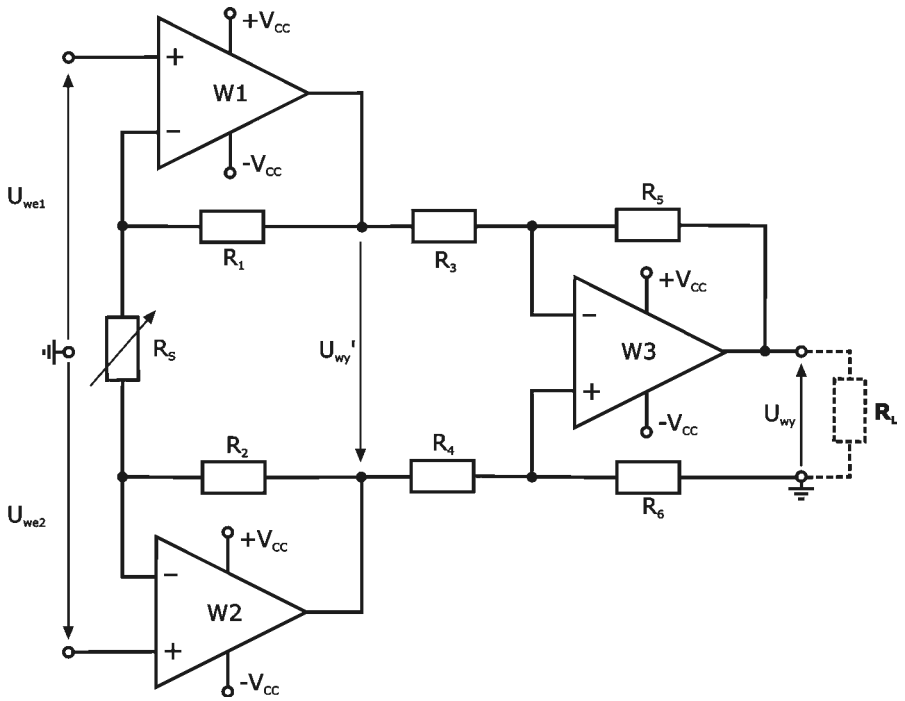
W większości rozwiązań układowych rezystory w pętli sprzężenia zwrotnego stopnia pierwszego (wzmacniacze W1 i W2) są sobie równe($R_1 = R_2 = R_A$), wówczas wzmocnienie napięciowe sygnału różnicowego tego stopnia wynosi [2]:

$$k_{uf}' = 1 + 2\frac{R_A}{R_S}. \qquad 2.28$$

Stopień pierwszy nie tłumi sygnału wspólnego, gdyż wzmocnienie składowej sumacyjnej dla tego stopnia jest zawsze równe jedności i niezależne od wzmocnienia składowej różnicowej. Stopień ten jest wykorzystywany tylko i wyłącznie w celu zapewnienia odpowiedniego wzmocnienia sygnału różnicowego. Tłumienie sygnału wspólnego jest realizowane w stopniu drugim (wzmacniacz W3), przed którym zastosowano dzielnik napięcia, zrównujący wzmocnienia obu wejść różnicowych. Stopień ten jest również czasem wykorzystywany do wzmacniania sygnału różnicowego, zgodnie z zależnością (2.27). Przy założeniu, że $R_3 = R_4 = R_B$ i $R_5 = R_6 = R_C$, wzmocnienie całego układu będące iloczynem wzmocnień obu stopni wynosi [2]:

$$k_{uf} = \frac{U_{wy}}{U_{we2} - U_{we1}} = \left(1 + 2\frac{R_A}{R_S}\right)\frac{R_C}{R_B}, \qquad 2.29$$

i jest zwykle regulowane poprzez zmianę wartości rezystora R_S, który z reguły nie wchodzi w skład struktury scalonej. W większości rozwiązań tego typu przyjmuje się jednak, że $R_B = R_C$, wówczas wzmocnienie stopnia drugiego dla sygnału różnicowego jest równe jedności [6].



Rys. 14. Układ wzmacniacza pomiarowego [2]

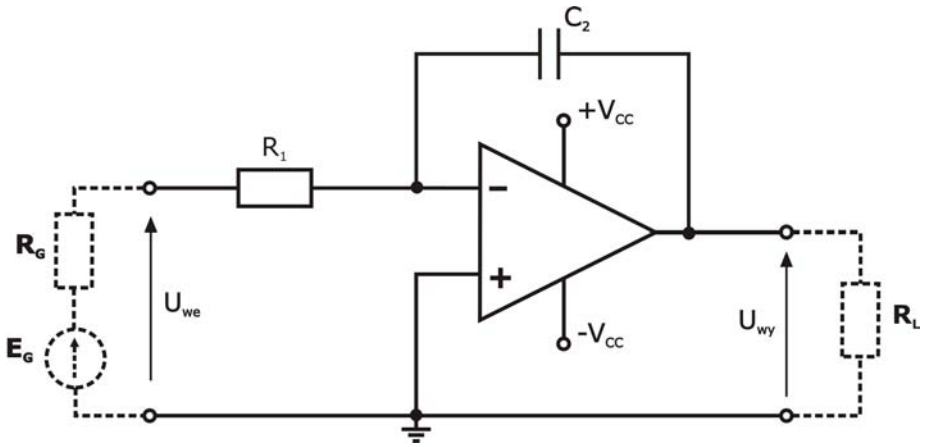
Wartość wzmocnienia różnicowego, która teoretycznie może być dowolnie duża, w praktyce jest ograniczona przez zakres dopuszczalnych wartości sygnałów wspólnych. Wynika to z faktu, że po wzmocnieniu sygnału różnicowego oraz przeniesieniu sygnału wspólnego, odpowiedź każdego ze wzmacniaczy sekcji wejściowej nie może przekraczać dopuszczalnego poziomu napięcia zasilania. Tym samym również ograniczanie napięcia zasilania prowadzi do zmniejszenia dopuszczalnego zakresu napięć wspólnych [6].

5.6. Układ całkujący

Układ całkujący (integrator) realizuje funkcję całkowania sygnałów zgodnie z zależnością:

$$u_{wy}(t) = k\int_0^t u_{we}(t)dt\ . \qquad 2.29$$

Podstawowy układ integratora otrzymuje się stosując kondensator w obwodzie sprzężenia zwrotnego wzmacniacza odwracającego, jak na rys. 15. Układ taki nazywany jest integratorem Millera.



Rys. 15. Podstawowy układ całkujący (integrator Millera) [3]

Napięcie wyjściowe rzeczywistego układu całkującego różni się od zależności (2.29) o tzw. błąd całkowania (definiowany w zależności od pobudzenia). Dla pobudzenia sinusoidalnego (rys. 16a) błąd ten definiuje się jako (rys. 16b):

- błąd amplitudy:
  - bezwzględny $$\Delta U = u_{wy}'(t) - u_{wy}(t), \qquad 2.30a$$
  - względny $$\delta = \frac{\Delta U}{u_{wy}'(t)} 100\%, \qquad 2.30b$$

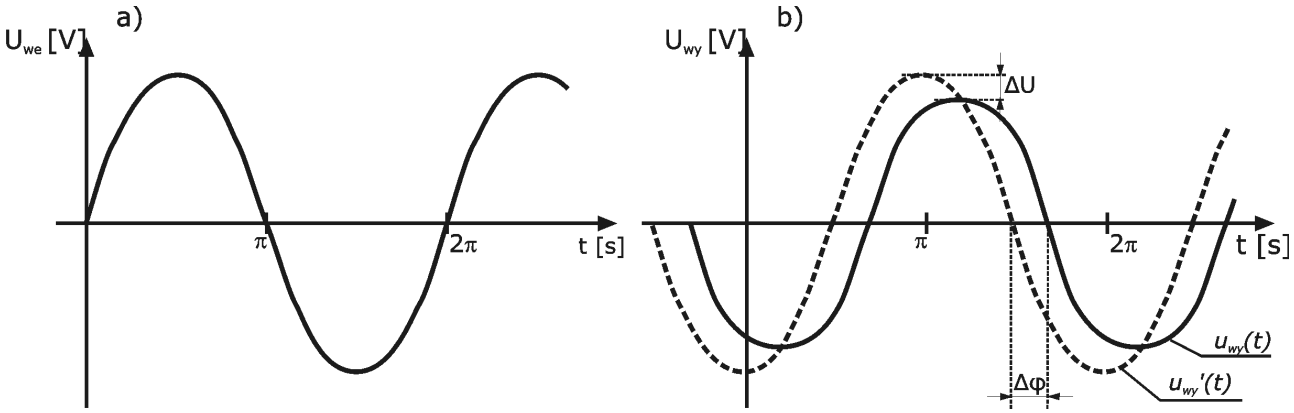
- błąd fazy:

$$\Delta\varphi = \arg\left[u_{wy}'(t)\right] - \arg\left[u_{wy}(t)\right], \qquad 2.31$$

gdzie

$u_{wy}'(t)$ – napięcie na wyjściu idealnego układu całkującego,

$u_{wy}(t)$ – napięcie na wyjściu rzeczywistego układu całkującego.



Rys. 16. Interpretacja graficzna błędów całkowania przy pobudzeniu sinusoidalnym [4]

Napięcie wyjściowe układu z rys. 14 w dziedzinie czasu wynosi:

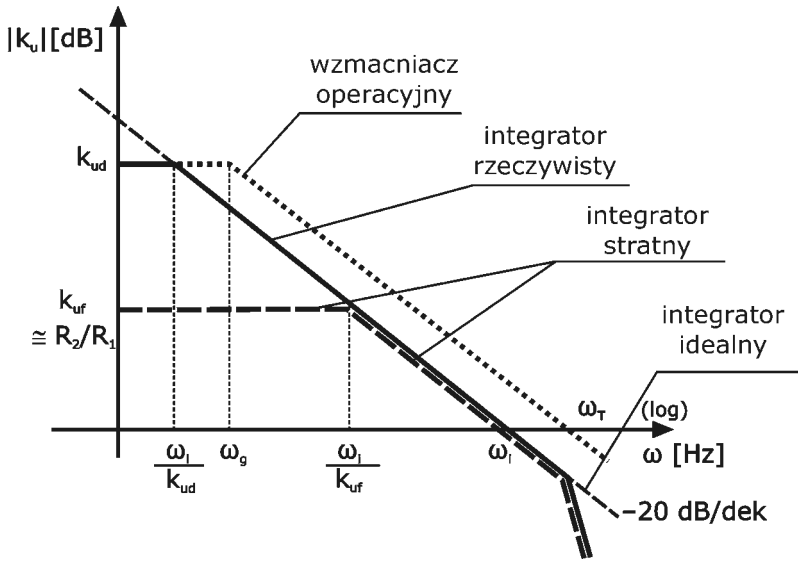
$$u_{wy}(t) = -\frac{1}{R_1 C_2}\int_0^t u_{we}(t)dt\,, \qquad 2.32$$

natomiast transmitancja napięciowa w dziedzinie częstości, przy założeniu idealnego charakteru wzmacniacza operacyjnego, ma postać:

$$k_{uf}(s) = \frac{U_{wy}(s)}{U_{we}(s)} = -\frac{1}{sR_1C_2} = -\frac{\omega_i}{s}\,, \qquad 2.33$$

gdzie $\omega_i = 1/R_1C_2$ jest pulsacją integratora idealnego, zaś s jest pulsacją zespoloną ($s = j\omega$)

Jak zaznaczono linią przerywaną na rys. 17, charakterystyka modułu transmitancji idealnego integratora jest prostą o nachyleniu –20 dB/dek w całym zakresie częstotliwości, a pulsacja odcięcia, przy której moduł transmitancji jest równy 1 (lub 0 dB), odpowiada pulsacji integratora (ω_i).



Rys. 17. Charakterystyki modułu transmitancji integratora idealnego, stratnego, rzeczywistego i wzmacniacza operacyjnego z otwartą pętla sprzężenia zwrotnego [1]

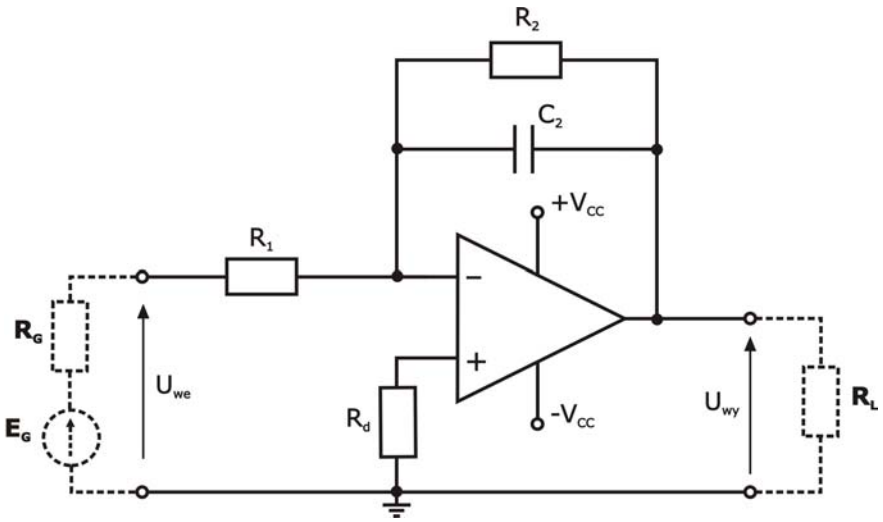
Transmitancję napięciową integratora rzeczywistego można zapisać w postaci [4]:

$$k_{uf}(s) = -\frac{k_{ud}}{\left(1+\frac{s}{s_1}\right)\left(1+\frac{s}{s_2}\right)}\,. \qquad 2.34$$

Równanie to wskazuje, że transmitancja rzeczywistego integratora ma dwa bieguny: $s_1 = -\omega_i / k_{ud}$ i $s_2 = -k_{ud}\omega_g = -\omega_T$ oraz skończoną wartość wzmocnienia stałoprądowego k_{ud} (rys. 2.16). Jak wynika z rys. 17 zakres poprawnego całkowania integratora rzeczywistego (zakładając idealny model wzmacniacza operacyjnego) w dziedzinie częstości (nachylenie –20 dB/dek) jest równy:

$$\omega_i / k_{ud} << \omega << \omega_T \,, \qquad 2.35$$

W rzeczywistych, praktycznie wykorzystywanych układach całkujących należy uwzględnić parametry nieidealnego wzmacniacza operacyjnego, jak skończone wzmocnienie i pasmo przenoszenia, czy niezerowe wartości prądów polaryzujących oraz wejściowego napięcia i prądu niezrównoważenia. Na rys. 18 przedstawiono praktyczny układ tzw. integratora stratnego, w którym w sprzężeniu zwrotnym włączono dodatkowy rezystor R_2.



Rys. 18. Układ wzmacniacza całkującego stratnego [3]

Zakres poprawnego całkowania integratora stratnego w dziedzinie częstości jest nieco węższy niż integratora rzeczywistego (patrz rys.17):

$$\omega_i / k_{uf} << \omega << \omega_T \,, \qquad 2.36$$

co odpowiada w dziedzinie czasu warunkowi:

$$1/f_T << T << 2\pi R_2 C_2 \,. \qquad 2.37$$

W układzie tym rezystor R_d równy $R_d = (R_1 + R_G) \| R_2$, zastosowano w celu zminimalizowania błędu niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego, na skutek

przepływu wejściowych prądów polaryzujących [4]. Inne rodzaje układów całkujących omówiono w pracach [1, 2, 3].

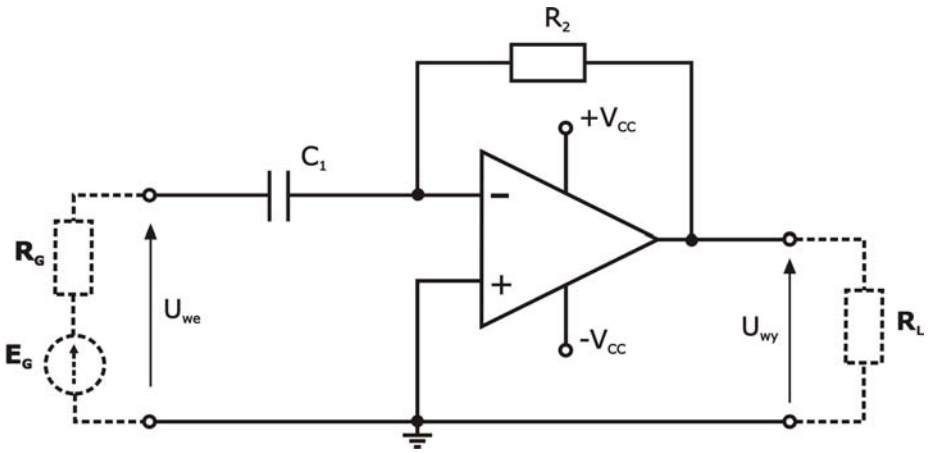
5.7. Układ różniczkujący

Układ różniczkujący realizuje funkcję różniczkowania sygnałów zgodnie z zależnością:

$$u_{wy}(t) = k\frac{du_{we}(t)}{dt}. \qquad 2.38$$

Napięcie wyjściowe rzeczywistego układu różniczkującego różni się od zależności (2.38) o tzw. błąd różniczkowania. W przypadku pobudzenia sinusoidalnego błąd ten jest zdefiniowany podobnie jak dla integratora (rys. 16) i słuszne są zależności (2.30a, 2.30b) i (2.31).

Podstawowy układ różniczkujący przedstawiono na rys. 19.



Rys. 19. Podstawowy układ różniczkujący [3]

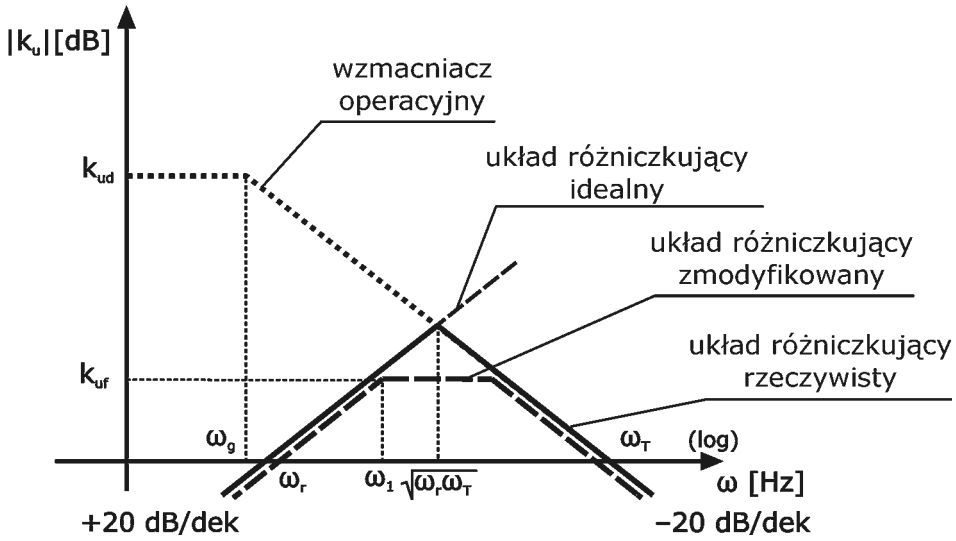
Napięcie wyjściowe układu w dziedzinie czasu wynosi:

$$u_{wy}(t) = -R_2C_1\frac{du_{we}(t)}{dt}. \qquad 2.39$$

natomiast transmitancja napięciowa w dziedzinie częstości, przy założeniu idealnego charakteru wzmacniacza operacyjnego:

$$k_{uf}(s) = \frac{U_{wy}(s)}{U_{we}(s)} = -sR_2C_1 = -\frac{s}{\omega_r}, \qquad 2.40$$

gdzie $\omega_r = 1/R_2C_1$ jest pulsacją układu różniczkującego idealnego.



Rys. 20. Charakterystyki modułu transmitancji układu różniczkującego idealnego, zmodyfikowanego, rzeczywistego i wzmacniacza operacyjnego z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego[1]

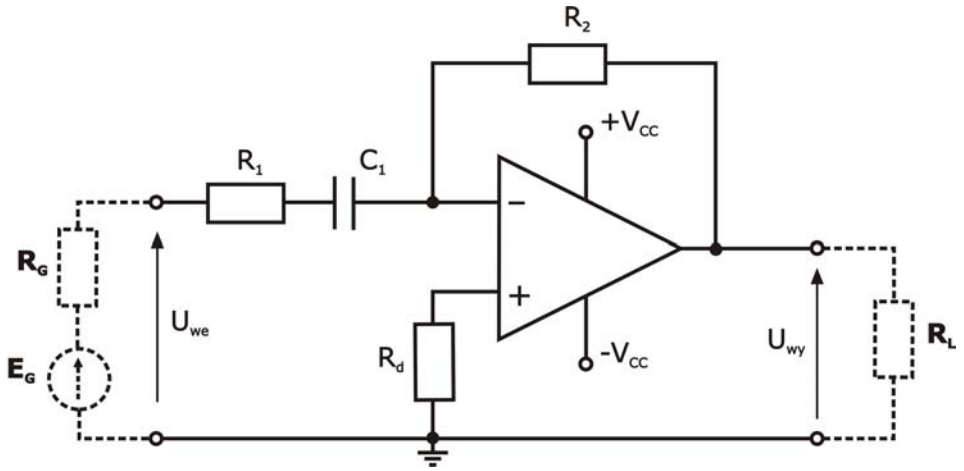
Na rys. 20 zaznaczono linią przerywaną charakterystykę modułu transmitancji idealnego układu różniczkującego, której nachylenie wynosi +20 dB/dek, a moduł transmitancji jest równy 1 (lub 0 dB) dla pulsacji ω_r. Transmitancję napięciową rzeczywistego układu różniczkującego opisuje zależność [4]:

$$k_{uf}(s) = -s\frac{k_{ud}\omega_g\omega_r}{s^2 + (\omega_g + \omega_r) + (k_{ud}+1)\omega_g\omega_r}. \qquad 2.41$$

Jak wynika z rys. 20 poprawne różniczkowanie układu rzeczywistego następuje w zakresie częstości (nachylenie +20 dB/dek):

$$\omega << \sqrt{\omega_r\omega_T} = \sqrt{\frac{k_{ud}\omega_g}{R_2C_1}}. \qquad 2.42$$

W przypadku rzeczywistego, praktycznie wykorzystywanego układu różniczkującego, wzmacniacz operacyjny ma kilka wad, takich jak skończone wzmocnienie i pasmo przenoszenia, skłonność do oscylacji, duże wyjściowe napięcie szumów własnych [2,3], które powodują ograniczenia stosowania podstawowego układu różniczkującego. Wady te można zmniejszyć wprowadzając do układu dodatkowy rezystor R_1 (i ewentualnie kondensator C_2, połączony równolegle do rezystora R_2 w obwodzie sprzężenia zwrotnego). Schemat zmodyfikowanego układu różniczkującego przedstawiono na rys. 21.



Rys. 21. Układ wzmacniacza różniczkującego zmodyfikowanego [3]

Dla zmodyfikowanego układu różniczkowego warunek poprawnego różniczkowania ma natomiast postać:

$$\omega << \omega_1 . \qquad 2.43$$

przy czym $\omega_1 = 1/R_1C_1$ co odpowiada w dziedzinie czasu warunkowi:

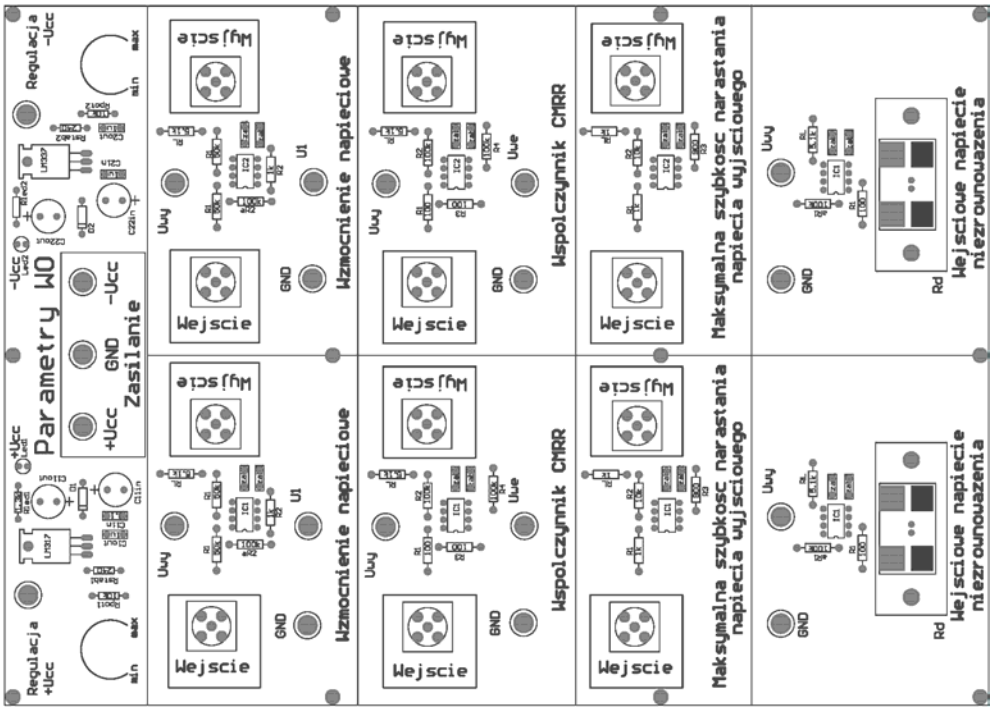
$$T >> 2\pi R_1C_1 . \qquad 2.44$$

W celu zmniejszenia błędu niezrównoważenia, na skutek przepływu wejściowych prądów polaryzacji, rezystor R_d należy dobrać tak, aby $R_d = R_2$ [4]. Jeśli rezystancja wewnętrzna źródła sygnału nie jest pomijalnie mała rezystancja R_1 we wzorze (2.44) powinna być zastąpiona sumą rezystancji $R_1 + R_G$. Inne przykłady modyfikacji układu różniczkującego, zostały szczegółowo omówione w pracy [2, 3].

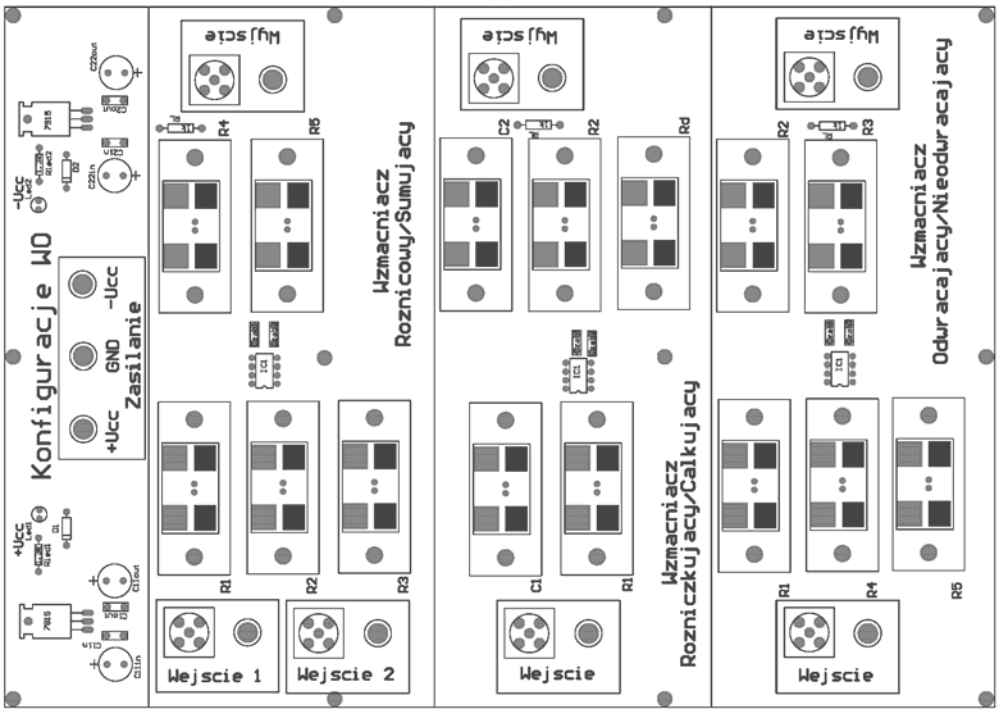
6. Opis badanych układów

Układy badane w ćwiczeniu umieszczone zostały na trzech makietach pomiarowych. Makieta nr 1 (rys. 22) służy do pomiaru wybranych parametrów wzmacniacza operacyjnego, takich jak: różnicowe wzmocnienie napięciowe, współczynnik CMRR, maksymalna szybkość narastania napięcia wyjściowego i wejściowe napięcie niezrównoważenia. Makieta nr 2 (rys. 23) służy do projektowania i pomiarów charakterystyk różnych konfiguracji układów liniowych ze wzmacniaczem operacyjnym, takich jak: układ odwracający, nieodwracający, wtórnik napięciowy, układ różnicowy,

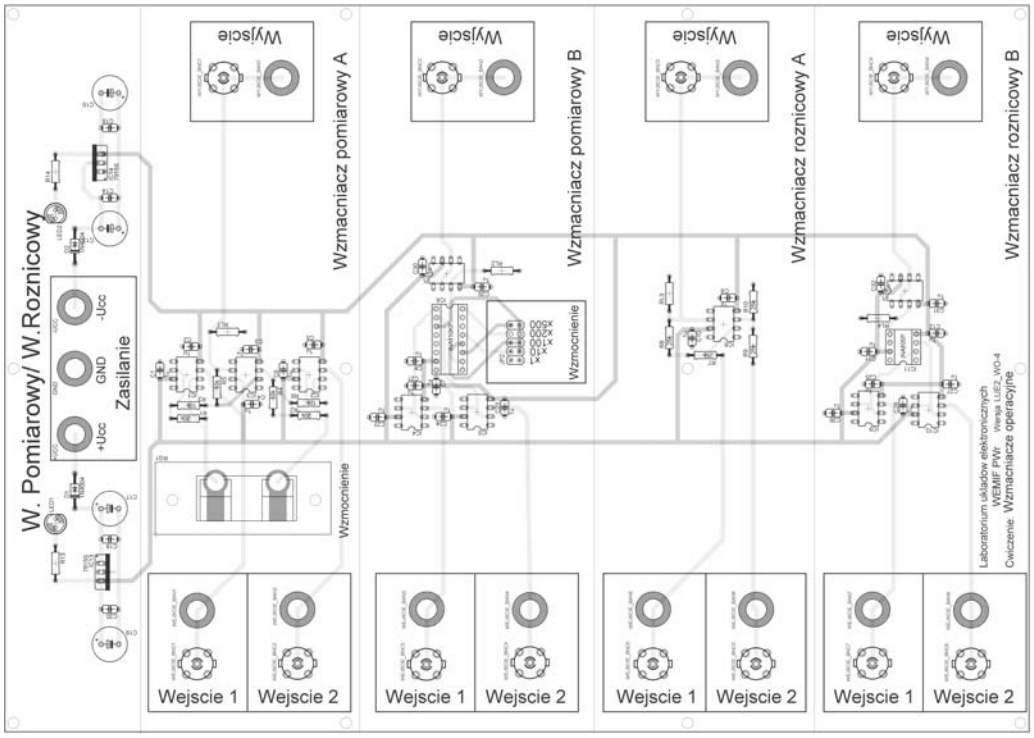
sumujący, całkujący i różniczkujący. Makieta nr 3 (rys. 24) jest wykorzystywana do pomiaru parametrów wzmacniaczy różnicowych i pomiarowych (instrumentacyjnych), zarówno w postaci monolitycznych układów scalonych, jak i zbudowanych z elementów dyskretnych.



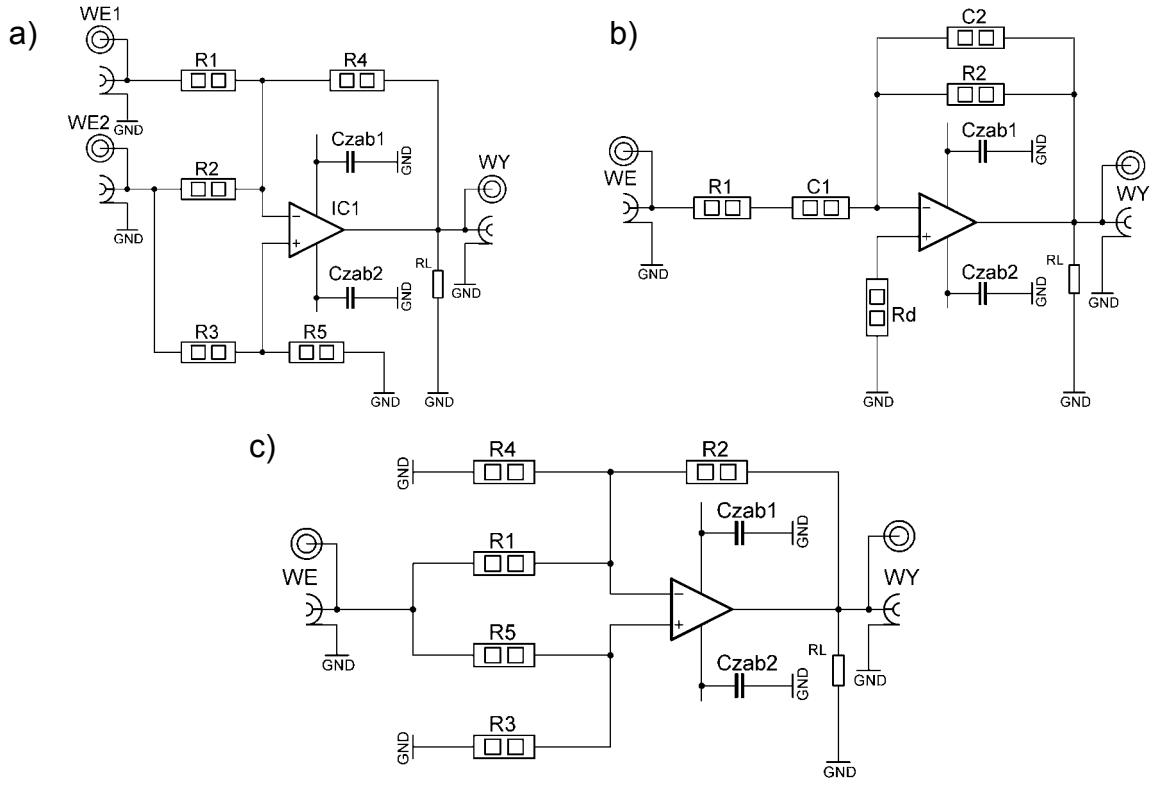
Rys. 22. Widok makiety laboratoryjnej do pomiaru wybranych parametrów wzmacniaczy operacyjnych



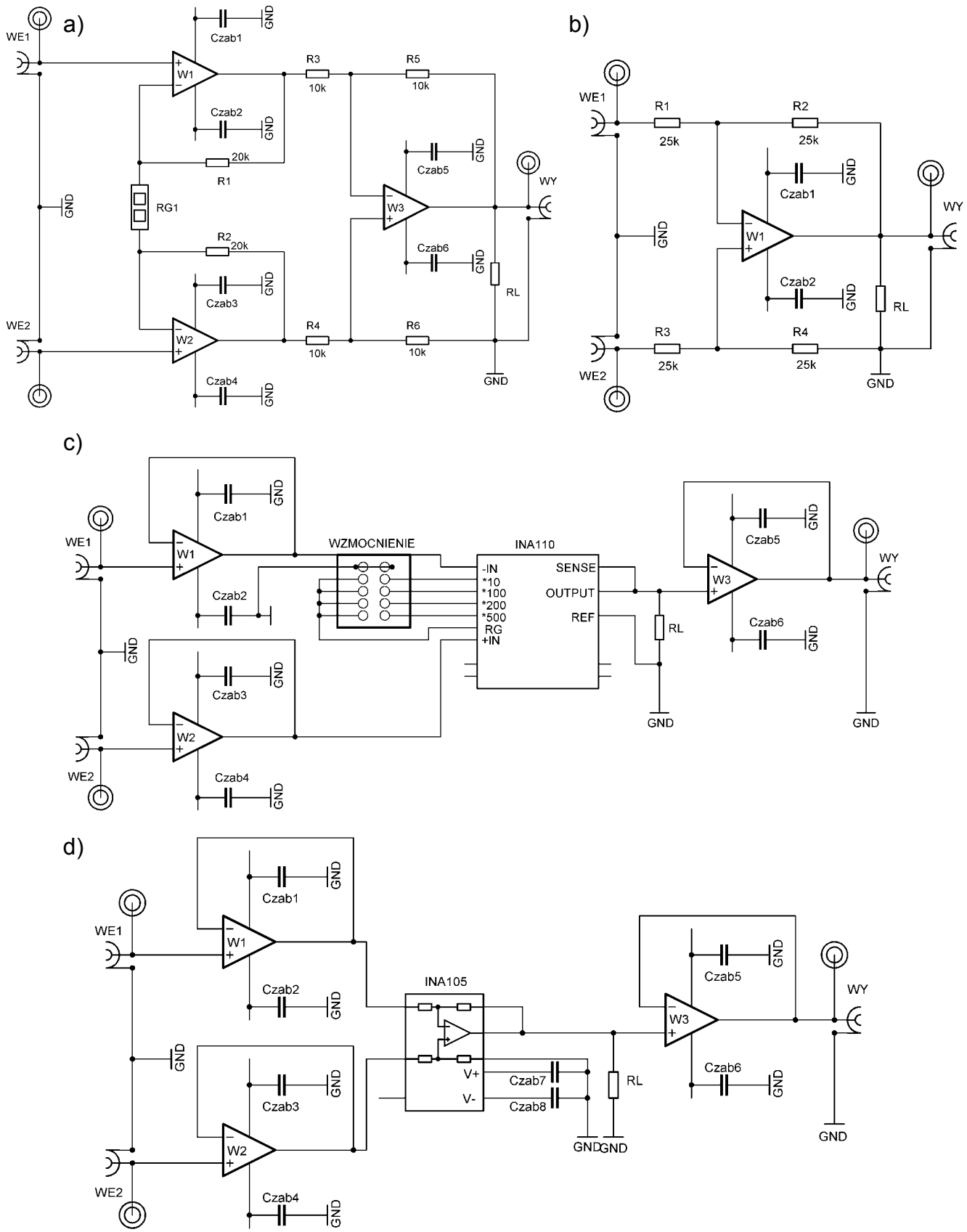
Rys. 23. Widok makiety laboratoryjnej do projektowania i pomiarów charakterystyk różnych konfiguracji układów liniowych ze wzmacniaczem operacyjnym



Rys. 24. Widok makiety laboratoryjnej do pomiaru parametrów wzmacniaczy różnicowych i pomiarowych



Rys. 25. Schematy elektryczne makiety nr 2, a) wzmacniacz sumujący/różnicowy, b) układ całkujący/różniczkujący, c) wzmacniacz odwracający/nieodwracający



Rys. 26. Schematy elektryczne makiety nr 3, a) wzmacniacz pomiarowy dyskretny, b) wzmacniacz różnicowy dyskretny, c) wzmacniacz pomiarowy scalony (INA110), d) wzmacniacz różnicowy scalony (INA105)

Obwód zasilania pierwszej makiety (rys. 22) wyposażono w stabilizowane regulatory napięcia LM317 i LM337, które umożliwiają płynną regulację napięć zasilających wzmacniacze operacyjne ($\pm U_{CC}$) w dopuszczalnym zakresie ± 1,2 ÷ 16 V, za pomocą potencjometrów jednoobrotowych (**minimalne napięcie zasilania wzmacniacza nie powinno być niższe niż ±3 V**). Dodatkowo obwód zasilania został zablokowany za pomocą połączonych równolegle kondensatorów i diod prostowniczych, zabezpieczających przed błędną polaryzacją układu. Diody LED sygnalizują poprawne spolaryzowanie makiety. Makieta umożliwia jednoczesny pomiar kilku wybranych parametrów dwóch różnych wzmacniaczy operacyjnych w obudowie DIP-8 (np. OP07, LF356, TL061). **Schematy elektryczne, umieszczone na makiecie są zgodne z tymi zamieszczonymi w instrukcji do ćwiczenia (rys. 3÷6).**

Na drugiej makiecie (rys. 23), w obwodzie zasilania znajdują się stabilizatory napięcia 7815 i 7915 (±15 V, 1 A) oraz diody zabezpieczające i równolegle połączone kondensatory blokujące. Na makiecie zostały umieszczone gniazda pod rezystory lub kondensatory, umożliwiające złożenie jednego z sześciu układów liniowych ze wzmacniaczem operacyjnym, zgodnie z założeniami projektowymi zadanymi przez prowadzącego. Schematy elektryczne poszczególnych układów umieszczonych na makiecie nr 2 przedstawiono na rys. 25. **W fazie projektowania należy uwzględnić dostępne w laboratorium elementy bierne, tj. rezystory z szeregu E12 (1 %) oraz kondensatory z szeregu E6 i wybrane z szeregu E12.**

Trzecia makieta (rys. 24) również została wyposażona w dwa stabilizatory napięcia 7815 i 7915 (±15 V, 1 A) oraz diody zabezpieczające i równolegle połączone kondensatory blokujące w obwodzie zasilania. Na makiecie znajdują się po dwie struktury wzmacniaczy pomiarowych i różnicowych, w postaci monolitycznych układów scalonych (odpowiednio INA110 i INA105), oraz analogicznie zbudowanych układów, wykonanych z elementów dyskretnych. Schematy elektryczne poszczególnych układów zostały przedstawione na rys. 26. Układy scalone zostały zabezpieczone na wejściu i wyjściu dodatkowymi wtórnikami napięciowym (rys. 26 c i d). Oba wzmacniacze pomiarowe mają możliwość regulacji wzmocnienia (zworka lub rezystor o odpowiedniej wartości), wzmocnienie układów różnicowych jest stałe i równe jedności (k_{uf} = 1 V/V).

7 Projekt układu

W tygodniu poprzedzającym ćwiczenia studenci otrzymują od prowadzącego zajęcia zadanie projektowe, w którym jest określony schemat i parametry badanego układu. Student przeprowadza stosowne obliczenia (dobór elementów biernych) i przygotowuje projekt elektryczny układu. Zaprojektowany układ należy zrealizować z elementów dostępnych w laboratorium. **Przed przystąpieniem do projektowania zadanego układu ze wzmacniaczem należy zapoznać się ze schematami elektrycznymi makiety laboratoryjnej z konfiguracjami wzmacniaczy operacyjnych (rys. 25) !!**

7.1. Projektowanie wzmacniacza odwracającego, nieodwracającego i wtórnika napięciowego

Wartości elementów biernych wzmacniacza dobrać dla zadanego wzmocnienia k_{uf} w pętli sprzężenia zwrotnego, zgodnie z odpowiednimi zależnościami teoretycznymi. Dodatkowo uwzględnić elementy służące minimalizacji wpływu napięcia niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego.

7.2. Projektowanie wzmacniacza sumującego i różnicowego

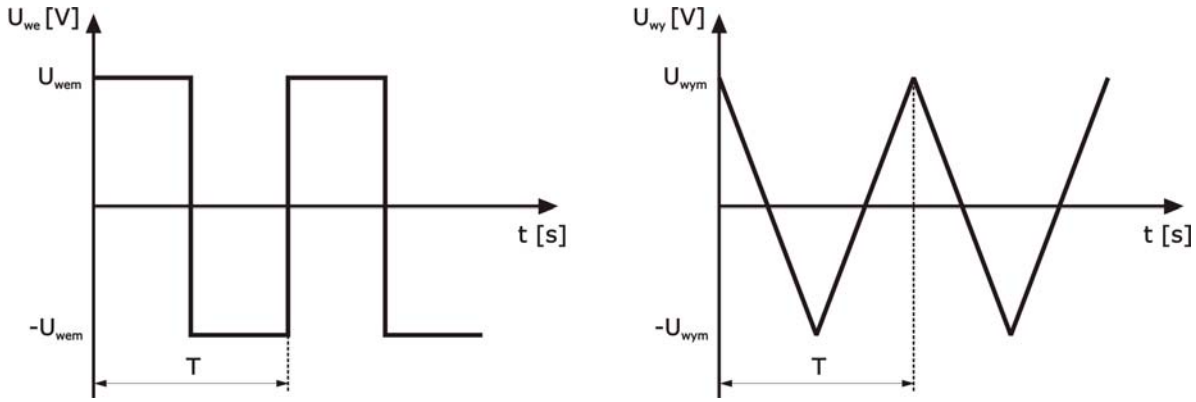
Wartości elementów biernych wzmacniacza dobrać dla zadanych współczynników wagowych k_{u1} i k_{u2}, zgodnie z odpowiednimi zależnościami teoretycznymi. Dodatkowo uwzględnić elementy służące minimalizacji wpływu napięcia niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego.

7.3. Projektowanie układu całkującego stratnego

Gdy na wejście układu całkującego stratnego (rys. 18) podany zostanie sygnał prostokątny o amplitudzie $\pm U_{wem}$ i czasie trwania $T/2$, to na wyjściu otrzymamy sygnał trójkątny, zgodnie z rys. 27.

Funkcja opisująca zbocze opadające sygnału trójkątnego ma postać:

$$U_{wy}(T) = -\frac{U_{wem}}{R_1 C_2}\frac{T}{2}. \qquad 2.46$$



Rys. 27. Pobudzenie i odpowiedź układu całkującego

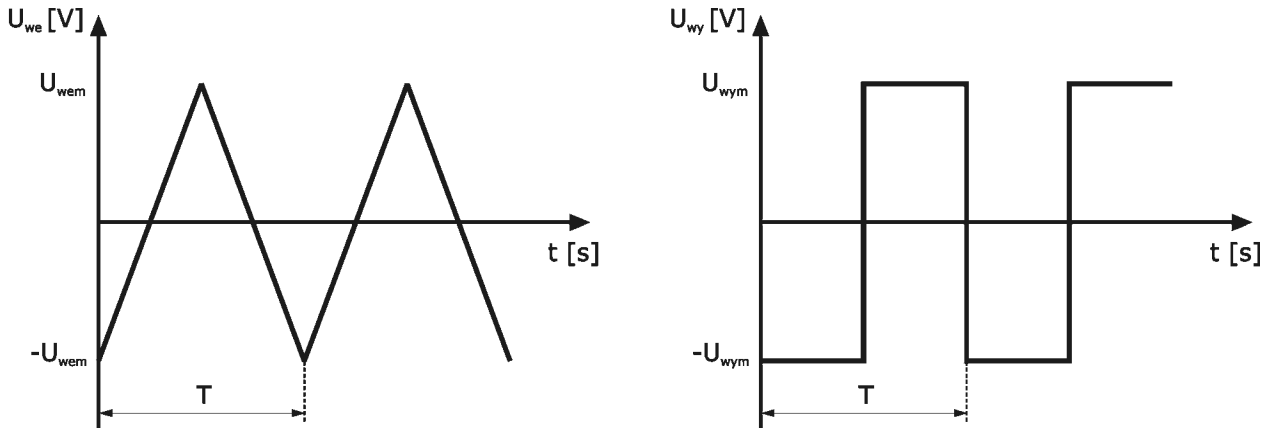
Na podstawie zależności (2.46) i rys. 27, zmiany sygnału wyjściowego (trójkątnego) na skutek zmian sygnału wejściowego (prostokątnego) można opisać wzorem:

$$2U_{wym} = \pm \frac{U_{wem}}{R_1 C_2} \frac{T}{2}. \qquad 2.47$$

Projektując układ integratora stratnego, dla zadanych wartości amplitudy U_{wem}, U_{wym} i częstotliwości f sygnału wejściowego, zakładamy wartość kondensatora C_2, dobieramy rezystor R_1 z (2.47) oraz rezystor R_2 z warunku na poprawne całkowanie (2.37). Należy również dobrać wartość rezystora R_d tak, aby zapewnić minimalizację błędu niezrównoważenia wzmacniacza (patrz rozdz. 5.5).

7.4. Projektowanie zmodyfikowanego układu różniczkującego

W przypadku gdy na wejście zmodyfikowanego układu różniczkującego (rys. 21) podany zostanie sygnał trójkątny o amplitudzie $\pm U_{wem}$ i czasie trwania zbocza narastającego $T/2$, na wyjściu otrzymujemy sygnał prostokątny, co przedstawiono schematycznie na rys. 28.



Rys. 28. Pobudzenie i odpowiedź układu różniczkującego

Z rys. 28 widać, że w czasie $T/2$ sygnał trójkątny przyrasta o wartość $2U_{wem}$. Na tej podstawie zmiany sygnału wyjściowego można opisać następująca funkcją:

$$U_{wym} = -R_2 C_1 \frac{2U_{wem}}{T/2} = -R_2 C \frac{4U_{wem}}{T}. \qquad 2.48$$

Projektując zmodyfikowany układ różniczkujący, dla zadanych wartości amplitudy U_{wem}, U_{wym} i częstotliwości f sygnału wejściowego, zakładamy wartość kondensatora C_1, dobieramy rezystor R_2 z (2.48) oraz rezystor R_1 z warunku na poprawne różniczkowanie (2.44). Należy również dobrać wartość rezystora R_d tak, aby zapewnić minimalizację błędu niezrównoważenia wzmacniacza (patrz rozdz. 5.6).

8. Program ćwiczenia

8.1. Pomiary podstawowych parametrów wzmacniaczy operacyjnych

Układy do pomiaru parametrów wzmacniaczy operacyjnych zmontowano na stałe na makiecie nr 1 (rys. 22). **Przed przystąpieniem do pomiarów należy ustawić rezystancję wewnętrzną generatora sygnałów: R_G = 50 Ω** (wartość domyślna po uruchomieniu generatora) !! **W sprawozdaniu porównać otrzymane wyniki z danymi katalogowymi badanych wzmacniaczy operacyjnych. Wszystkie charakterystyki częstotliwościowe należy wykreślać w układzie półlogarytmiczny (tj. lin-log)!!**

Różnicowe wzmocnienie napięciowe wzmacniacza z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego

A. Pomiar k_{ud} przeprowadzić za pomocą układu pokazanego na rys. 3 dla wybranego wzmacniacza operacyjnego.

B. Na wejście układu podać z generatora sygnał sinusoidalny o małej amplitudzie $U_{we} \leq 1$ V i częstotliwości $f \leq 20$ Hz. Wyjście podłączyć do oscyloskopu. Wyznaczyć wartość wzmocnienia różnicowego dla ustalonej wartości częstotliwości, na podstawie zależności (2.2). Napięcia U_{wy} i U_1 należy mierzyć woltomierzem napięcia zmiennego (wartości skuteczne).

C. Zmieniając częstotliwość sygnału określić pasmo przenoszenia wzmacniacza operacyjnego przy pętli otwartej $|k_{ud}|[dB] = f(f)$. Wyznaczyć wartości częstotliwości granicznych f_g i f_T.

D. Zbadać wpływ napięcia zasilania U_{CC} na wartość różnicowego wzmocnienia napięciowego k_{ud}. Wyznaczyć charakterystykę $|k_{ud}| = f(U_{CC})$ przy ustalonej częstotliwości. Zmierzyć pasmo przenoszenia wzmacniacza dla kilku wybranych wartości U_{CC} = ±3 V, ±6 V, ±9 V, ±12 V.

Wejściowe napięcie niezrównoważenia i współczynnik tłumienia wpływu zasilania *SVRR*

A. Pomiar U_{i0} przeprowadzić za pomocą układu przedstawionego na rys. 4, dla wybranego wzmacniacza operacyjnego. Napięcie U_{wy} mierzyć woltomierzem napięcia zmiennego (wartości skuteczne). Obliczenia wykonać na podstawie zależności (2.3).

B. Zbadać wpływ rezystora R_3 (R_d na makiecie) na wartość parametru U_{i0}. Wyznaczyć charakterystykę $U_{i0} = f(R_d)$, dla kilku wartości rezystancji R_d (szereg E12).

C. Zbadać wpływ napięcia zasilania U_{CC} wzmacniacza na wartość parametru U_{i0}. Wyznaczyć charakterystykę $U_{i0} = f(U_{CC})$.

D. Na podstawie zależności (2.13) obliczyć wartość współczynnika tłumienia wpływu zasilania *(SVRR*).

Współczynnik tłumienia składowej sumacyjnej *CMRR*

A. Pomiar współczynnika tłumienia składowej sumacyjnej (*CMRR*) przeprowadzić za pomocą układu pokazanego na rys. 5 dla wybranego wzmacniacza operacyjnego.

Napięcia U_{we} i U_{wy} należy mierzyć woltomierzem napięcia zmiennego (wartości skuteczne). W obliczeniach skorzystać ze wzoru (2.12).

B. Na wejście układu podać sygnał sinusoidalny z generatora o małej amplitudzie $U_{we} \leq 1$ V i regulowanej częstotliwości f, wyjście podłączyć do oscyloskopu. Wyznaczyć charakterystykę $CMRR[dB] = f(f)$.

C. Zbadać wpływ napięcia zasilania U_{CC} na wartość współczynnika ***CMRR***. Wyznaczyć charakterystykę $CMRR[dB] = f(U_{CC})$.

Maksymalna szybkość narastania napięcia wyjściowego *SR*

A. Pomiar współczynnika SR przeprowadzić za pomocą układu pokazanego na rys. 6 dla wybranego wzmacniacza operacyjnego.

B. Do wejścia układu doprowadzić sygnał prostokątny z generatora o częstotliwości f = 1 kHz i amplitudzie dobranej tak, aby układ pracował w warunkach nasycenia (brak zniekształceń sygnału wyjściowego), wyjście podłączyć do oscyloskopu. Wyznaczyć wartość współczynnika SR dla dodatniej i ujemnej części przebiegu, zgodnie z zależnością (2.14).

C. Do wejścia układu doprowadzić sygnał sinusoidalny z generatora o zadanej wartości amplitudy $U_{we} \leq 1$ V, wyjście podłączyć do oscyloskopu. Zwiększać częstotliwość sygnału wejściowego do momentu zaobserwowania zniekształceń sygnału na wyjściu układu (patrz rys. 7). Wyznaczyć wartość współczynnika SR zgodnie z zależnością (2.15). Porównać otrzymane wyniki.

Wzmocnienie i pasmo przenoszenia wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym

A. Do wejścia układu do pomiarów współczynnika SR (rys. 6) doprowadzić sygnał sinusoidalny z generatora o małej amplitudzie $U_{we} \leq 1$ V i regulowanej częstotliwości f. Za pomocą oscyloskopu zmierzyć amplitudę napięcia wyjściowego U_{wy} (U_{we} = const.) przy zmianach częstotliwości (zakres częstotliwości dobrać tak aby układ pracował w zakresie liniowym, tj. bez zniekształceń na wyjściu).

B. Wyznaczyć pasmo przenoszenia wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym $|k_{uf}|[dB] = f(f)$. Wyznaczyć wartości częstotliwości granicznych f_g i f_T.

8.2. Projekt i pomiary konfiguracji układów liniowych ze wzmacniaczami operacyjnymi

Na początku zajęć studenci montują (z elementów biernych dostępnych w laboratorium) określoną konfigurację układu ze wzmacniaczem operacyjnym, zgodnie z zadaniem projektowym. W tym celu należy wykorzystać makietę nr 2 (rys. 23). Schematy elektryczne poszczególnych układów, znajdujących się na makiecie nr 2, przedstawiono na rys. 25. **Przed przystąpieniem do pomiarów należy ustawić bardzo dużą rezystancję wewnętrzną generatora sygnałów** (Load/*High Impedance* w opcjach wyjściowych generatora)!! **Wszystkie charakterystyki częstotliwościowe należy wykreślać w układzie półlogarytmiczny (tj. lin-log) !!**

Wzmacniacz odwracający, nieodwracający, wtórnik napięciowy

A. Do wejścia układu doprowadzić sygnał sinusoidalny z generatora o częstotliwości f = 1 kHz, wyjście podłączyć do oscyloskopu. Wyznaczyć charakterystykę liniowości $U_{wy} = f(U_{we})$. Wyznaczyć wzmocnienie napięciowe układu k_{uf} i zakres pracy liniowej.

B. Wykreślić charakterystyki częstotliwościowe (patrz rozdział 4.8): amplitudową $|k_{uf}|[dB] = f(f)$ i fazową $\varphi = f(f)$ (metoda oscyloskopowa – Dodatek A) układu przy małym sygnale wejściowym ($U_{we} \leq 1$ V). Wyznaczyć częstotliwości graniczne badanego wzmacniacza f_g i f_T.

C. Sprawdzić stałość pola wzmocnienia wzmacniacza (rozdział 4.8) dla kilku wartości wzmocnienia (patrz rozdz. 4.8).

Wzmacniacz różnicowy, sumujący

A. Do badanego wejścia układu doprowadzić sygnał sinusoidalny z generatora o częstotliwości f = 1 kHz (drugie wejście uziemione), wyjście podłączyć do oscyloskopu. Zmierzyć charakterystyki liniowości $U_{wy} = f(U_{we1})$ i $U_{wy} = f(U_{we2})$. Wyznaczyć wzmocnienia napięciowe k_{u1} i k_{u2} oraz zakres pracy liniowej układu.

B. Wykreślić charakterystyki częstotliwościowe (patrz rozdział 4.8): amplitudową $|k_{uf}|[dB] = f(f)$ i fazową $\varphi = f(f)$ (metoda oscyloskopowa – Dodatek A), dla obu wejść układu przy małym sygnale wejściowym ($U_{we} \leq 1$ V). Wyznaczyć częstotliwości graniczne badanego wzmacniacza f_g i f_T.

Układ całkujący stratny

Pomiary przy pobudzeniu falą prostokątną

A. Do wejścia układu doprowadzić sygnał prostokątny z generatora, o parametrach zgodnych z wymaganiami zadania projektowego, wyjście podłączyć do oscyloskopu. Zdjąć oscylogram napięcia wyjściowego (patrz rys. 27) i określić amplitudę uzyskanego przebiegu. W razie potrzeby skorygować wartości elementów układu tak, aby uzyskać sygnał wyjściowy zgodny z wymaganiami projektu.
B. Sprawdzić wpływ zmiany częstotliwości sygnału wejściowego na amplitudę sygnału wyjściowego. Pomiary przeprowadzić dla częstotliwości zapewniających poprawne całkowanie (sygnał trójkątny na wyjściu, bez zniekształceń).

Pomiary przy pobudzeniu falą sinusoidalną

A. Wyznaczyć charakterystykę amplitudową $|k_{uf}|[dB] = f(f)$ integratora stratnego. Wyznaczyć częstotliwości biegunów i zakres częstotliwości, przy którym układ ma właściwości układu całkującego (nachylenie charakterystyki -20 dB/dek).
B. Za pomocą oscyloskopu odczytać zmiany amplitudy napięcia wyjściowego ΔU_{wy} i przesunięcie fazowe $\Delta\varphi$ pomiędzy sygnałami wyjściowym a wejściowym, przy zmianie częstotliwości sygnału wejściowego. Wykreślić charakterystyki częstotliwościowe błędów amplitudy $\delta = f(f)$ i fazy $\Delta\varphi = f(f)$. Sposób pomiaru przesunięcia fazowego za pomocą oscyloskopu obrazuje Dodatek A.

Układ różniczkujący zmodyfikowany

Pomiary przy pobudzeniu falą trójkątną

A. Do wejścia układu doprowadzić sygnał trójkątny z generatora, o parametrach zgodnych z wymaganiami zadania projektowego, wyjście podłączyć do oscyloskopu. Zdjąć oscylogram napięcia wyjściowego (patrz rys. 28) i określić amplitudę uzyskanego przebiegu. W razie potrzeby skorygować wartości elementów układu tak, aby uzyskać sygnał wyjściowy zgodny z wymaganiami projektu.
B. Sprawdzić wpływ zmiany częstotliwości sygnału wejściowego na amplitudę sygnału wyjściowego. Pomiary przeprowadzić dla częstotliwości zapewniających poprawne różniczkowanie (sygnał prostokątny na wyjściu, bez zniekształceń).

Pomiary przy pobudzeniu falą sinusoidalną

A. Wyznaczyć charakterystykę amplitudową $|k_{uf}|[dB] = f(f)$ zmodyfikowanego układu różniczkującego. Wyznaczyć częstotliwości biegunów i zakres częstotliwości, przy

którym układ ma właściwości układu różniczkującego (nachylenie charakterystyki +20 dB/dek).

B. Za pomocą oscyloskopu odczytać zmiany amplitudy napięcia wyjściowego ΔU_{wy} i przesunięcie fazowe $\Delta\varphi$ pomiędzy sygnałami wyjściowym a wejściowym, przy zmianie częstotliwości sygnału wejściowego. Wykreślić charakterystyki częstotliwościowe błędów amplitudy $\delta = f(f)$ i fazy $\Delta\varphi = f(f)$. Sposób pomiaru przesunięcia fazowego za pomocą oscyloskopu obrazuje Dodatek A.

8.3. Wzmacniacze różnicowe i pomiarowe (dyskretne i scalone)

Układy do pomiaru parametrów wzmacniaczy o wejściu symetrycznym różnicowych i pomiarowych (z elementów dyskretnych i postaci układu scalonego) zmontowano na stałe na makiecie nr 3 (rys. 23). Schematy elektryczne poszczególnych układów, znajdujących się na makiecie, przedstawiono na rys. 26**. Przed przystąpieniem do pomiarów należy ustawić rezystancję wewnętrzną generatora sygnałów: R_G = 50 Ω** (wartość domyślna po uruchomieniu generatora)!! **Wszystkie charakterystyki częstotliwościowe należy wykreślać w układzie półlogarytmicznym (tj. lin-log) !!**

Wzmacniacz różnicowy (dyskretny i scalony)

A. Do obu wejść badanego układu doprowadzić jednocześnie sygnał sinusoidalny z generatora o amplitudzie $U_{we} \le 1$ V i częstotliwości $f \le 10$ Hz, wyjście podłączyć do oscyloskopu. Napięcia U_{we} (tj. sygnał wspólny U_{ic}) i U_{wy} należy mierzyć woltomierzem napięcia zmiennego (wartości skuteczne).

B. Wykreślić charakterystykę częstotliwościowo-amplitudową $|k_{uf}|[dB] = f(f)$ dla obu wzmacniaczy różnicowych (k_{uf} = 1 V/V), porównać otrzymane charakterystyki. Wyznaczyć częstotliwości graniczne f_g i f_T

C. Wyznaczyć charakterystykę $CMRR[dB] = f(f)$ dla obu wzmacniaczy różnicowych, porównać wyniki. W obliczeniach wykorzystać zależność (2.11)

Wzmacniacz pomiarowy (dyskretny i scalony)

A. Do obu wejść badanego układu doprowadzić jednocześnie sygnał sinusoidalny z generatora o amplitudzie $U_{we} \le 1$ V i częstotliwości $f \le 10$ Hz, wyjście podłączyć do oscyloskopu. Napięcia U_{we} (sygnał wspólny U_{ic}) i U_{wy} należy mierzyć woltomierzem napięcia zmiennego (wartości skuteczne).

B. Wyznaczyć charakterystykę częstotliwościowo-amplitudową $|k_{uf}|[dB] = f(f)$ obu wzmacniaczy pomiarowych, dla kilku wartości wzmocnienia (1, 10, 100, 200, 500 V/V) ustawianych za pomocą zworki (układ scalony) lub poprzez dobór wartości rezystora R_{G1} (układ dyskretny), porównać otrzymane charakterystyki. Wyznaczyć częstotliwości graniczne f_g i f_T.

C. Przy ustalonym wzmocnieniu wyznaczyć charakterystykę $CMRR[dB] = f(f)$ dla obu wzmacniaczy różnicowych, porównać wyniki. W obliczeniach wykorzystać zależność (2.11).

D. Zbadać wpływ zmiany napięcia wejściowego (wspólnego) na wartość współczynnika CMRR, dla obu wzmacniaczy pomiarowych. Wyznaczyć charakterystykę $CMRR = f(U_{we})$ i porównać otrzymane wyniki.

9. Spis aparatury

1. Źródło sygnałowe – model 2400 firmy Keithley.
2. Zasilacz stabilizowany (±15 V, 250 mA, 4 kanały) – model HM8040-3 firmy Hameg (x2).
3. Multimetr cyfrowy napięć stałych i zmiennych (100 nV÷1 kV), prądów (10 nA÷3 A) i rezystancji (100 μΩ÷100 MΩ) – model 2000 (6-1/2-Digit DMM) firmy Keithley.
4. Multimetr cyfrowy – model HM8012 firmy Hameg (x2).
5. Generator sygnałowy (sinus, prostokąt, trójkąt) AFG 3021 firmy Tektronix.
6. Oscyloskop cyfrowy – model TDS 1001 firmy Tektronix.

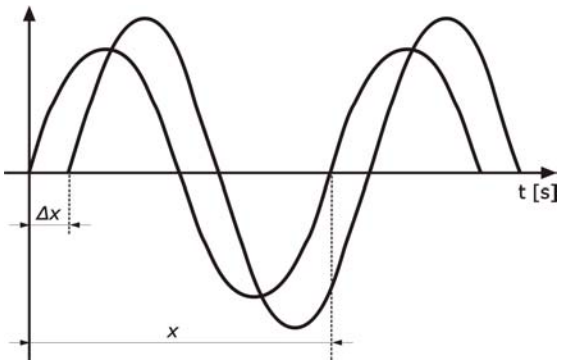
Dodatek A

Pomiar przesunięcia fazowego metodą oscyloskopową

Pomiar przesunięcia fazowego pomiędzy dwoma sygnałami można wykonać za pomocą oscyloskopu w trybie dwukanałowym, co obrazuje rys. A1. W czasie pomiaru, osie zerowe obu przebiegów muszą się pokrywać, wtedy przesunięcie fazowe pomiędzy przebiegami sygnałów obliczamy na podstawie wzoru:

$$\varphi = 360^{\circ}\,\frac{\Delta x}{x}, \qquad \text{A.1}$$

w którym Δx, x – odstępy odczytane z ekranu oscyloskopu (rys. A1)

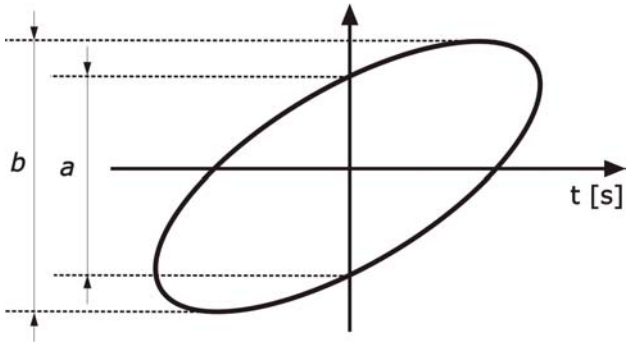


Rys. A1. Zasada pomiaru przesunięcia fazowego w trybie pracy dwukanałowej oscyloskopu

Przesunięcie fazowe można również wyznaczyć przy pomocy krzywej Lissajous w trybie pracy X-Y oscyloskopu, co pokazano na rys. A2. Przesunięcie fazowe pomiędzy przebiegami sygnałów obliczamy ze wzoru:

$$\varphi = \arcsin\frac{a}{b}, \qquad \text{A.2}$$

w którym a, b – odstępy odczytane z ekrany oscyloskopu (rys. A2)



Rys. A2. Zasada pomiaru przesunięcia fazowego w trybie pracy X-Y oscyloskopu