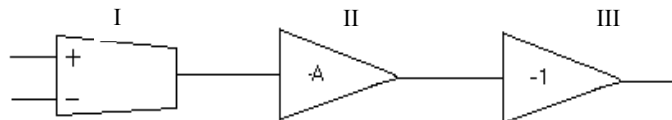


1. Wzmacniacz operacyjny

Wzmacniacze operacyjne to najbardziej rozpowszechnione analogowe układy scalone. Ogólnie można stwierdzić że są to wzmacniacze prądu stałego o sprzężeniach bezpośrednich cechujące się bardzo dużą rezystancją wejściową, bardzo małą rezystancją wyjściową oraz bardzo dużym wzmocnieniem. A teraz spróbujemy przyrzeć im się nieco bliżej.

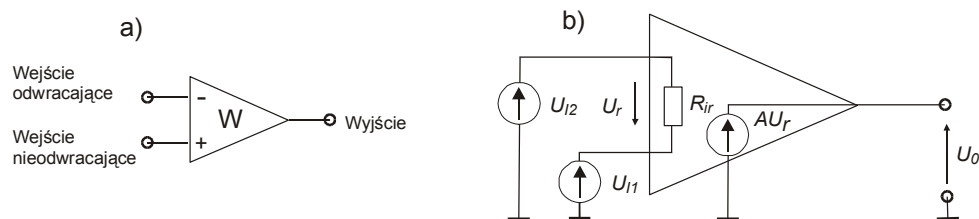
1.1. Budowa wzmacniacza operacyjnego

Rozważania na temat wzmacniacza operacyjnego rozpoczniemy od przedstawienia jego budowy. Na **Rys.1.1.** widać ogólną koncepcję budowy wzmacniacza operacyjnego.



Rys.1.1. Moduły funkcjonalne we wzmacniaczu operacyjnym: I - wzmacniacz transkonduktancyjny, II - wzmacniacz napięciowy o wzmocnieniu A z odwracaniem fazy, III - stopień wyjściowy

Zgodnie z powyższym rysunkiem moduł wejściowy wzmacniacza operacyjnego stanowi wzmacniacz transkonduktancyjny sterowany napięciowo o dużej rezystancji wyjściowej. Wymagania takie spełnia wzmacniacz różnicowy. Kolejnym modułem jest wzmacniacz napięciowy o wzmocnieniu A z odwracaniem fazy, najczęściej jest to wzmacniacz pracujący w układzie wspólnego emitera (WE). Stopień wyjściowy to wzmacniacz nieodwracający o dużym wzmocnieniu prądowym (wtórnik emiterowy). Symbol graficzny oraz najprostszy schemat zastępczy wzmacniacza operacyjnego ilustruje **Rys.1.2.**



Rys.1.2. symbol graficzny a) oraz najprostszy schemat zastępczy b) wzmacniacza operacyjnego

Dla powyższego schematu zastępczego przyjęto następujące oznaczenia:

U_{I1}, U_{I2} - napięcia wejściowe

U_{wy} - napięcie wyjściowe

U_r - różnicowe napięcie wejściowe

A - wzmocnienie wzmacniacza z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego

R_{Ir} - wejściowa rezystancja różnicowa

Bardzo często w odniesieniu do wzmacniacza różnicowego używane jest pojęcie **sygnału współbieżnego**, jest to rodzaj sygnału wejściowego dla którego sygnał

dla wzmacniacza idealnego możemy zapisać:

$$U_r = 0 \quad I_{WE} = 0 \quad \Rightarrow \quad I_{WE} = I_1 + I_2 \quad \Rightarrow \quad I_1 = -I_2 \quad (1.1.)$$

$$I_1 = \frac{U_{we} + U_r}{R_1} = \frac{U_{we}}{R_1} \quad I_2 = \frac{U_{wy} + U_r}{R_2} = \frac{U_{wy}}{R_2} \quad (1.2.)$$

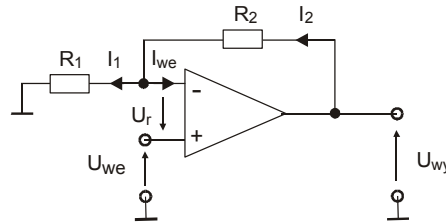
$$\frac{U_{we}}{R_1} = -\frac{U_{wy}}{R_2} \quad \Rightarrow \quad \frac{U_{wy}}{U_{we}} = -\frac{R_2}{R_1} = A_{uf} \quad (1.3.)$$

Dla przypadku kiedy $R_2 = R_1$ można w takim układzie uzyskać **inwerter** czyli wzmacniacz odwracający o wzmacnieniu równym 1 . W ogólnym przypadku zamiast rezystorów R_1, R_2 rozważa się impedancje Z_1, Z_2 wówczas wyrażenie (1.3.) przyjmuje postać:

$$A_{uf} = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad (1.4.)$$

W zależności od doboru impedancji Z_1, Z_2 układ może spełniać różne funkcje. Wadą tego układu jest jednak fakt, że w celu uzyskania dużego wzmacnienia konieczne jest stosowanie rezystorów o dużej wartości nominalnej, co wiąże się z powstawaniem dużych pojemności pasożytniczych i ograniczaniem pasma układu.

Kolejnym układem zbudowanym w oparciu o wzmacniacz operacyjny jest wzmacniacz nieodwracający którego schemat ilustruje **Rys.1.4.**



Rys.1.4. Schemat układu wzmacniacza nieodwracającego na wzmacniaczu operacyjnym

W układzie tym sygnał wejściowy doprowadzony jest do wejścia nieodwracającego, natomiast część sygnału wyjściowego poprzez ujemne szeregowe sprzężenie zwrotne napięciowe podawana jest do drugiego wejścia wzmacniacza operacyjnego. Przyjmując podobnie jak w poprzednim przypadku założenia dla wzmacniacza idealnego otrzymujemy:

$$U_r = 0 \quad I_{WE} = 0 \quad \Rightarrow \quad I_{WE} = -I_1 + I_2 \quad \Rightarrow \quad I_1 = I_2 \quad (1.5.)$$

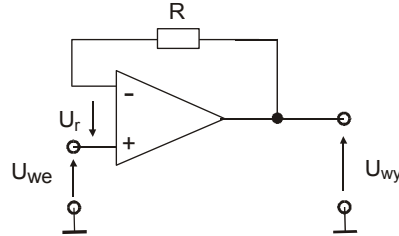
$$\frac{U_{we}}{R_1} = \frac{U_{wy} - U_{we}}{R_2} \quad \Rightarrow \quad U_{we} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{wy} \quad (1.6.)$$

$$A_{uf} = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (1.7.)$$

Jak pokazuje zależność (1.7.) w układzie tym nie można uzyskać wzmocnienia mniejszego niż 1. W przypadku kiedy $R_I \rightarrow \infty$ można jedynie zbliżyć do wzmocnienia równego jedności.

Różnica pomiędzy układem wzmacniacza odwracającego a nieodwracającego z pozoru niewielka nie polega tylko na innym sposobie doprowadzenia sygnału do wejścia wzmacniacza operacyjnego ale również na innych właściwościach obu układów. Rezystancja wejściowa we wzmacniaczu odwracającym jest niewielka (równa R_I) natomiast w nieodwracającym jest nieskończenie duża.

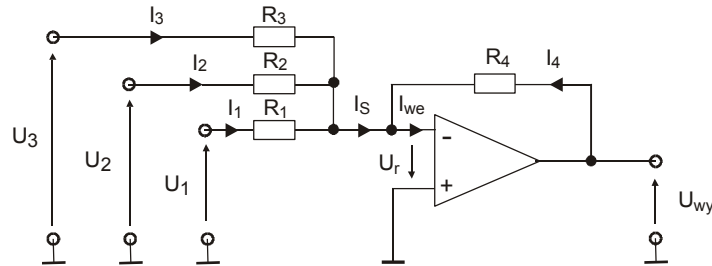
Jeżeli we wzmacniaczu nieodwracającym zastosujemy $R_I \rightarrow \infty$ otrzymamy wtórnik napięciowy o bardzo dużej rezystancji wejściowej i małej wyjściowej. Realizację takiego układu ilustruje Rys.1.5.



Rys.1.5. Schemat układu wtórnika napięciowego na wzmacniaczu operacyjnym

W układzie tym rezystancję R należy dobierać w taki sposób aby była równa bądź zbliżona do rezystancji wewnętrznej źródła sygnału wejściowego.

Za pomocą wzmacniacza operacyjnego w prosty sposób można zrealizować układ sumujący napięcia stałe (Rys.1.6.)



Rys.1.6. Schemat układu sumującego na wzmacniaczu operacyjnym

Dla powyższego układu prawdziwe są zależności:

$$I_S = I_1 + I_2 + I_3 = I_4 \quad (1.8.)$$

$$I_1 = \frac{U_1}{R_1}; \quad I_2 = \frac{U_2}{R_2}; \quad I_3 = \frac{U_3}{R_3}; \quad I_4 = \frac{U_{wy}}{R_4} \quad (1.9.)$$

W przypadku kiedy:

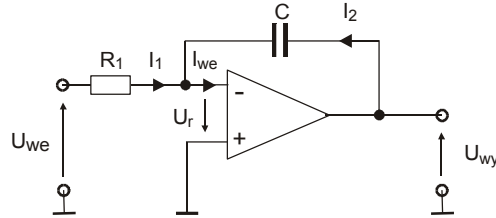
$$R_1 = R_2 = R_3 = R \quad (1.10.)$$

otrzymujemy:

$$U_{wy} = I_4 R_4 = \frac{R_4}{R} (U_1 + U_2 + U_3) \quad (1.11.)$$

Jak pokazuje wyrażenie **(1.11.)** napięcie wyjściowe jest w tym układzie proporcjonalne do sumy napięć wejściowych.

Innym dość często spotykanym układem zbudowanym w oparciu o wzmacniacz operacyjny jest integrator (wzmacniacz całkujący). Taka konfiguracja powstaje gdy we wzmacniaczu odwracającym zastosujemy w gałęzi sprzężenia zwrotnego pojemność lub obwód RC . Ilustrację tego przypadku przedstawia **Rys.1.7.**



Rys.1.7. Schemat wzmacniacza całkującego na wzmacniaczu operacyjnym

Dla układu na **Rys.1.7. a)**, przy założeniu że mamy do czynienia ze wzmacniaczem idealnym, prąd płynący przez kondensator C_2 można wyrazić jako:

$$I_2(t) = C \frac{dU_{wy}}{dt} \quad \text{oraz} \quad I_1 = \frac{U_{we}}{R} \quad (1.12.)$$

ponieważ $I_1 = -I_2$ otrzymujemy:

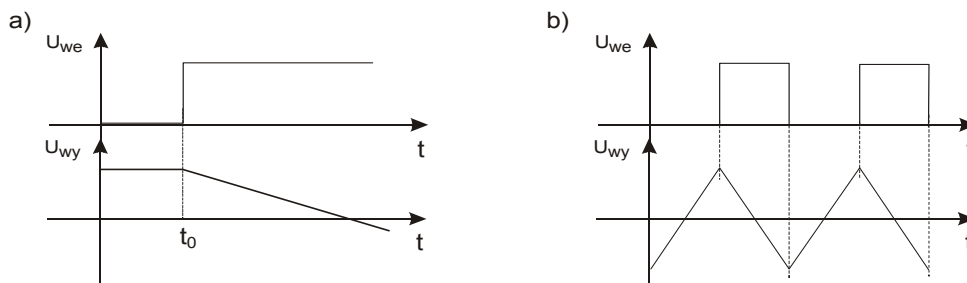
$$\frac{U_{we}}{R} = -C \frac{dU_{wy}}{dt} \quad (1.13.)$$

całkując obie strony równania mamy:

$$U_{wy}(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_{we}(t) dt + U_{wy}(0) \quad (1.14.)$$

w powyższej zależności $U_{wy}(0)$ jest napięciem na kondensatorze w chwili $t=0$.

Jak pokazuje zależność **(1.14.)** napięcie wyjściowe jest całką napięcia wejściowego stąd nazwa układu wzmacniacz całkujący. Ilustracją graficzną działania omawianego tu wzmacniacza w dziedzinie czasu jest **Rys.1.8.** Na rysunku tym w części oznaczonej jako **b)** przedstawiono przykład na wykorzystanie integratora do budowy układów generujących przebiegi piłokształtne.



Rys.1.8. Graficzne przedstawienie działania integratora dla różnych sygnałów wejściowych, a) dla skoku jednostkowego, b) dla ciągu impulsów prostokątnych

Analizując układ od strony charakterystyk jego częstotliwościowych można wykorzystać ogólną zależność na wzmocnienie :

$$\frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{-Z_2}{Z_1} = -\frac{1}{j\omega RC} = -\frac{1}{j\omega RC} \quad (1.15.)$$

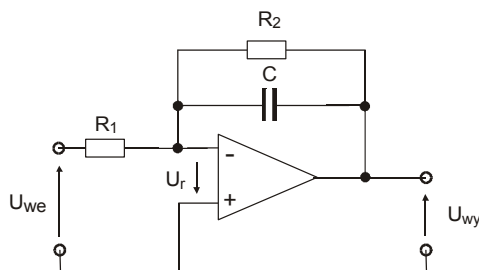
Przy zastosowaniu zapisu operatorowego impedancje można przedstawić jako:

$$Z_1 = R \quad Z_2 = \frac{1}{sC} \quad (1.16.)$$

stąd równanie (1.15.) przyjmuje postać:

$$\frac{U_{wy}(s)}{U_{we}(s)} = -\frac{1}{RCs} \quad (1.17.)$$

Na podstawie zależności (1.17.) można stwierdzić, że transmitancja (funkcja przejścia) podstawowego układu wzmacniacza całkującego posiada jeden biegun. Układ całkujący w takiej postaci charakteryzuje się jednak bardzo dużym wzmocnieniem oraz dużym poziomem szumów i zakłóceń. Dlatego omawiany tu układ choć teoretycznie poprawny nie znajduje zastosowania praktycznego.



Rys.1.9. Schemat wzmacniacza całkującego na wzmacniaczu operacyjnym, w którym zastosowano ograniczenie wzmocnienia

Rozwiązanie układowe integratora widoczne na Rys.1.9. ogranicza wzmocnienie przy małych częstotliwościach i poprawia stabilność punktu pracy. Wzmocnienie

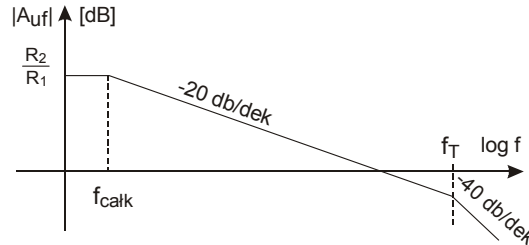
dla tego układu możemy zapisać jako:

$$\frac{U_{wy}}{U_{we}} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{(1 + j\omega R_2 C)} \quad (1.18.)$$

lub stosując zapis operatorowy:

$$\frac{U_{wy}(s)}{U_{we}(s)} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{(1 + R_2 C s)} \quad (1.19.)$$

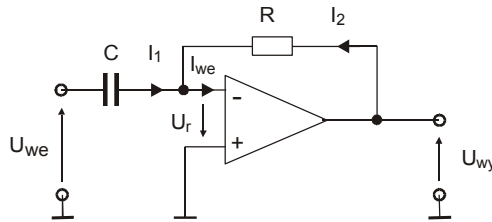
Na podstawie powyższej zależności można w prosty sposób określić charakterystyki częstotliwościowe Bodego. Ilustruje je **Rys.1.10.**



Rys.1.10. Charakterystyki częstotliwościowe Bodego układu całkującego z Rys.11.b)

Opisywany tu układ pracuje jako integrator dla częstotliwości $f_{calk} > 1/2\pi R_2 C$. Częstotliwość f_{calk} jest na tyle duża, że reaktancja pojemności C jest znacznie mniejsza od rezystancji R_2 . Jak widać na **Rys.1.10.** całkowanie układu jest ograniczone od strony wielkich częstotliwości. Dla częstotliwości $f > f_T$ charakterystyka Bodego ma nachylenie -40dB/dek i wzmacniacz przestaje być układem całkującym.

Inną konfiguracją wzmacniacza odwracającego jest układ różniczkujący (dyferencjator), który otrzymujemy włączając pojemność na jego wejście (**Rys.1.11.**)



Rys.1.11. Schemat układu różniczkującego na wzmacniaczu operacyjnym

Dla powyższego układu możemy zapisać:

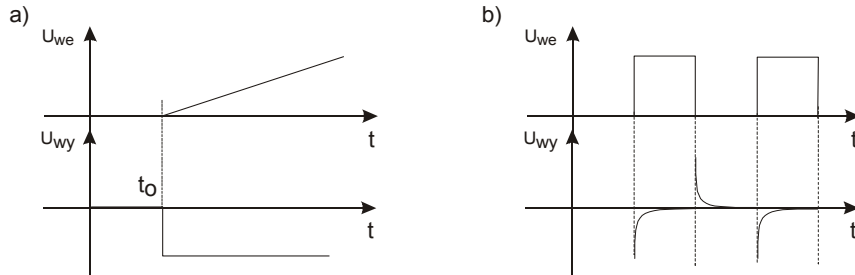
$$I_1(t) = C \frac{dU_{we}}{dt} \text{ oraz } I_2 = \frac{U_{wy}}{R} \quad (1.20.)$$

ponieważ $I_1 = -I_2$ otrzymujemy:

$$\frac{U_{wy}}{R} = -C \frac{dU_{we}}{dt} \quad (1.21.)$$

$$U_{wy}(t) = -RC \frac{dU_{we}}{dt} \quad (1.22.)$$

Jak pokazuje zależność (1.22.) napięcie na wyjściu układu jest różniczką napięcia wejściowego, stąd nazwa tego układu wzmacniacz różniczkujący lub dyferencjator. Ilustracją graficzną działania dyferencjatora w dziedzinie czasu jest Rys.1.12.



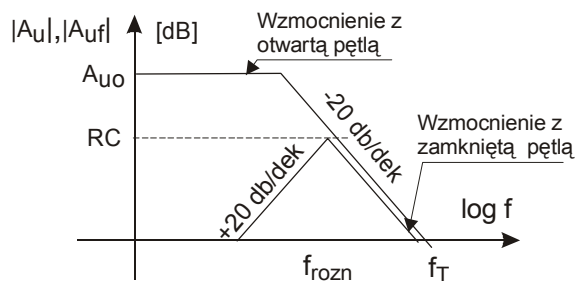
Rys.1.12. Graficzne przedstawienie działania układu różniczkującego dla różnych sygnałów wejściowych, a) dla skoku jednostkowego, b) dla ciągu impulsów prostokątnych

Jak widać na powyższym rysunku układ może być z pewnością wykorzystany tam gdzie zachodzi potrzeba generacji wąskich impulsów napięciowych. Jeśli rozpatrzmy teraz ten układ w dziedzinie częstotliwości to korzystając z zapisu operatorowego można zapisać:

$$\frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{-Z_2}{Z_1} = -\frac{R}{\frac{1}{Cs}} = -RCs \quad (1.23.)$$

Jak widać na podstawie wyrażenia (1.23.) transmitancja (funkcja przejścia) podstawowego układu wzmacniacza różniczkującego zawiera tylko jedno miejsce zerowe (zero), co sugeruje że jego wzmocnienie powinno wzrastać proporcjonalnie do częstotliwości sygnału.

W praktyce jest to możliwe tylko w ograniczonym zakresie częstotliwości, który zależy od konkretnej realizacji wzmacniacza operacyjnego. Przykładowa charakterystyka częstotliwościowa Bodego dla tego przypadku została przedstawiona na Rys.1.13.

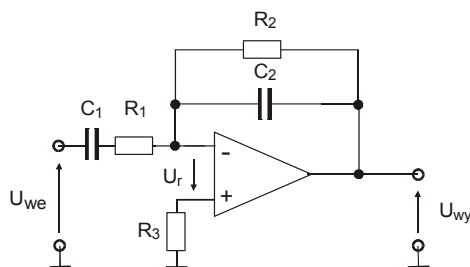


Rys.1.13. Charakterystyki częstotliwościowe Bodego dla podstawowego układu wzmacniacza różniczkującego

Częstotliwość charakterystyczna układu f_{rozn} wynosi $1/2\pi RC$ natomiast częstotliwość graniczna f_T to parametr charakterystyczny dla konkretnego wzmacniacza operacyjnego. Omawiany tu najprostszy układ wzmacniacza różniczkującego, chociaż teoretycznie dokonuje poprawnie operacji różniczkowania, to jednak ma szereg wad z których największe to:

- duża wrażliwość na szумы o wielkiej częstotliwości związana z rosnącą charakterystyką wzmocnienia w tym zakresie pasma
- niekorzystny pojemnościowy charakter impedancji wejściowej która maleje ze wzrostem częstotliwości
- skłonność do oscylacji, która wynika z charakteru sprzężenia zwrotnego które zanika dla zakresu wielkich częstotliwości

Ze względu na te dość istotne wady, praktyczne układy tego typu są nieco bardziej rozbudowane. Przykładową praktyczną realizację wzmacniacza różniczkującego, częściowo pozbawioną wad układu podstawowego przedstawia **Rys.1.14.**



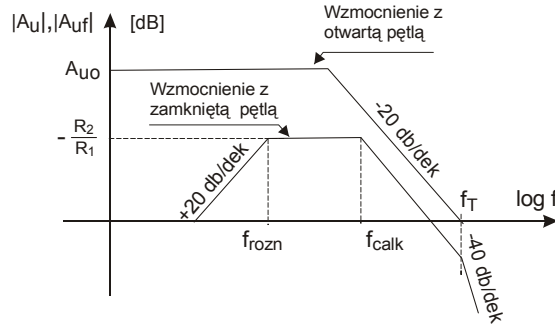
Rys.1.14. Schemat zmodyfikowanego układu różniczkującego na wzmacniaczu operacyjnym

Transmitancja powyższego układu wynosi:

$$\frac{U_{wy}(s)}{U_{we}(s)} = \frac{-R_2 C_1 s}{(1 + R_1 C_1 s)(1 + R_2 C_2 s)} \quad (1.24.)$$

Jak widać na podstawie zależności **(1.24.)** modyfikacja układu różniczkującego przedstawiona na **Rys.1.14.** wprowadza do transmitancji układu dodatkowe dwa

bieguny, co poprawia stabilność układu i redukuje jego szумы częstotliwościowe. Przykładowe charakterystyki częstotliwościowe Bodego dla tego układu przedstawia **Rys.1.15**.



Rys.1.15. Charakterystyki częstotliwościowe Bodego dla zmodyfikowanego układu wzmacniacza różniczkującego

Na podstawie powyższych charakterystyk możemy stwierdzić, że dla częstotliwości mniejszych od f_{rozn} układ pracuje jak idealny dyferencjator przy czym:

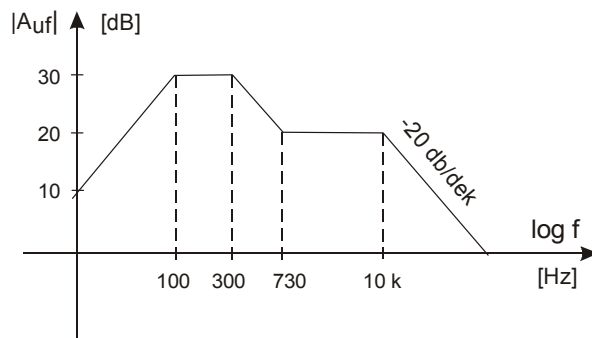
$$f_{rozn} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (1.25.)$$

W zakresie częstotliwości $f_{rozn} < f < f_{calc}$ układ jest wzmacniaczem o wzmocnieniu równym $-R_2/R_1$, natomiast dla częstotliwości większych od f_{calc} układ staje się integratorem przy czym:

$$f_{calc} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad (1.26.)$$

Omawiany tu wzmacniacz traci właściwości całkujące dla częstotliwości większych od f_T

Połączenie w jednym układzie właściwości wzmacniaczy różniczkujących i całkujących umożliwia prostą realizację wzmacniaczy formujących lub korygujących charakterystyki częstotliwościowe przykładową realizację takiego układu przedstawia przykład poniżej



Rys.1.16. Charakterystyka częstotliwościowa dla wzmacniacza formującego opisanego w przykładzie poniżej.

Przykład.

Należy zaprojektować układ o charakterystyce częstotliwościowej podanej na **Rys.1.16.** przy użyciu metody charakterystyk asymptotycznych Bodego. W układzie założyć rezystancję wejściową nie mniejszą niż 1 kΩ.

Rozwiązanie:

Układ charakterystyce częstotliwościowej podanej na rysunku wykonamy poprzez stopniowe rozbudowywanie pętli sprzężenia zwrotnego w sposób pokazany na **Rys.1.17.** W zakresie małych częstotliwości podaną charakterystykę możemy zrealizować poprzez układ różniczkujący (**Rys.1.17.a**) o $f_{rozn}=100$ Hz. Zakładając rezystancję wejściową $R_1=1$ kΩ korzystając z zależności (1.25.) otrzymujemy:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_1 f_{rozn}} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^3 \cdot 100} = 1,6 \cdot 10^{-6} F \quad (1.27.)$$

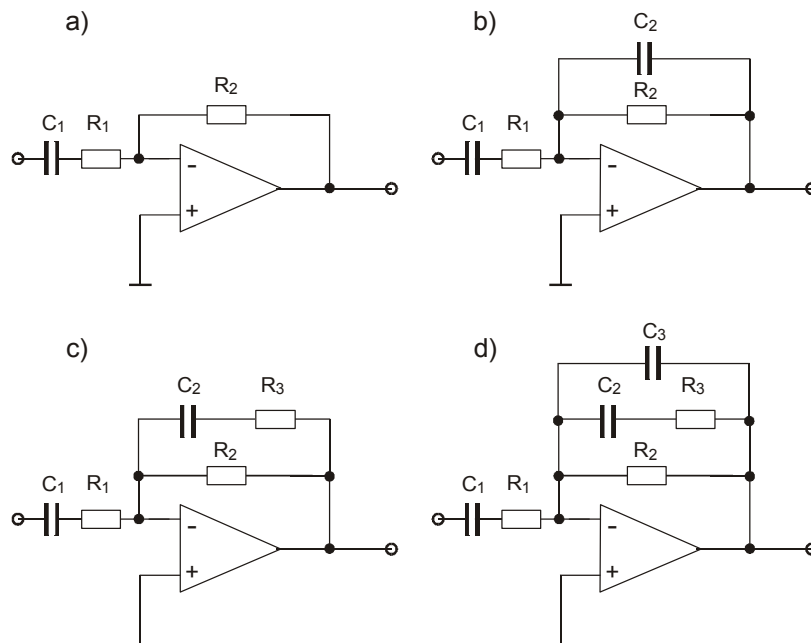
dla częstotliwości 100 Hz wzmocnienie wynosi 30 dB korzystając z wcześniej poznanych zależności możemy napisać:

$$30dB = 20 \log A_{uf} \Rightarrow \log A_{uf} = \frac{30}{20} \Rightarrow A_{uf} = 31,62 \quad (1.28.)$$

Następnie zgodnie z zależnością (1.4.) otrzymujemy:

$$R_2 = 31,62 k\Omega \quad (1.29.)$$

Począwszy od $f=300$ Hz charakterystyka ma przebieg układu całkującego musimy więc dołożyć pojemność w gałęzi sprzężenia zwrotnego w taki sposób aby związana ona była z omawianą tu częstotliwością lustruje to (**Rys.1.17.b**)



Rys.1.17. Kolejne fazy projektowania układu formującego charakterystykę częstotliwościową podaną Rys.1.16.

Wielkość dołączonej pojemności obliczymy ze wzoru:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi R_2 f_{calc}} = \frac{1}{2\pi \cdot 31,62 \cdot 10^3 \cdot 300} = 16,8 \cdot 10^{-9} F \quad (1.30.)$$

Począwszy od $f=730$ Hz układ ma mieć stałe wzmocnienie równe 20 dB co w przeliczeniu na wzmocnienie napięciowe w skali liniowej wynosi 10. Należy więc w szereg z pojemnością C_2 włączyć rezystor R_3 taki aby równolegle z R_2 tworzył rezystancję wypadkową równą 10 kΩ (Rys.1.17.c) stąd otrzymujemy:

$$R_3 = \frac{10 \cdot 31,62}{31,62 - 10} = 14,62 k\Omega \quad (1.31.)$$

Dla częstotliwości $f=10$ kHz układ znów ma całkować należy więc dwójnik R_2, R_3, C_2 zbocznikować pojemnością C_3 (Rys.1.17.d,) której wartość obliczymy zgodnie z zależnością:

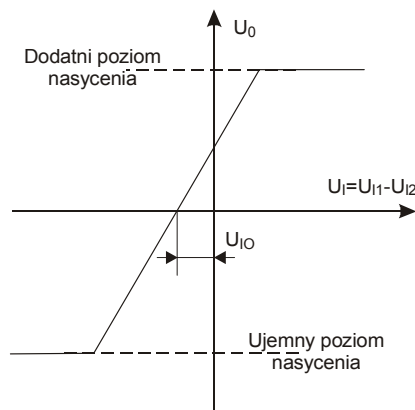
$$C_3 = \frac{1}{2\pi R_2 \parallel R_3 f_{calc}} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 10000} = 1,59 \cdot 10^{-9} F \quad (1.32.)$$

1.4. Podstawowe właściwości rzeczywistego wzmacniacza operacyjnego

Do tej pory omawiając wzmacniacz operacyjny posługiwaliśmy się jego idealnym modelem. Takie założenie stwarza możliwości szybkiej i w miarę dokładnej analizy układów z wykorzystaniem wzmacniacza. Gdy jednak niezbędna

jest bardziej dokładna analiza trzeba wziąć pod uwagę ograniczenia aktualnie rozpatrywanego wzmacniacza operacyjnego. Rzeczywiste parametry wzmacniacza możemy znaleźć w jego danych katalogowych i można je podzielić na dwie zasadnicze grupy, są to parametry statyczne i dynamiczne. Parametry dynamiczne definiowane są dla przypadku kiedy do wejść wzmacniacza doprowadzono sygnał zaś statyczne w przypadku braku sygnału na jego wejściach. W ramach niniejszego rozdziału opiszemy tylko niektóre ważniejsze parametry wzmacniacza zaczynając od parametrów statycznych.

Wejściowe napięcie niezrównoważenia (input offset voltage). Dla idealnego wzmacniacza operacyjnego przy zerowej różnicy napięć wejściowych napięcie wyjściowe powinno być także równe zero, jednak w praktyce zawsze istnieje pewna niesymetria stopnia wejściowego wzmacniacza operacyjnego, która staje się przyczyną powstawania na wyjściu wzmacniacza niewielkiego napięcia. Z tego powodu w celu uzyskania napięcia równego zero na wyjściu rzeczywistego wzmacniacza z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego, należy przyłożyć pewne napięcie między jego wejściami. Napięcie to, określane dla



Rys.1.18. Uproszczona zależność $U_o = f(U_{I1} - U_{I2})$ z zaznaczeniem wejściowego napięcia niezrównoważenia

rezystancji wewnętrznych źródeł sygnału równych zero nazywane jest wejściowym napięciem niezrównoważenia. Uproszczoną zależność $U_o = f(U_{I1} - U_{I2})$ z zaznaczeniem omawianego tu parametru ilustruje **Rys.1.18**. Niezrównoważenie wzmacniacza operacyjnego jest jednym z głównych źródeł błędów w układach wzmacniających sygnały stałoprądowe. Minimalizacja błędów niezrównoważenia odbywa się najczęściej poprzez odpowiedni dobór zewnętrznych rezystorów polaryzujących określony układ pracy wzmacniacza. Metoda ta jednak nie zawsze jest możliwa, dlatego stosuje się też inne metody kompensacji tego błędów. Niektóre wzmacniacze operacyjne mają taką budowę wewnętrzną, że możliwa jest kompensacja niezrównoważenia za pomocą potencjometru dołączonego do specjalnie wyprowadzonych końcówek wzmacniacza, stosuje się też układy kompensacji z wykorzystaniem elementów aktywnych w celu uniknięcia wpływu

obwodów kompensujących na wzmocnienie.

Wejściowe prądy polaryzujące (input bias currents) oraz wejściowy prąd niezrównoważenia (input offset current). Aby wzmacniacz operacyjny prawidłowo działał niezbędny jest przepływ prądów w jego końcówkach wejściowych. Prądy te nazywane wejściowymi prądami polaryzacji (I_{B1} i I_{B2}) zapewniają odpowiedni punkt pracy stopnia wejściowego wzmacniacza. W większości wzmacniaczy operacyjnych wartości obu prądów polaryzujących są prawie takie same, jednak zawsze istnieje niewielka różnica którą nazwano wejściowym prądem niezrównoważenia:

$$I_{I0} = I_{IB1} - I_{IB2} \quad (1.33.)$$

W danych katalogowych często parametr ten podawany jest jako średnia wartość obu prądów polaryzujących:

$$I_{I0} = \frac{|I_{IB1}| + |I_{IB2}|}{2} \quad (1.34.)$$

Przy czym prądy I_{B1} i I_{B2} mierzone są dla zerowego napięcia wyjściowego

Rezystancja wejściowa. Jest to parametr dynamiczny wzmacniacza operacyjnego gdyż jego definicja wymaga istnienia sygnału na wejściach wzmacniacza. Są dwie składowe rezystancji wejściowej wzmacniacza operacyjnego mianowicie:

R_{id} -rezystancja dla sygnału różnicowego, czyli rezystancja między końcówkami wejściowymi wzmacniacza z otwartą pętlą

R_{ic} -rezystancja dla sygnału wspólnego, czyli rezystancja między jednym z wejść wzmacniacza a masą

W katalogach często jako rezystancja wejściowa podawana jest rezystancja R_I mierzona jako wartość rezystancji między jednym z wejść a masą przy drugim wejściu uziemionym co odpowiada równoległemu połączeniu R_{id} i R_{ic} . Wzmacniacze operacyjne są zazwyczaj tak zaprojektowane, że $R_{ic} \gg R_{id}$

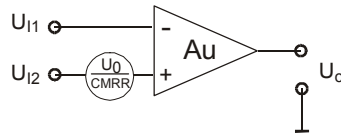
Rezystancja wyjściowa. W danych katalogowych podaje się wartość rezystancji wyjściowej R_o wzmacniacza operacyjnego z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego mierzona przy napięciach na wejściach wzmacniacza równych zero.

Współczynnik tłumienia sygnału wspólnego (CMRR-Common Mode Rejection Rate). We wzmacniaczu idealnym $CMRR \rightarrow \infty$ czyli następuje całkowite tłumienie niepożądanego sygnału wspólnego. Dla rzeczywistego wzmacniacza operacyjnego współczynnik CMRR definiuje się jako stosunek wzmocnienia sygnału różnicowego do wzmocnienia sygnału wspólnego:

$$CMRR = \frac{A_u}{A_{uc}} \quad (1.35.)$$

Jednostką miary omawianego tu współczynnika są najczęściej decybele. W danych katalogowych podaje się zazwyczaj jego średnią wartość w całym zakresie wzmacnianych napięć. Pomiaru współczynnika CMRR dokonuje się przy małych częstotliwościach (do 100 Hz).

Błąd wynikający z istnienia skończonej wartości współczynnika CMRR we wzmacniaczu z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego ilustruje **Rys.1.19**.



Rys.1.19. wpływ nieidealnego tłumienia sygnału współbieżnego

Napięcie na wyjściu wzmacniacza przedstawionego na **Rys.1.19** wynosi:

$$U_o = A_u \left[(U_{I1} - U_{I2}) + \frac{U_c}{CMRR} \right] \quad (1.36.)$$

gdzie U_c jest napięciem sygnału współbieżnego definiowanym jako:

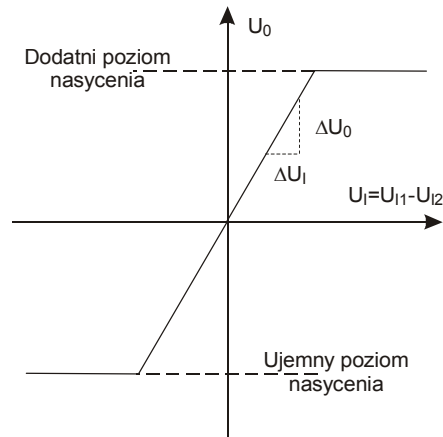
$$U_c = \frac{U_{I1} + U_{I2}}{2} \quad (1.37.)$$

Błędy, które powstają poprzez wzmacnianie sygnału współbieżnego mają duże znaczenie w układach, w których mamy do czynienia ze zmianami sygnału na obu wejściach czyli np. wzmacniacz różnicowy, wtórnik napięciowy czy wzmacniacz nieodwracający.

Wzmocnienie napięciowe z otwartą pętlą (open loop voltage gain). Jest to stosunek zmiany napięcia wyjściowego do wywołującej ją zmiany napięcia wejściowego:

$$A_u = \frac{\Delta U_o}{\Delta(U_{I1} - U_{I2})} \quad (1.38.)$$

Parametr ten wyrażany jest w V/V lub w dB. Zależność pomiędzy wielkościami widocznymi w wyrażeniu **(1.38.)** ilustruje **Rys.1.20**. Widoczne tu poziomy nasycenia wynikają przede wszystkim z ograniczeń spowodowanych napięciami zasilającymi danego typu wzmacniacza. Monolityczne wzmacniacze operacyjne dysponują bardzo dużym wzmocnieniem przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego jednak w praktyce stosuje się układy ze sprzężeniem zwrotnym które w zależności od potrzeb znacznie ograniczają to wzmocnienie.



Rys.1.20. Uproszczona zależność $U_o=f(U_{I1}-U_{I2})$

Pasmo z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego (open loop bandwidth). W katalogach czasami podaje się szerokość pasma B mierzona od prądu stałego ($f=0$) do częstotliwości f_g , dla której wzmacnienie A_u maleje o $3dB$ w stosunku do wartości A_{u0} dla prądu stałego. Częściej jednak można spotkać szerokość pasma mierzona dla częstotliwości f_l , przy której wartość A_u maleje do jedności. Należy tu zwrócić uwagę że wartości szerokości pasma dotyczą małych sygnałów, w przypadku dużych sygnałów należy uwzględnić wpływ szybkości zmian napięcia wyjściowego i zależność maksymalnego napięcia wyjściowego od częstotliwości sygnału.

Pasmo z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego. Parametry częstotliwościowe wzmacniacza operacyjnego podaje się zazwyczaj dla układu z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego, lecz w praktyce często spotykamy się z problemem wyznaczania pasma układu z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego. Jeśli układ ma jednobiegunową transmitancję problem ten jest stosunkowo łatwy do rozwiązania i sprowadza się do analizy zależności:

$$A_{uf} B_f = A_{u0} B = const \quad (1.39.)$$

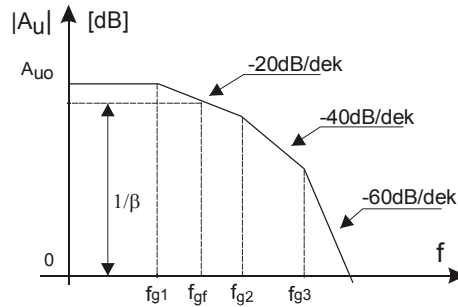
Gdzie A_{uf} i B_f to odpowiednio wzmacnienie i szerokość pasma układu ze sprzężeniem zwrotnym natomiast A_{u0} i B to odpowiednio wzmacnienie i szerokość pasma układu z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego.

Monolityczne wzmacniacze operacyjne mają zwykle charakterystyki częstotliwościowe dwu i trzybiegunowe dlatego analityczne określenie szerokości pasma i wartości częstotliwości granicznych w rzeczywistych warunkach pracy tych wzmacniaczy nie jest łatwe. Z tego względu dla celów praktycznych nie wymagających dużej dokładności często stosuje się uproszczenie polegające na aproksymacji charakterystyki wzmacniacza przez charakterystykę jednobiegunową z jednym załamaniem w punkcie pierwszego załamania charakterystyki rzeczywistej. Częstotliwość f_g pierwszego załamania nie zawsze jest podawana w

katalogach, można ją jednak odczytać z charakterystyki $A_u=f(f)$ wzmacniacza operacyjnego. Przybliżoną wartość częstotliwości f_{gf} w rzeczywistych warunkach pracy określa się najczęściej z zależności:

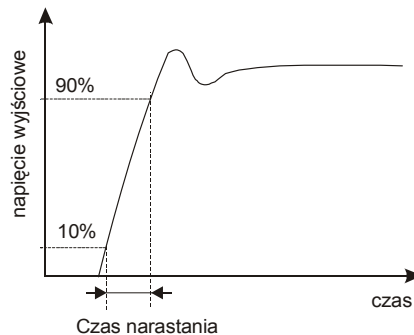
$$f_{gf} = f_g (1 + A_{uo} \beta) \quad (1.40.)$$

Gdzie β to transmitancja obwodu sprzężenia zwrotnego. Innym sposobem uzyskania informacji o wartości f_{gf} jest metoda graficzna polegająca na wykreśleniu na charakterystyce $A_u=f(f)$ poziomej prostej, odpowiadającej wartości $1/\beta$. W miejscu przecięcia obu wykresów uzyskuje się wartość częstotliwości f_{gf} układu ze sprzężeniem zwrotnym (**Rys.1.21.**)



Rys.1.21. Uproszczony sposób wyznaczania częstotliwości granicznej układu ze sprzężeniem zwrotnym w oparciu o amplitudową charakterystykę Bodego wzmacniacza o trójbiegunowej transmitancji

Odpowiedź impulsowa (transient response). Właściwości impulsowe wzmacniacza operacyjnego charakteryzuje czas narastania oraz odpowiedź na skok jednostkowy (**Rys.1.22.**)



Rys.1.22. Odpowiedź impulsowa wzmacniacza operacyjnego dla małego sygnału

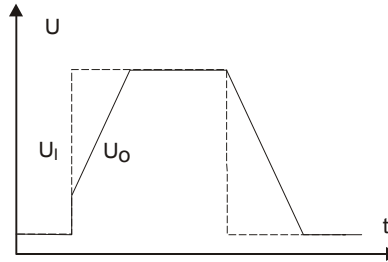
Parametry te mierzone są w układzie z zamkniętą pętlą o wzmacnieniu równym jedności przy małym sygnale wejściowym (10-20 mV) oraz przy określonych wartościach elementów kompensujących częstotliwościowo oraz elementów obciążenia.

Szybkość zmian napięcia wyjściowego (slew rate). Jest to

maksymalna szybkość zmian napięcia na wyjściu wzmacniacza mierzona w układzie wtórnik napięciowego (przy wzmocnieniu równym 1) dla dużego sygnału wyjściowego. Ograniczenie szybkości zmian napięcia wyjściowego wiąże się z faktem ograniczenia prądu dostarczanego przez stopnie wzmacniające. Jeśli prąd wyjściowy wzmacniacza ograniczony jest do pewnej maksymalnej wartości I_{om} to napięcie na wyjściu zmienia się liniowo z szybkością:

$$S_{uom} = \frac{dU_o}{dt} = \frac{I_{om}}{C_k} \quad (1.41.)$$

Gdzie C_k to pojemność kondensatora kompensującego częstotliwościowo wzmacniacz. Kondensator ten umieszczany jest zwykle na wyjściu jednego ze stopni wzmacniających. Szybkość zmian napięcia wyjściowego ma decydujące znaczenie na kształt odpowiedzi impulsowej wzmacniacza operacyjnego. Ilustruje to **Rys.1.23.**



Rys.1.23. Wpływ szybkości zmian napięcia wyjściowego na odpowiedź impulsową wzmacniacza operacyjnego

Należy tu pamiętać, że wszystkie parametry charakteryzujące szybkość odpowiedzi wzmacniacza t.j. szerokość pasma, szybkość zmian napięcia wyjściowego oraz czas narastania odpowiedzi impulsowej dla małego sygnału są funkcjami temperatury i wartości napięć zasilających. Dlatego podczas analizy rzeczywistych wzmacniaczy operacyjnych warto sprawdzić w katalogach powyższe zależności które producenci podają w postaci wykresów pomiarowych.

Szumy wzmacniacza operacyjnego. Szumy wzmacniacza operacyjnego określa się zwykle na podstawie wartości skutecznych równoważnego **wejściowego napięcia szumów** U_{nl} i równoważnego **wejściowego prądu szumów** I_{nl} . Pierwszy parametr (U_{nl}) jest to napięcie równe takiej wartości napięcia szumów na wejściu różnicowym, która spowodowałaby odtworzenie szumów na wyjściu przy doprowadzeniu do zera wszystkich źródeł szumów we wzmacniaczu, gdy rezystancje wewnętrzne tych źródeł są równe zero. Równoważny wejściowy prąd szumów I_{nl} . Jest równy takiej wartości prądu szumów na każdym z wejść jaka spowodowałaby odtworzenie szumów na wyjściu przy doprowadzeniu do zera wszystkich źródeł szumów we wzmacniaczu gdy rezystancje wewnętrzne tych źródeł są znacznie większe od U_{nl}/I_{nl} . Wartości U_{nl} i I_{nl} są podawane wraz informacją o szerokości pasma, w którym szumy były mierzone albo wyraża się wartości skuteczne U_{nl} i I_{nl} odniesione do jednostki

pasma częstotliwości (w V/Hz lub A/Hz). Właściwości szumowe wzmacniacza operacyjnego opisuje się czasami poprzez tzw. współczynnik szumów który jest miarą pogorszenia się stosunku sygnału do szumów po przejściu sygnału przez wzmacniacz. współczynnik ten wyrażany jest w decybelach jako stosunek mocy sygnału podzielonej przez moc szumów na wyjściu i wejściu wzmacniacza

Pobór mocy. Pobór mocy wzmacniacza określa się przy napięciu wyjściowym i prądzie obciążenia wzmacniacza równym zero. Parametr ten podobnie jak pozostałe tu przedstawione zależy nieliniowo od temperatury i napięcia zasilania. Ogólnie można stwierdzić, że pobór mocy maleje ze wzrostem temperatury i rośnie wraz ze wzrostem napięcia zasilania.

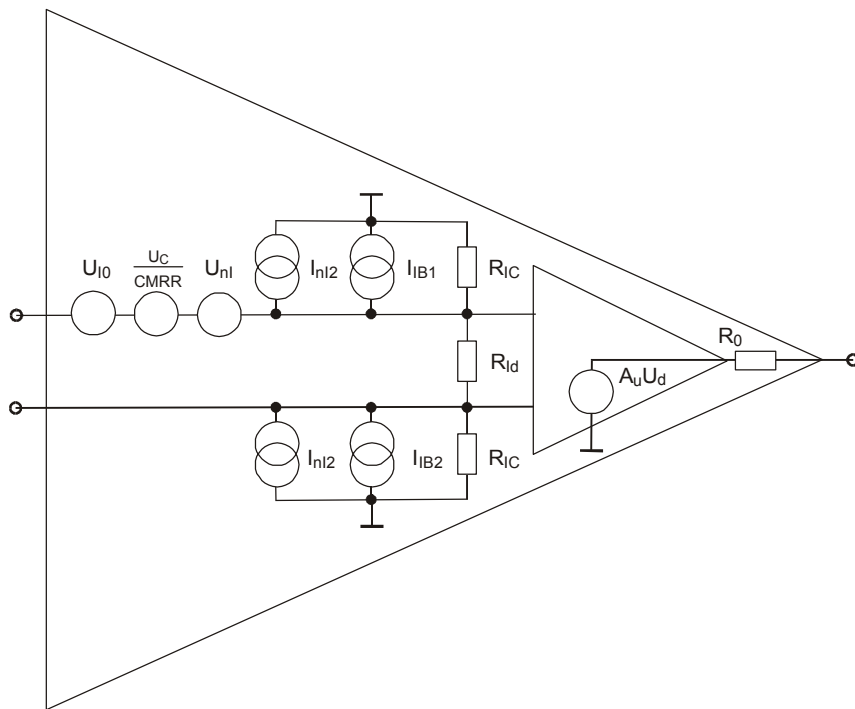
Do tej pory opisując parametry wzmacniaczy nie zajmowano się ich wartościami aby jednak nie pozostawać tylko w sferze rozważań teoretycznych w **Tab.1.1.** zebrano typowe zakresy wartości parametrów dla rzeczywistych wzmacniaczy operacyjnych wyprodukowanych w ostatnich latach.

Parametr	Typowa wartość
Wzmocnienie napięciowe z otwartą pętlą A_{uo}	$10^4 \div 10^6$ V/V
Wejściowe napięcie niezrównoważenia U_{I0}	$0,5 \div 50$ mV
Wejściowy prąd polaryzujący	1 nA $\div$ 5 μ A
Wejściowy prąd niezrównoważenia I_{I0}	$0,5$ nA $\div$ $0,5$ μ A
Współczynnik tłumienia sygnału współbieżnego $CMRR$	70 - 100 dB
Rezystancja wejściowa R_I - wzmacniacze w technologii bipolarnej - wzmacniacze w technologii unipolarnej\	50 k Ω $\div$ 50 M Ω $10^3 \div 10^4$ M Ω
Rezystancja wyjściowa R_O	$50 \div 200$ Ω
Częstotliwość graniczna f_I	$1 \div 100$ MHz
Czas narastania odpowiedzi impulsowej dla wzmocnienia napięciowego równego 1	10 ns $\div$ 10 μ s
Szybkość zmian napięcia wyjściowego S_{UOM}	$0,5 \div 100$ V/ μ s
Maksymalny prąd wyjściowy	$5 \div 30$ mA
Pobór mocy	$10 \div 200$ mW

Tab.1.1. typowe wartości parametrów rzeczywistego wzmacniacza operacyjnego

Schemat zastępczy rzeczywistego wzmacniacza operacyjnego.

W poprzednich rozdziałach opisane zostały podstawowe parametry rzeczywistego wzmacniacza operacyjnego dzięki czemu możemy teraz przystąpić do określenia jego schematu zastępczego, który ilustruje **Rys. 1.24.** projektowaniu modelem idealnym a układem rzeczywistym.



Rys. 1.24. Schemat zastępczy rzeczywistego wzmacniacza operacyjnego

Schemat zastępczy wzmacniacza operacyjnego może znaleźć praktyczne wykorzystanie do kompensacji błędów wynikających z zależności między przyjętym przy