

12 WZMACNIACZE PRĄDU STAŁEGO

12.1. WPROWADZENIE

Wzmacniacze prądu stałego, czy też wzmacniacze napięcia stałego, są układami dolnoprzepustowymi służącymi do wzmacniania sygnałów w określonym paśmie częstotliwości, w tym również sygnałów wolnozmiennych i stałych. Z takiego określenia wynika, że w układach tych nie można stosować elementów reaktancyjnych do blokady, bądź separacji sygnałów składowych stałych i konieczne jest użycie sprzężenia bezpośredniego między stopniami. Wskutek tego wszelkie sygnały szkodliwe wynikłe np. z niestałości punktu pracy poszczególnych stopni nie mogą być wyodrębnione i rozróżnione od sygnału użytecznego, zaś podstawowym problemem staje się zapewnienie stałości warunków pracy i zmniejszenie do minimum sygnałów szkodliwych. Wzmacniacz prądu stałego powinien wzmacniać tylko sygnał użyteczny, zaś tłumić sygnały szkodliwe. Od wzmacniaczy prądu stałego wymaga się również, aby na zaciskach wejściowych i wyjściowych, przy braku pobudzenia, napięcie stałe względem masy było równe zeru. Spełnienie tego wymagania umożliwia kaskadowe łączenie wzmacniaczy oraz zwieranie zacisku wyjściowego z wejściowym.

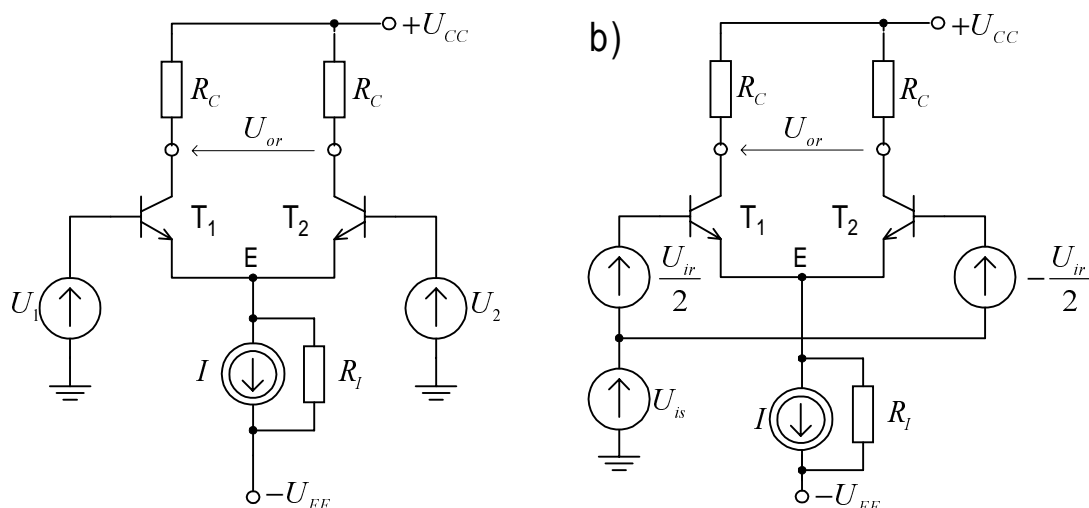
Sygnały szkodliwe mogą powstawać we wszystkich stopniach wzmacniacza, jednak najważniejsze znaczenie ma dryft stopnia wejściowego, który podlega największemu wzmocnieniu. Z tego względu stopnie wejściowe realizuje się jako układy różnicowe.

Układ różnicowy, określany w literaturze anglosaskiej jako para sprzężona emiterami (ang. *emitter-coupled pair*), jest jednym z najważniejszych i najbardziej uniwersalnych elementów współczesnych analogowych układów elektronicznych.

12.2. WZMACNIACZ RÓŻNICOWY Z TRANZYSTORAMI BIPOLARNYMI

12.2.1. Zasada działania wzmacniacza różnicowego

Podstawowy układ wzmacniacza różnicowego z tranzystorami bipolarnymi przedstawiono na rys.12.1a.



Rys.12.1. Wzmacniacz różnicowy: a) schemat ideowy, b) rozkład napięć wejściowych na składowe: różnicową $U_{ir} = U_1 - U_2$ i sumacyjną $U_{is} = (U_1 + U_2)/2$

Zakładamy, że układ jest symetryczny. Polaryzację tranzystorów T_1 i T_2 do pracy w obszarze aktywnym zapewnia rzeczywiste źródło prądowe I w obwodzie emiterów tych tranzystorów (źródło I posiada skończoną wartość rezystancji dynamicznej R_I).

Idealny wzmacniacz różnicowy wzmacnia tylko różnicę napięć wejściowych niezależnie od wartości bezwzględnej tych napięć. Różnicę napięć $U_1 - U_2$ nazywa się wejściowym napięciem różnicowym U_{ir} . Gdy napięcia sterujące U_1 i U_2 mają tę samą wartość, ale przeciwne znaki (tzn. $U_1 = -U_2$), to w tranzystorze T_1 prąd kolektora zwiększy się o pewną wartość, natomiast w tranzystorze T_2 zmaleje o taką samą wartość. W rezultacie sumaryczny prąd obu tranzystorów pozostaje stały. W wyniku zmian rozptywu prądów wystąpią zmiany potencjału kolektorów tranzystorów równe co do wartości, lecz przeciwne w fazie. Różnica napięć kolektorów tranzystorów stanowi wyjściowe napięcie różnicowe U_{or} .

Jeżeli napięcia U_1 i U_2 są jednakowe i zgodne w fazie ($U_1 = U_2$), to wystąpią jednakowe zmiany prądu kolektora w obu tranzystorach, a wyjściowe napięcie różnicowe jest równe zero. Jest to przypadek sterowania *sygnałem wspólnym* nazywanym również *sygnałem sumacyjnym*. Wzmocnienie idealnego, symetrycznego wzmacniacza różnicowego dla sygnałów sumacyjnych jest równe zero. Należy również podkreślić, że w przypadku gdy rezystancja źródła prądowego w obwodzie emitera $R_I \rightarrow \infty$, to zmiana sygnału sumacyjnego nie powoduje żadnej zmiany potencjałów kolektorów obydwu tranzystorów. Na rys.12.1b przedstawiono równoważny układ sterowania

wzmacniacza różnicowego, w którym napięcia sterujące U_1 i U_2 zostały rozłożone jako superpozycja składowej różnicowej U_{ir} oraz składowej sumacyjnej U_{is}

$$U_{ir} = U_1 - U_2 \qquad U_{is} = (U_1 + U_2)/2 \qquad (12.1)$$

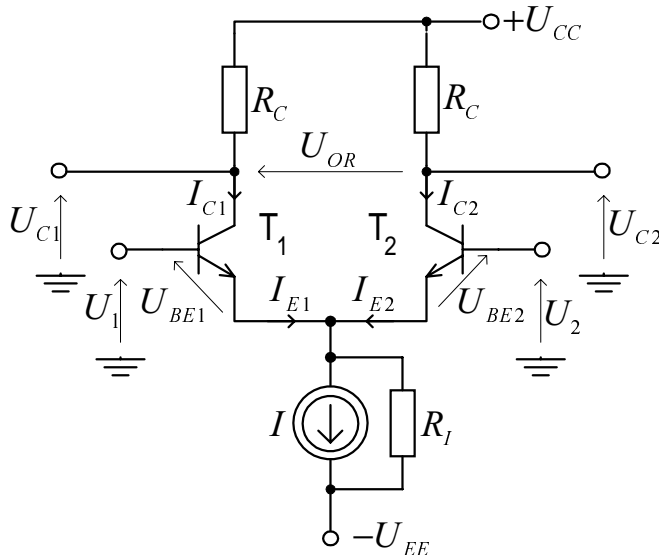
Podobnie jak dla sygnału sumacyjnego zachowuje się wzmacniacz różnicowy w przypadku:

- zmiany parametrów tranzystorów wywołanych zjawiskami termicznymi,
- zmiany napięć zasilających,
- wystąpienia zakłóceń,
- wzmacniania parzystych harmonicznych napięć sterujących U_1 i U_2 .

Powyższe właściwości są dużą zaletą wzmacniacza różnicowego.

12.2.2. Charakterystyka przejściowa wzmacniacza

Charakterystykę przejściową wzmacniacza różnicowego, tj. zależność wyjściowego napięcia różnicowego U_{OR} od wejściowego napięcia różnicowego U_{IR} , możemy wyznaczyć w oparciu o analizę wielkosygnałową układu z rys. 11.2.



Rys.12.2. Oznaczenia prądów i napięć w układzie różnicowym

W rozważanym układzie założono, że tranzystory są jednakowe oraz przyjęto $R_I = \infty$. Ponieważ analiza jest wielkosygnałowa, dlatego indeksy wszystkich napięć i prądów zaznaczono dużymi literami. Ze schematu na rys.12.2 otrzymujemy

$$U_1 - U_2 = U_{BE1} - U_{BE2} = U_{IR} \qquad (12.2)$$

$$I_{C1} = \alpha_0 I_{E1}, \quad I_{C2} = \alpha_0 I_{E2} \quad (12.3)$$

$$I_{E1} + I_{E2} = I = \text{const} \quad (12.4)$$

Z równań Ebersa - Molla, przy założeniu $U_{BE1}, U_{BE2} \gg \varphi_T$, wynika

$$\begin{aligned} I_{E1} &= I_{ES} (e^{U_{BE1}/\varphi_T} - 1) \approx I_{ES} e^{U_{BE1}/\varphi_T} \\ I_{E2} &= I_{ES} (e^{U_{BE2}/\varphi_T} - 1) \approx I_{ES} e^{U_{BE2}/\varphi_T} \end{aligned} \quad (12.5)$$

Z zależności (12.2), (12.5) otrzymujemy

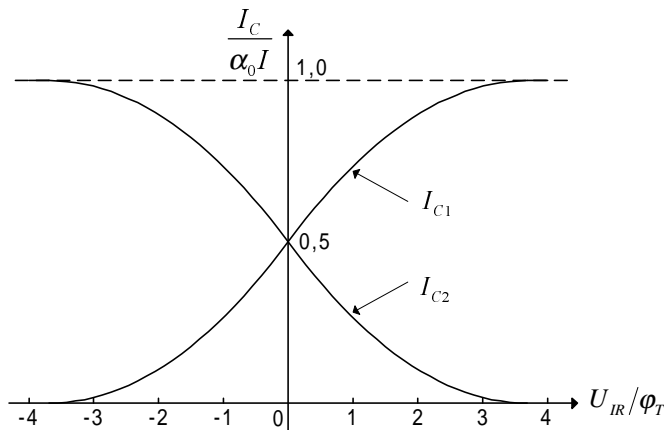
$$\frac{I_{E1}}{I_{E2}} = e^{(U_{BE1} - U_{BE2})/\varphi_T} \approx e^{U_{IR}/\varphi_T} \quad (12.6)$$

Wykorzystując zależności (12.3), (12.4) i (12.6) otrzymujemy

$$I_{C1} \approx \frac{\alpha_0 I}{1 + e^{-U_{IR}/\varphi_T}} \quad (12.7)$$

$$I_{C2} \approx \frac{\alpha_0 I}{1 + e^{U_{IR}/\varphi_T}} \quad (12.8)$$

Zależności (12.7) i (12.8) przedstawiono graficznie na rys.12.3.



Rys.12.3. Charakterystyki przejściowe wzmacniacza różnicowego:

$$I_C / \alpha_0 I = f(U_{IR} / \varphi_T)$$

Niesymetryczne napięcia wyjściowe, zgodnie z oznaczeniami na rys.12.2, wynoszą

$$\begin{aligned} U_{C1} &= U_{CC} - I_{C1} R_C \\ U_{C2} &= U_{CC} - I_{C2} R_C \end{aligned} \quad (12.9)$$

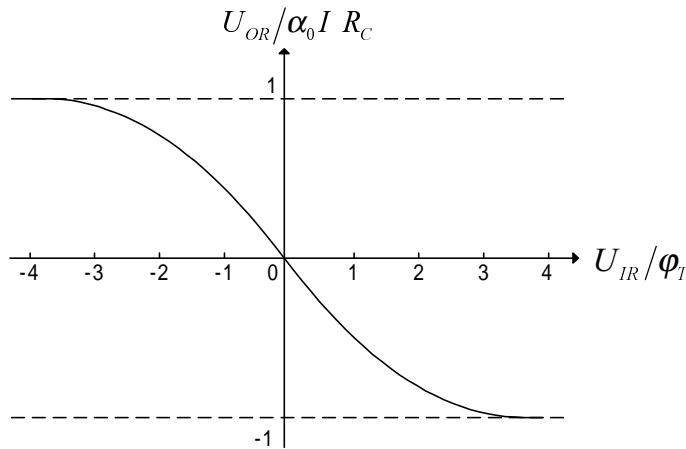
Różnicowe napięcie wyjściowe

$$U_{OR} = U_{C1} - U_{C2} = -(I_{C1} - I_{C2}) R_C \quad (12.10)$$

Korzystając z zależności (12.7), (12.8) i (12.10), otrzymujemy

$$U_{OR} = -\alpha_0 I R_C \tanh(U_{IR} / \varphi_T) \quad (12.11)$$

Zależność (12.11), opisująca charakterystykę przejściową wzmacniacza różnicowego, przedstawiono na rys.12.4.



Rys.12.4. Charakterystyka przejściowa wzmacniacza różnicowego: $U_{OR} = f(U_{IR})$

Z przedstawionych na rys.12.3 wykresów zależności (12.7) i (12.8) wynika, że prądy kolektorów zmieniają się liniowo w niewielkim zakresie napięć U_{IR} (ok. $\pm 26\text{mV}$). Zakres napięć U_{IR} , w którym prąd kolektora zmienia się od 0,1 do 0,9 wartości maksymalnej nazywa się *strefą przełączania*.

Dla $T=300\text{K}$, $\phi_T=26\text{mV}$, strefa ta ma szerokość ok. 114mV . Podobny przebieg ma wykreślona na rys. 21.4 zależność (12.11) $U_{OR} = f(U_{IR})$. Przyjmuje się, że dla $|U_{IR}|/\phi_T \leq 1$, zależność ta jest prawie liniowa.

Nachylenie charakterystyki $U_{OR} = f(U_{IR})$ jest wzmocnieniem różnicowym wzmacniacza, które jest największe, gdy $U_{IR} = 0$.

W tym przypadku

$$k_{ur \max} = -\alpha_0 I R_C / 2\phi_T = -g_{mr \max} R_C = -g_m R_C \quad (12.12)$$

gdzie:

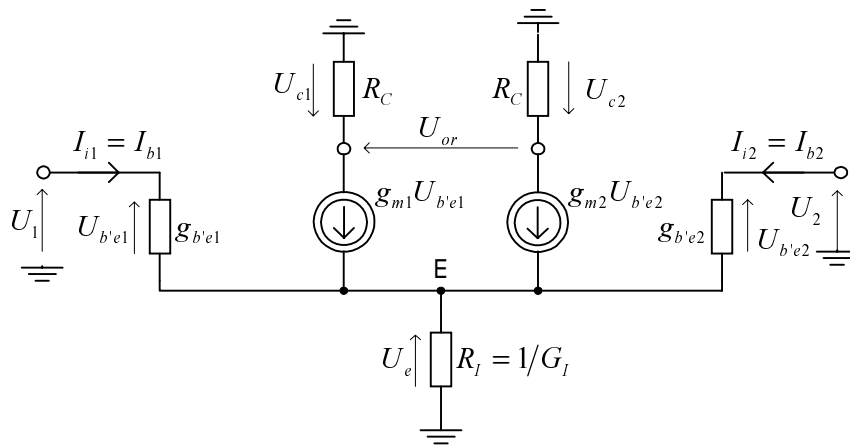
$$g_{mr \max} = \frac{\alpha_0 I}{2\phi_T} = g_m \quad (12.13)$$

We wzorze (12.13) $g_{mr \max}$ oznacza transkonduktancję różnicową wzmacniacza, gdy $U_{IR} = 0$, zaś g_m jest transkonduktancją jednego tranzystora, gdy jego prąd emitera jest równy $I/2$.

12.2.3. Analiza małosygnałowa

Jak zaznaczono na rys.12.2, we wzmacniaczu różnicowym można wyróżnić trzy różne napięcia wyjściowe: jedno symetryczne napięcie różnicowe U_{or} i dwa niesymetryczne względem masy napięcia U_{c1} i

U_{c2} , z których jedno jest przesunięte w fazie o π względem drugiego. Z kolei, jak zaznaczono na rys.12.1b, napięcia sterujące U_1 , U_2 przyłożone do zacisków wejściowych mogą być przedstawione jako superpozycja *składowej sumacyjnej (wspólnej, niesymetrycznej)* U_{is} i *różnicowej (symetrycznej)* U_{ir} . Dla każdej składowej można wyznaczyć typowe, czwórnikowe parametry robocze. Ze względu na trzy wyjścia wzmacniacza różnicowego i dwie składowe napięć sterujących, liczba parametrów opisujących ten układ jest większa niż dla innych wzmacniaczy. Analiza małosygnałowa wzmacniacza różnicowego zostanie przeprowadzona w oparciu o jego uproszczony małosygnałowy schemat zastępczy, przedstawiony na rys.12.5. W schemacie tym założono nieznaczną asymetrię tranzystorów oraz przyjęto uproszczenia: $r_{bb'} = 0$, $g_{ce} = 0$. Ponadto założono, że wzmocnienia prądowe tranzystorów są duże ($\beta_0 \gg 1$).



Rys.12.5.
Uproszczony
model liniowy
wzmacniacza
różnicowego

Wprost ze schematu zastępczego możemy wyznaczyć składową zmienną napięcia na rezystancji R_I

$$U_e = R_I [U_{b'e1}(g_{m1} + g_{b'e1}) + U_{b'e2}(g_{m2} + g_{b'e2})] \quad (12.14)$$

Ponieważ

$$g_m = \alpha_0 g_{eb'} \quad , \quad g_{b'e} = (1 - \alpha_0) g_{eb'}$$

$$g_m + g_{b'e} = g_m \left(1 + \frac{1}{\beta_0} \right) \approx g_m$$

to równanie (12.14) upraszcza się do postaci

$$U_e \approx R_I (g_{m1} U_{b'e1} + g_{m2} U_{b'e2}) \quad (12.15)$$

Równania Kirchhoffa dla obwodu wejściowego, po uwzględnieniu zależności (12.15), mają postać

$$U_1 = U_{b'e1} + U_e \approx U_{b'e1}(1 + g_{m1}R_I) + U_{b'e2}g_{m2}R_I \quad (12.16a)$$

$$U_2 = U_{b'e2} + U_e \approx U_{b'e1}g_{m1}R_I + U_{b'e2}(1 + g_{m2}R_I) \quad (12.16b)$$

Z układu równań (12.16) możemy wyznaczyć napięcia $U_{b'e1}$ i $U_{b'e2}$ jako funkcje napięć U_1 i U_2 , co pozwala na wyznaczenie napięć wyjściowych

$$U_{c1} = -g_{m1}U_{b'e1}R_C \approx -\frac{U_1 + g_{m2}R_I(U_1 - U_2)}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_I}g_{m1}R_C \quad (12.17a)$$

$$U_{c2} = -g_{m2}U_{b'e2}R_C \approx -\frac{U_2 + g_{m1}R_I(U_2 - U_1)}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_I}g_{m2}R_C \quad (12.17b)$$

$$U_{or} = U_{c1} - U_{c2} \quad (12.18)$$

$$U_{os} = \frac{(U_{c1} + U_{c2})}{2} \quad (12.19)$$

Przeanalizujemy dwa szczególne przypadki sterowania: różnicowego i sumacyjnego.

a) Sterowanie różnicowe

Przy sterowaniu różnicowym napięcie sumacyjne $U_{is} = 0$, zaś $U_1 = -U_2 = \frac{U_{ir}}{2}$.

Wzmocnienie różnicowe k_{ur} , wyrażające stosunek składowej różnicowej napięcia wyjściowego do wejściowego napięcia różnicowego, wynosi

$$k_{ur} = \frac{U_{or}}{U_{ir}} = -\frac{(g_{m1} + g_{m2}) + 4g_{m1}g_{m2}R_I}{2[1 + (g_{m1} + g_{m2})R_I]}R_C \quad (12.20)$$

Wzmocnienie k_{us-r} , wyrażające stosunek składowej sumacyjnej napięcia wyjściowego do wejściowego napięcia różnicowego, wynosi

$$k_{us-r} = \frac{U_{os}}{U_{ir}} = -\frac{(g_{m1} - g_{m2})R_C}{4[1 + (g_{m1} + g_{m2})R_I]} \quad (12.21)$$

Przy pełnej symetrii układu, gdy $g_{m1} = g_{m2} = g_m$, wyrażenia (12.20) i (12.21) upraszczają się do bardzo prostych postaci

$$\left. \begin{aligned} k_{ur} &= \frac{U_{or}}{U_{ir}} = -g_m R_C \\ k_{us-r} &= \frac{U_{os}}{U_{ir}} = 0 \end{aligned} \right\} \quad (12.22)$$

Wzmocnienia dla wyjść niesymetrycznych, przy sterowaniu różnicowym, są dwukrotnie mniejsze i przy pełnej symetrii układu wynoszą

$$\left. \begin{aligned} k_{ur1} &= \frac{U_{c1}}{U_{ir}} = -\frac{g_m R_C}{2} \\ k_{ur2} &= \frac{U_{c2}}{U_{ir}} = \frac{g_m R_C}{2} \end{aligned} \right\} \quad (12.23)$$

b) Sterowanie sumacyjne

Przy sterowaniu sumacyjnym $U_1 = U_2 = U_{is}$ ($U_{ir} = 0$). Wzmocnienie sumacyjne k_{us} , wyrażające stosunek składowej sumacyjnej napięcia wyjściowego do wejściowego napięcia sumacyjnego, określa zależność

$$k_{us} = \frac{U_{os}}{U_{is}} = -\frac{(g_{m1} + g_{m2})R_C}{2[1 + (g_{m1} + g_{m2})R_I]} \quad (12.24)$$

Wzmocnienie k_{ur-s} , wyrażające stosunek składowej różnicowej napięcia wyjściowego do wejściowego napięcia sumacyjnego wynosi

$$k_{ur-s} = \frac{U_{or}}{U_{is}} = -\frac{(g_{m1} - g_{m2})R_C}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_I} \quad (12.25)$$

Dla układu symetrycznego zależności (12.24) i (12.25) przekształcają się do bardzo prostych postaci

$$\left. \begin{aligned} k_{us} &= \frac{U_{os}}{U_{is}} = -\frac{g_m R_C}{1 + 2g_m R_I} \approx -\frac{R_C}{2R_I} \\ k_{ur-s} &= \frac{U_{or}}{U_{is}} = 0 \end{aligned} \right\} \quad (12.26)$$

Miarą stopnia symetrii wzmacniacza różnicowego i jego zdolności do eliminowania składowych sumacyjnych na wyjściu jest tzw. *współczynnik tłumienia sygnału sumacyjnego* (wspólnego) *CMRR* (ang. *Common Mode Rejection Ratio*). Współczynnik *CMRR* definiuje się jako stosunek wzmocnienia sygnałów różnicowych do wzmocnienia sygnałów sumacyjnych.

Dla symetrycznego wyjścia różnicowego

$$CMRR = \left| \frac{k_{ur}}{k_{ur-s}} \right| \quad (12.27)$$

Na podstawie wzorów (12.20), (12.25) i (12.27) otrzymujemy

$$CMRR = \frac{(g_{m1} + g_{m2}) + 4g_{m1}g_{m2}R_I}{2(g_{m1} - g_{m2})} \approx \frac{2g_{m1}g_{m2}R_I}{g_{m1} - g_{m2}} \quad (12.28)$$

Przy pełnej symetrii układu ($g_{m1} = g_{m2}$) $CMRR \rightarrow \infty$.

Dla wyjścia niesymetrycznego

$$CMRR = \left| \frac{k_{ur}}{k_{us}} \right| \quad (12.29)$$

Podstawiając (12.20), (12.24) do (12.29), otrzymujemy

$$CMRR = 1 + \frac{4g_{m1}g_{m2}R_I}{g_{m1} + g_{m2}} \quad (12.30)$$

Przy pełnej symetrii układu wzór (12.20) upraszcza się do postaci

$$CMRR = 2g_m R_I \quad (12.31)$$

Aby uzyskać dużą wartość $CMRR$ konieczne jest zachowanie symetrii układu i zasilanie wzmacniacza aktywnym źródłem prądowym o dużej rezystancji dynamicznej. Duża wartość współczynnika $CMRR$ jest potrzebna głównie w celu eliminacji sygnałów zakłócających, które zwykle mają charakter napięć niesymetrycznych względem masy.

Dalsze parametry wzmacniacza zostaną określone dla układu symetrycznego.

Różnicowa rezystancja wejściowa jest definiowana jako stosunek małosygnałowego różnicowego napięcia wejściowego do małosygnałowego prądu wejściowego, przy założeniu, że napięcie sumacyjne $U_{is} = 0$.

$$R_{ir} = \left. \frac{U_{ir}}{I_i} \right|_{U_{is}=0} = \left. \frac{U_{ir}}{I_b} \right|_{U_{is}=0} \quad (12.32)$$

Ze schematu zastępczego na rys.12.5 otrzymujemy

$$R_{ir} = 2r_{be} \approx \frac{2\beta_0\phi_T}{I_C} = 4\frac{\beta_0\phi_T}{I} \quad (12.33)$$

Rezystancja wejściowa dla sygnału sumacyjnego

$$R_{is} = \left. \frac{U_{is}}{I_{i1} + I_{i2}} \right|_{U_{ir}=0} = \left. \frac{U_{is}}{2I_b} \right|_{U_{ir}=0} \quad (12.34)$$

Na podstawie schematu zastępczego z rys. (12.5) otrzymujemy

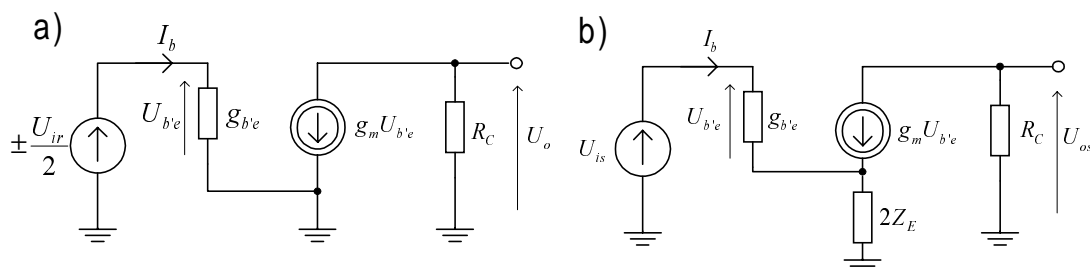
$$R_{is} = \frac{r_{be}}{2} + (\beta_0 + 1)R_I \approx \beta_0 R_I \quad (12.35)$$

Rezystancja wyjściowa dla każdego z wyjść niesymetrycznych jest praktycznie równa rezystancji R_C .

12.2.4. Wzmacniacz różnicowy w zakresie dużych częstotliwości

Charakterystyki częstotliwościowe wzmacniacza różnicowego należy rozważyć oddzielnie dla sygnałów - różnicowego i sumacyjnego. Mogą być one wyznaczone w oparciu o układy zastępcze dla tych sygnałów przedstawione na rys.12.6.

Dla sygnału różnicowego układ zachowuje się jak pojedynczy stopień OE bez rezystancji emiterowej, a jedynie o 2-krotnie zmniejszonym wzmocnieniu. Pełna analiza charakterystyki częstotliwościowej takiego wzmacniacza została przedstawiona w podrozdz. 10.5. Z kolei dla sygnału sumacyjnego układ zachowuje się tak, jak pojedynczy wzmacniacz OE z impedancją $2Z_E$ w emiterze, przy czym Z_E jest impedancją wyjściową źródła prądowego w obwodzie emiterów.



Rys.12.6. Równoważny układ zastępczy wzmacniacza różnicowego: a) dla sygnału różnicowego, b) dla sygnału sumacyjnego

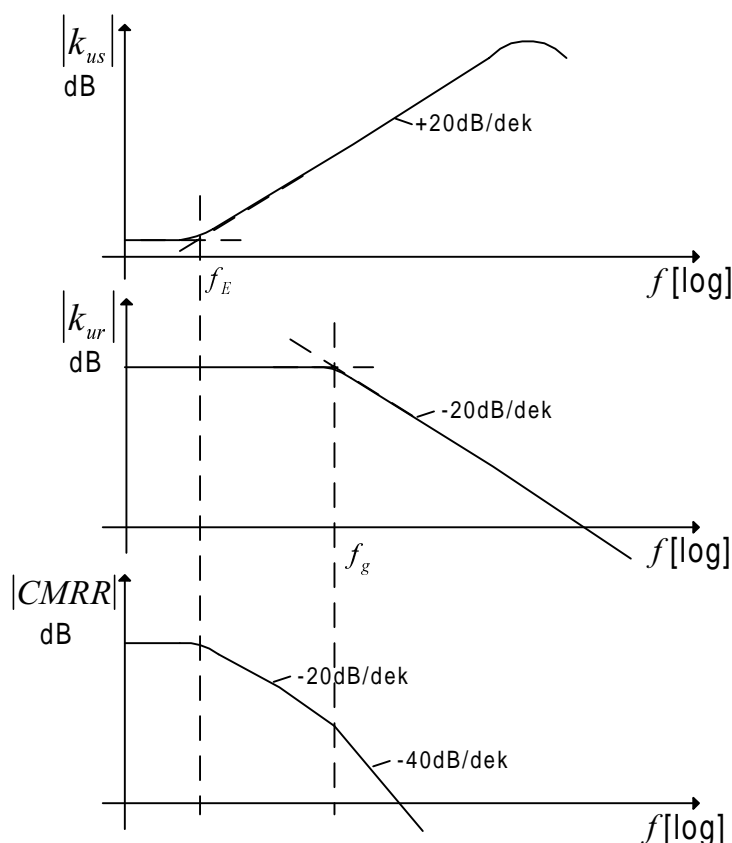
Jeżeli R_I i C_{CS} stanowią odpowiednio rezystancję i pojemność wyjściową rzeczywistego źródła prądowego w obwodzie emiterów, to impedancja $2Z_E$ jest równoległym połączeniem rezystancji $2R_I$ i pojemności $C_{CS}/2$.

$$2Z_E = \frac{2R_I}{1 + j\omega C_{CS} R_I} \quad (12.36)$$

Z dużym uproszczeniem możemy przyjąć, że wzmocnienie dla sygnału sumacyjnego wynosi

$$k_{us}(j\omega) \approx -\frac{R_C}{2Z_E} = -\frac{R_C}{2R_I} (1 + j\omega C_{CS} R_I) \quad (12.37)$$

Charakterystyki amplitudowe wzmocnienia różnicowego $|k_{ur}|$, sumacyjnego $|k_{us}|$ oraz współczynnika tłumienia sygnału sumacyjnego $|CMRR|$ wzmacniacza różnicowego przedstawiono na rys.12.7.



Rys.12.7. Charakterystyki amplitudowe wzmacniacza różnicowego: a) wzmocnienia sumacyjnego, b) wzmocnienia różnicowego, c) współczynnika $CMRR$

Równanie (12.37), określające wzmocnienie sumacyjne, zawiera jedno zero, wskutek czego wzmocnienie to rośnie 20dB/dekadę powyżej częstotliwości

$$f_E = \frac{1}{2\pi R_I C_I} \quad (12.38)$$

Powoduje to również zmniejszanie się współczynnika $CMRR$ wraz ze wzrostem częstotliwości z szybkością zaznaczoną na rys.12.7c.

12.2.5. Wzmacniacze z obciążeniem aktywnym

Współczesne wzmacniacze prądu stałego, w tym wzmacniacze operacyjne, realizuje się w technologii monolitycznej. Wzmacniacze różnicowe stanowią również bardzo często podstawowy blok funkcjonalny wielu bardziej rozbudowanych analogowych układów scalonych. Technologia monolityczna pozwala na uzyskanie dobrej symetrii układu, a przez to zapewnienie korzystnych właściwości wzmacniacza różnicowego, określonych m.in. takimi parametrami jak: *napięcie niezerównoważenia* U_{os} (ang. *offset voltage*), *prąd*

niezrównoważenia I_{os} (ang. *offset current*), czy współczynnik tłumienia sygnału sumacyjnego $CMRR$.

Napięcie niezrównoważenia U_{os} jest to taka wartość napięcia różnicowego, jaką należy doprowadzić do wejścia, aby napięcie na obu wyjściach niesymetrycznych były jednakowe

$$U_{os} = -U_{ir}|_{U_{C1}=U_{C2}} = (U_2 - U_1)|_{U_{C1}=U_{C2}} \quad (12.39)$$

Prąd niezrównoważenia I_{os} jest równy różnicy prądów wejściowych (prądów polaryzacji) wzmacniacza, które trzeba wprowadzić na wejście wzmacniacza, aby napięcia na jego wyjściach były jednakowe

$$I_{os} = I_{ir}|_{U_{C1}=U_{C2}} = (I_{i1} - I_{i2})|_{U_{C1}=U_{C2}} \quad (12.40)$$

Oprócz wielkości napięć i prądów niezrównoważenia ważne są ich współczynniki temperaturowe, których małe wartości zapewniają małe dryfty napięcia i prądu niezrównoważenia.

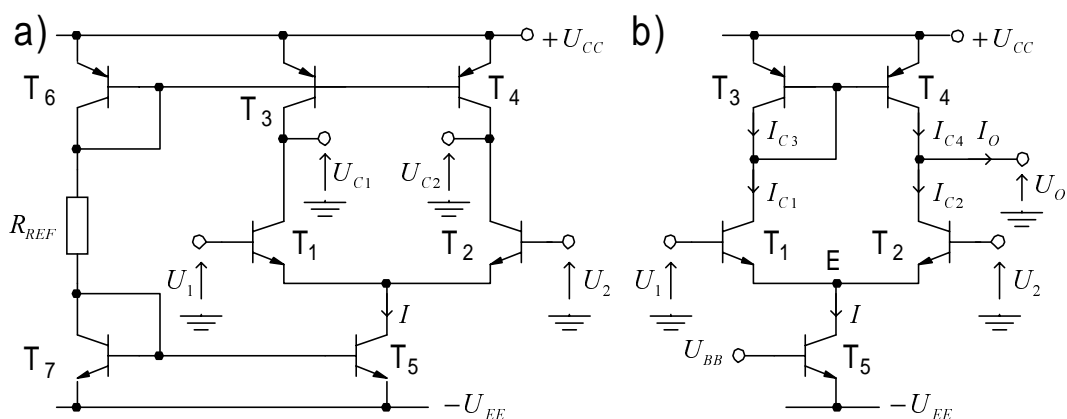
Typowe wartości napięć niezrównoważenia monolitycznych wzmacniaczy różnicowych są rzędu ułamka miliwolta do kilku miliwoltów, a ich współczynniki temperaturowe mogą być w starannie zaprojektowanych układach poniżej $1\mu V/K$.

W rozważanym wcześniej wzmacniaczu różnicowym, przedstawionym na rys.12.1, w kolektorach tranzystorów włączone są rezystory R_C zapewniające wzmocnienie sygnału różnicowego

$$k_{ur} = -g_m R_C = -\frac{I_C R_C}{\varphi_T} \quad (12.41)$$

Dla uzyskania dużego wzmocnienia, iloczyn $I_C R_C$ powinien być duży, co wymaga dużej wartości napięcia zasilania i rezystancji R_C . Rozwiązaniem problemu jest zastąpienie rezystancji liniowych R_C przez obciążenia aktywne, których wyjściowe rezystancje różniczkowe są duże, przy małych spadkach napięcia. Rolę obciążeń aktywnych spełniają źródła stałoprądowe, tranzystory z ustalonym napięciem baza-emiter a także tranzystory w połączeniu „diodowym”. Eliminacja z układów monolitycznych rezystorów liniowych o dużych wartościach rezystancji jest również koniecznością wynikającą ze złej jakości tych rezystorów oraz dużej powierzchni płytki krzemu potrzebnej do ich realizacji (dużo większej niż dla tranzystorów).

Dwa przykłady wzmacniaczy różnicowych z obciążeniem aktywnym przedstawiono na rys.12.8.



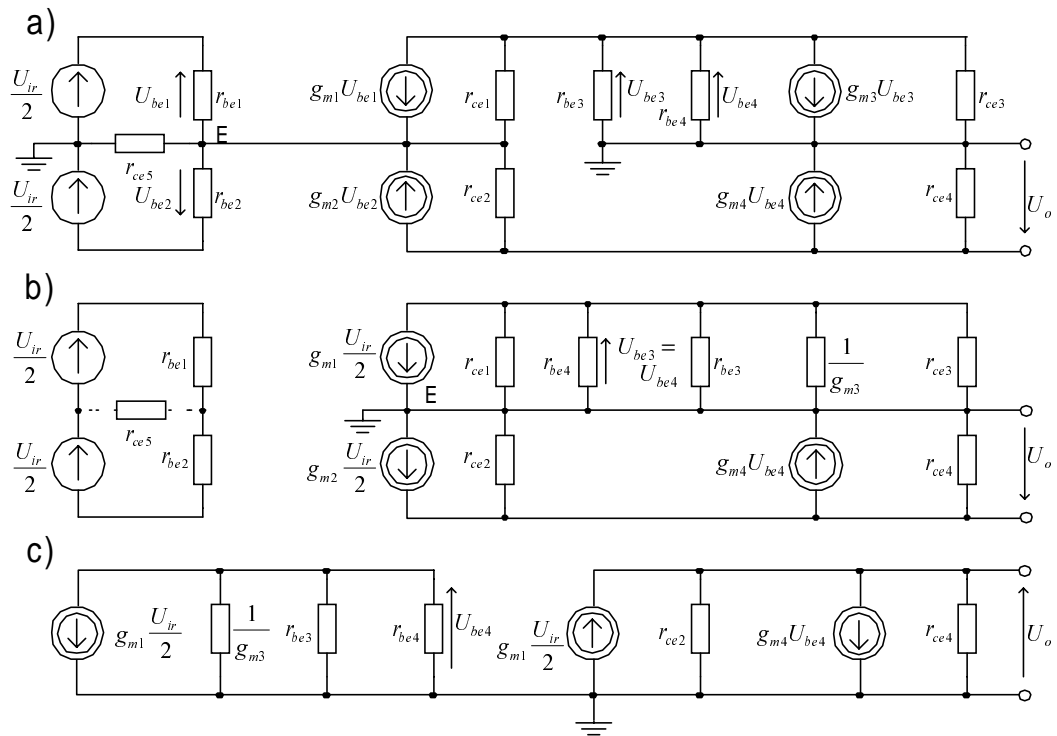
Rys.12.8. Wzmacniacze różnicowe z obciążeniem aktywnym: a) w postaci symetrycznych źródeł prądowych z tranzystorami p-n-p, b) w postaci lustra prądowego z tranzystorami p-n-p

W układzie na rys.12.8a w miejsce rezystorów R_C wprowadzono źródła prądowe z tranzystorami T_3 , T_4 . Układ polaryzacji z tranzystorami T_6 , T_7 i rezystorem R_{REF} wyznacza wielkość prądu źródła prądowego w obwodzie emiterów (z tranzystorem T_5) i źródeł prądowych z tranzystorami T_3 , T_4 (stanowiących obciążenie aktywne).

Bardzo ważnym rozwiązaniem, powszechnie stosowanym jako stopień wejściowy we wzmacniaczach operacyjnych, jest układ z obciążeniem aktywnym w postaci lustra prądowego z tranzystorami T_3 , T_4 (rys.12.8b). Zastosowanie lustra prądowego jako obciążenia aktywnego wnosi dodatkowe korzyści w porównaniu do układu z obciążeniami aktywnymi z rys.12.8a. W układzie tym wykorzystuje się wyjście niesymetryczne bez straty wzmocnienia (tj. niesymetryczne napięcie wyjściowe ma taką samą wartość jak napięcie różnicowe w układzie na rys.12.8a), bowiem zmiany prądu kolektora T_1 są powtarzane przez lustro prądowe $T_3 - T_4$ i dodają się do zmian prądu kolektora T_2 . Przykładowo, jeżeli napięcie sterujące U_{ir} spowoduje wzrost prądu kolektora T_1 o wielkość ΔI i zmniejszenie prądu kolektora T_2 o tę samą wielkość, to zmiana prądu wyjściowego ΔI_O wynosi

$$\Delta I_O = \Delta I_{C4} - \Delta I_{C2} = \Delta I_{C1} - \Delta I_{C2} = 2\Delta I \quad (12.42)$$

Z kolei składowa sumacyjna na wyjściu niesymetrycznym jest prawie całkowicie wyeliminowana gdyż składowe sumacyjne tranzystorów T_2 i T_4 mają przeciwne znaki (składowe sumacyjne tranzystorów T_1 i T_2 mają te same znaki) i odejmują się w obciążeniu. Dzięki temu w układzie uzyskuje się bardzo dużą wartość współczynnika $CMRR$ (w układzie w pełni symetrycznym, nawet przy skończonej wartości rezystancji R_I , $CMRR \rightarrow \infty$).



Rys.12.9. Małosygnałowy schemat zastępczy wzmacniacza różnicowego z rys.12.8b i jego kolejne przekształcenia: a) uwzględniający zmianę potencjału węzła E, b) uproszczony, przy założeniu, że węzeł E jest masą pozorną, c) końcowe przekształcenie schematu b

Na rys.12.9a przedstawiono małosygnałowy schemat zastępczy wzmacniacza różnicowego z rys 12.8b dla małych częstotliwości, przy założeniu $r_{bb'} = 0$ (zastosowano oznaczenia r_{be} zamiast $r_{b'e}$) [22].

Ponieważ tranzystory T_1 i T_2 są dopasowane, możemy założyć: $r_{be1} = r_{be2}$, $g_{m1} = g_{m2}$, $U_{be1} = -U_{be2}$.

Zaniedbując wpływ sumy prądów różnicowych płynących przez tranzystory T_1 i T_2 na zmianę potencjału węzła E możemy przyjąć, że węzeł ten jest zmiennoprądową masą. Przy tym założeniu upraszczającym przez rezystancję dynamiczną r_{ce5} nie płynie prąd i dlatego można ją pominąć. Sterowane źródło prądowe $g_{m3}U_{be3}$ można zastąpić konduktancją g_{m3} , ponieważ napięcie na tym źródle jest równe U_{be3} .

Rys.12.9c przedstawia końcową postać przekształconego schematu zastępczego, z którego możemy wyznaczyć wzmocnienie wzmacniacza dla sygnału różnicowego

$$k_{ur} = \frac{U_o}{U_{ir}} = \frac{1}{2} \left[g_{m1} + \frac{g_{m1}g_{m4}}{g_{m3} + g_{be3} + g_{be4}} \right] \left[\frac{1}{r_{ce2} + r_{ce4}} \right] \quad (12.43)$$

Tranzystory T_3 i T_4 są dopasowane, zatem $g_{m3} = g_{m4}$. Również

$g_{m3} \gg g_{be3}, g_{be4}$, dlatego wyrażenie (12.43) upraszcza się do postaci

$$k_{ur} = \frac{U_o}{U_{ir}} = \frac{g_{m1}}{g_{ce2} + g_{ce4}} = \frac{1}{\varphi_T/U_{AN} + \varphi_T/U_{AP}} = \frac{1}{\eta_N + \eta_P} \quad (12.44)$$

gdzie U_{AN} , U_{AP} oznaczają napięcia Erly'ego, zaś $\eta_N = \varphi_T/U_{AN}$, $\eta_P = \varphi_T/U_{AP}$ oznaczają współczynniki Erly'ego, odpowiednio tranzystora n-p-n i p-n-p.

Przykładowo, dla $\eta_N = 2 \cdot 10^{-4}$, $\eta_P = 5 \cdot 10^{-4}$ otrzymujemy bardzo dużą wartość wzmacnienia dla sygnału różnicowego: $k_{ur} = 1,4 \cdot 10^3$.

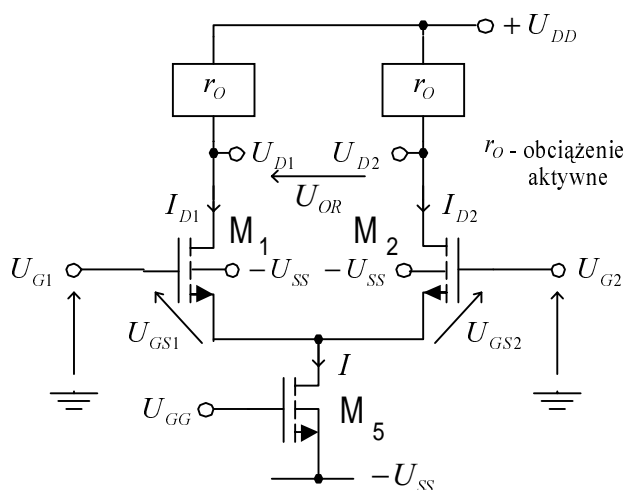
Małosygnałowa rezystancja wyjściowa, wyznaczona na podstawie schematu zastępczego z rys.12.9c, wynosi

$$R_o = \left. \frac{U_o}{I_o} \right|_{U_{ir}=0} = \frac{1}{g_{ce2} + g_{ce4}} = r_{ce2} \parallel r_{ce4} = \frac{2U_{AN}U_{AP}}{I(U_{AN} + U_{AP})} \quad (12.45)$$

12.3. WZMACNIACZ RÓŻNICOWY Z TRANZYSTORAMI MOS

12.3.1. Charakterystyka przejściowa wzmacniacza

W analogowych układach MOS wzmacniacz różnicowy spełnia taką samą rolę jak w technologii bipolarnej. Schemat ideowy wzmacniacza różnicowego z prądowym źródłem zasilania, z tranzystorami MOS z kanałem wzbogaconym typu n, przedstawiono na rys.12.10.



Rys.12.10. Schemat ideowy wzmacniacza różnicowego z tranzystorami MOS

Analizę wielkosygnałową wzmacniacza przeprowadzimy przy założeniu, że tranzystory M_1 i M_2 pracują w obszarze nasycenia. Zaniedbując efekty modulacji długości kanału oraz zakładając, że

tranzystory M_1 i M_2 posiadają te same napięcia progowe przewodzenia $U_{T1} = U_{T2} = U_T$, układ z rys.12.10 możemy opisać następującymi zależnościami wielkosygnałowymi

$$U_{IR} = U_{G1} - U_{G2} = U_{GS1} - U_{GS2} = \left[\frac{2I_{D1}}{\beta_1} \right]^{1/2} - \left[\frac{2I_{D2}}{\beta_2} \right]^{1/2} \quad (12.46)$$

$$I = I_{D1} + I_{D2} = \text{const} \quad (12.47)$$

gdzie $\beta = K' \left(\frac{W}{L} \right) = \frac{\mu_n C_i}{2} \left(\frac{W}{L} \right)$

C_i - pojemność bramka - kanał na jednostkę powierzchni,

μ_n - ruchliwość elektronów,

W - szerokość kanału,

L - długość kanału,

K' - parametr transkonduktancji.

Rozwiązując układ równań (12.46), (12.47) (równanie (12.46) jest równaniem kwadratowym) możemy wyznaczyć prądy I_{D1} , I_{D2} . Przy założeniu symetrii układu $\beta_1 = \beta_2 = \beta$, otrzymujemy

$$I_{D1} = \frac{I}{2} + \frac{I}{2} \left[\frac{\beta U_{IR}}{I} - \frac{\beta^2 U_{IR}^4}{4I^2} \right] \quad (12.48)$$

$$I_{D2} = \frac{I}{2} - \frac{I}{2} \left[\frac{\beta U_{IR}}{I} - \frac{\beta^2 U_{IR}^4}{4I^2} \right] \quad (12.49)$$

Powyższe zależności są słuszne tylko dla

$$|U_{IR}| \leq \left| \frac{2I}{\beta} \right|^{1/2} \quad (12.50)$$

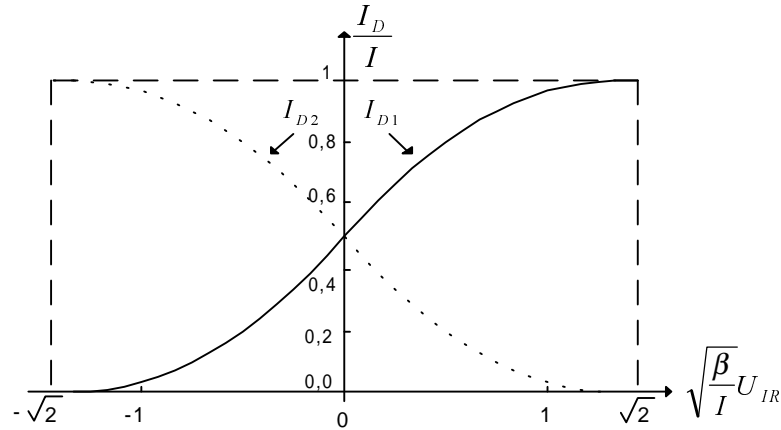
oraz, gdy tranzystory M_1 i M_2 pracują w obszarze nasycenia.

Zależności (12.48), (12.49) przedstawiono graficznie na rys.12.11.

Transkonduktancję różnicową wzmacniacza wyznaczymy z nachylenia charakterystyki przejściowej wyjściowego prądu różnicowego I_{OR} w funkcji wejściowego napięcia różnicowego

$$I_{OR} = I_{D1} - I_{D2} = f(U_{IR}) \quad (12.51)$$

dla spoczynkowego punktu pracy, tj. dla $U_{IR} = 0$ (wtedy transkonduktancja różnicowa ma największą wartość).



Rys.12.11. Charakterystyki przejściowe wzmacniacza różnicowego z tranzystorami MOS

Wykorzystując zależności (12.48, 12.49, 12.51), otrzymujemy

$$g_{mr} = \frac{\partial I_{OR}}{\partial U_{IR}} = (\beta_1 I)^{1/2} = \left(\frac{K' I W_1}{L_1} \right)^{1/2} = \left(\frac{2K' I_{D1} W_1}{L_1} \right)^{1/2} = g_{m1} \quad (12.52)$$

Transkonduktancja różnicowa wzmacniacza różnicowego jest równa transkonduktancji jednego tranzystora pary różnicowej, gdy jego prąd drenu jest równy $I/2$.

12.3.2 Wzmacniacze różnicowe MOS z obciążeniem aktywnym. Analiza małosygnałowa

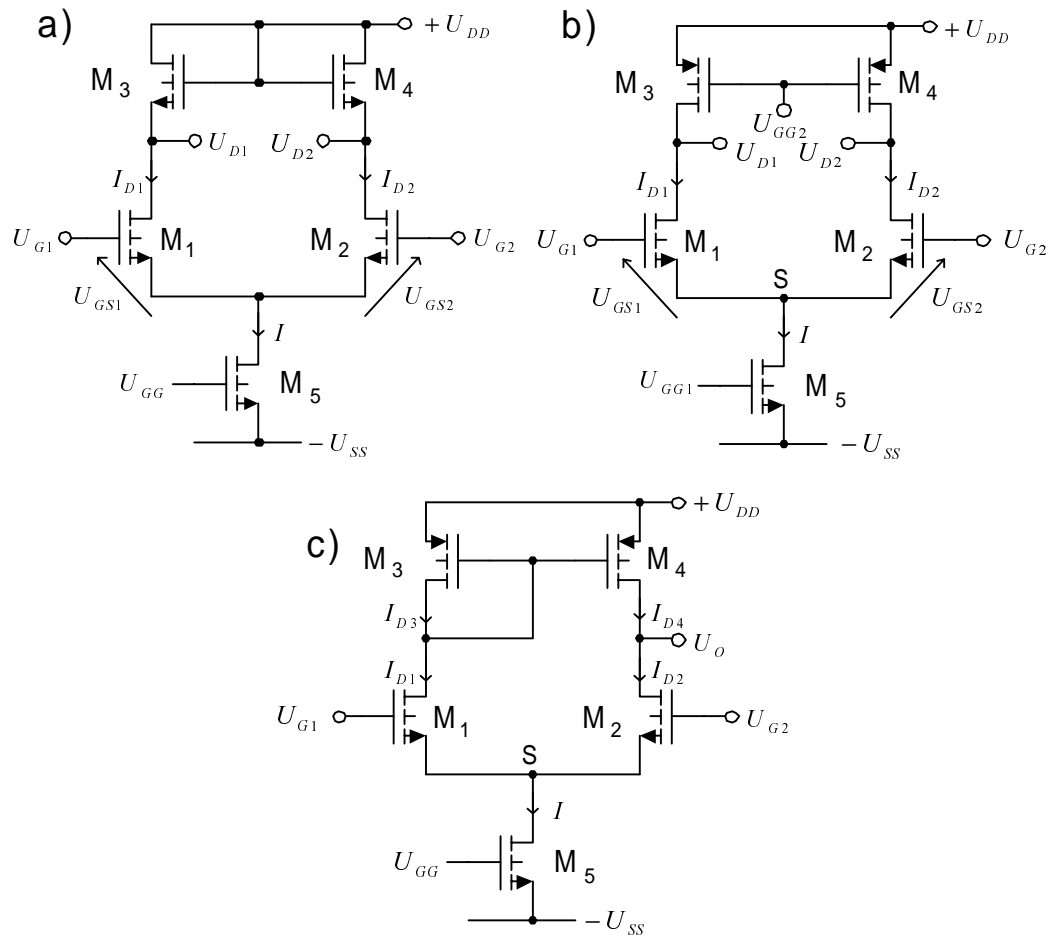
Trzy podstawowe układy wzmacniaczy różnicowych MOS z obciążeniami aktywnymi przedstawiono na rys.12.12 [22].

W układzie na rys.12.12a obciążenia aktywne tworzą tranzystory M_3 i M_4 z kanałem typu n w połączeniu „diodowym”. Każdy z tych tranzystorów reprezentuje sterowane źródło prądowe $g_{m3}U_{gs3}$ lub $g_{m4}U_{gs4}$, które może być zastąpione równoważną rezystancją dynamiczną $1/g_{m3}$ lub $1/g_{m4}$, ponieważ napięcie U_{gs} jest równe napięciu U_{ds} na każdym z tych źródeł.

Ze względu na małą wartość rezystancji dynamicznej $1/g_m$ układ charakteryzuje się małym wzmocnieniem napięciowym k_{ur} dla sygnału różnicowego.

W układzie na rys.12.12b obciążeniem aktywnym są stałoprądowe źródła z tranzystorami M_3 i M_4 , z których każdy reprezentuje rezystancję dynamiczną, odpowiednio r_{ds3} , r_{ds4} .

Małosygnałowy model zastępczy tego układu przedstawiono na rys.12.13.

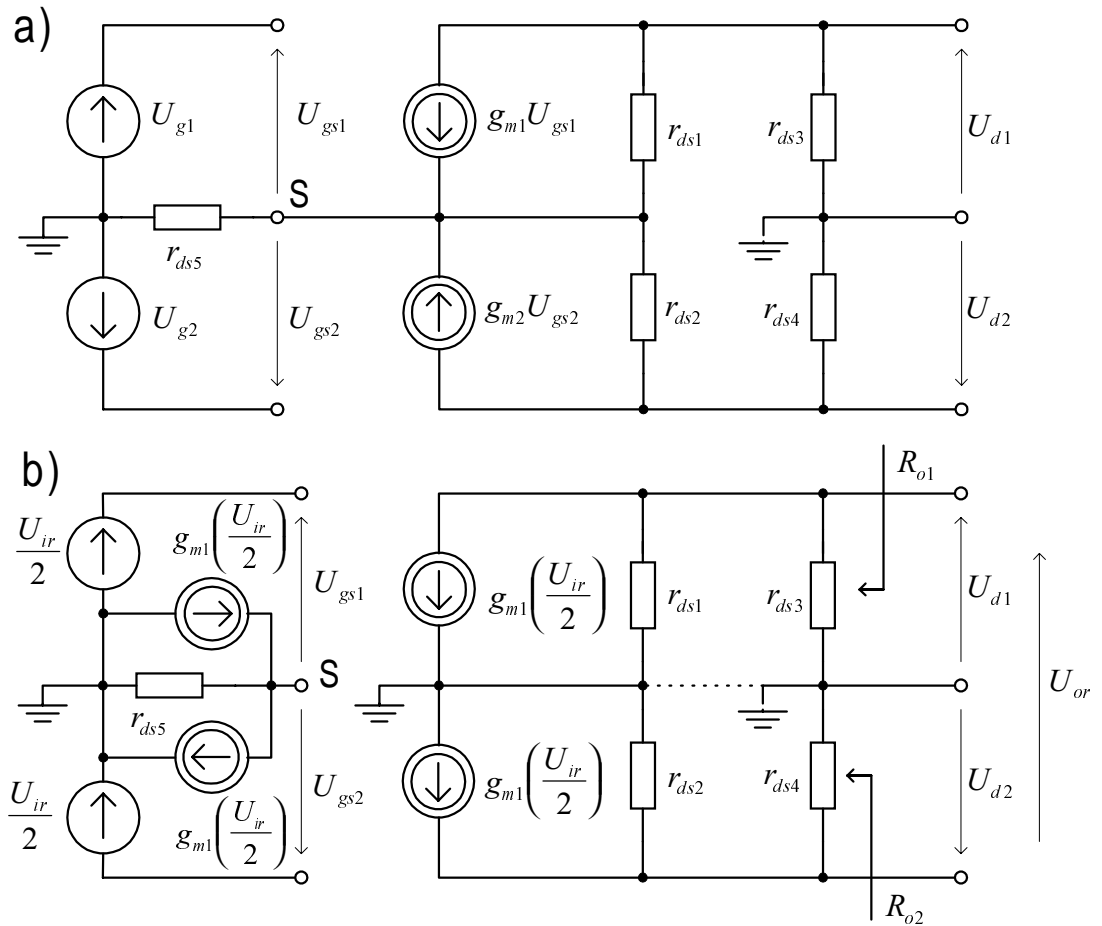


Rys.12.12. Podstawowe układy wzmacniaczy różnicowych MOS z obciążeniem aktywnym: a) z tranzystorami nMOS w połączeniu „diodowym”, b) ze źródłami prądowymi na tranzystorach pMOS, c) z lustrem prądowym z tranzystorami pMOS

Ponieważ układ jest symetryczny, $g_{m1} = g_{m2}$, to małosygnałowy model zastępczy dla wejściowego sygnału różnicowego $U_{g1} = -U_{g2} = U_{ir}/2$ może być uproszczony do postaci jak na rys.12.13b. Zaniedbując wpływ sumy prądów płynących przez tranzystory M_1 i M_2 na zmianę potencjału węzła S możemy przyjąć, że węzeł ten jest zmiennoprądową masą i możemy dokonać jego rozcięcia. Wtedy $U_{gs1} = U_{ir}/2$, $U_{gs2} = -U_{ir}/2$ i na podstawie schematu zastępczego na rys.12.13b otrzymujemy

$$k_{ur1} = \frac{U_{d1}}{U_{ir}} = -\frac{g_{m1}}{2(g_{ds1} + g_{ds3})} \quad (12.53)$$

$$k_{ur2} = \frac{U_{d2}}{U_{ir}} = \frac{g_{m2}}{2(g_{ds2} + g_{ds4})} \quad (12.54)$$



Rys.12.13. Małosygnałowy model zastępczy wzmacniacza różnicowego z obciążeniem aktywnym z rys.12.12b (a) i jego uproszczona wersja dla sygnału różnicowego (b)

$$k_{ur} = \frac{U_{or}}{U_{ir}} = \frac{-g_{m1}}{g_{ds1} + g_{ds3}} = \frac{-g_{m2}}{g_{ds2} + g_{ds4}} \quad (12.55)$$

$$R_{o1} = \frac{1}{g_{ds1} + g_{ds3}} \quad (12.56)$$

$$R_{o2} = \frac{1}{g_{ds2} + g_{ds4}} \quad (12.57)$$

Przy sterowaniu sygnałem sumacyjnym

$$U_{g1} = U_{g2} = U_{is}, \quad U_{gs1} = U_{gs2} = U_{gs}.$$

W tym przypadku, na podstawie schematu zastępczego na rys.12.13a, otrzymujemy

$$U_{is} = U_{gs} + (2g_{m1}U_{gs})r_{ds5}, \text{ skąd możemy wyznaczyć}$$

$$U_{gs} = \frac{U_{is}}{1 + 2g_{m1}r_{ds5}} \quad (12.58)$$

Wykorzystując wyznaczoną wartość napięcia U_{gs} oraz pomijając, w celu uproszczenia, rezystancje dynamiczne r_{ds1} , r_{ds2} w schemacie zastępczym na rys.12.13a, otrzymujemy

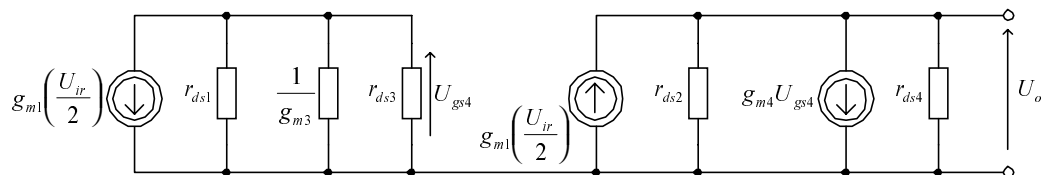
$$k_{us1} = k_{us2} = k_{us} = \frac{U_{d1}}{U_{is}} \approx \frac{-g_{m1}r_{ds3}}{1 + 2g_{m1}r_{ds5}} \quad (12.59)$$

Korzystając z zależności (12.55) i (12.59) możemy wyznaczyć współczynnik $CMRR$

$$CMRR = \frac{|k_{ur}|}{|k_{us}|} = \frac{g_{ds3}(1 + 2g_{m1}r_{ds5})}{g_{ds2} + g_{ds4}} \quad (12.60)$$

Wzmacniacz różnicowy na rys.12.12c posiada obciążenie aktywne w postaci lustra prądowego z tranzystorami M_3 i M_4 . Układ ten wyróżnia się tymi samymi zaletami, co omówiony wcześniej odpowiednik z tranzystorami bipolarnymi, tj. na wyjściu niesymetrycznym nie ma straty wzmocnienia w porównaniu do wyjścia różnicowego oraz składowa sumacyjna na tym wyjściu jest prawie całkowicie wyeliminowana.

Uproszczony schemat zastępczy wzmacniacza z rys.12.12c przedstawiono na rys.12.14. Przy konstrukcji tego schematu zastosowano te same założenia upraszczające, co w poprzedniej analizie układu z rys.12.12b.



Rys.12.14. Małosygnałowy model zastępczy wzmacniacza różnicowego z rys.12.12c

Wzmocnienie różnicowe, wyznaczone na podstawie przedstawionego małosygnałowego modelu zastępczego, wynosi

$$k_{ur} = \frac{U_o}{U_{ir}} = \frac{1}{2} \left(g_{m1} + \frac{g_{m1}g_{m4}}{g_{ds1} + g_{m3} + g_{ds3}} \right) \left(\frac{1}{g_{ds2} + g_{ds4}} \right) \quad (12.61)$$

Ponieważ tranzystory M_3 i M_4 są dopasowane (tj. $g_{m3} = g_{m4}$) oraz $g_{m3} \gg g_{ds1}$, g_{ds3} , to równanie (12.61) może być uproszczone do postaci

$$k_{ur} \approx \frac{g_{m1}}{g_{ds2} + g_{ds4}} \quad (12.62)$$

Porównując wyrażenia (12.55), (12.62) widzimy, że na wyjściu niesymetrycznym wzmacniacza z obciążeniem aktywnym w postaci lustra prądowego nie ma straty wzmocnienia.

Wyrażając konduktancję w równ. (12.62) przez parametry tranzystorów otrzymujemy

$$k_{ur} = \frac{2(K_1' I W_1 / L_1)^{1/2}}{(\lambda_2 + \lambda_4) I} = \frac{2}{\lambda_2 + \lambda_4} \left(\frac{K_1' W_1}{I L_1} \right)^{1/2} \quad (12.63)$$

przy czym λ_1, λ_2 są współczynnikami modulacji długości kanałów tranzystorów M_2 i M_4 .

Przykładowo, dla $W_1/L_1=10$, $I=100\mu A$, wzmocnienie różnicowe $k_{ur} \approx 103$. Jak widać wzmacniacz w technologii CMOS umożliwia uzyskanie znacznie mniejszego wzmocnienia (o ponad rząd wielkości) niż jego odpowiednik w technologii bipolarnej, przy porównywalnych wymiarach tranzystorów (por. rozdz. 12.2.5).

Rezystancja wyjściowa układu, wyznaczona ze schematu zastępczego na rys.12.14, wynosi

$$R_o = \frac{1}{g_{ds2} + g_{ds4}} = \frac{2}{(\lambda_2 + \lambda_4) I} \approx \frac{1}{\lambda I} \quad (12.64)$$

12.4. WZMACNIACZE OPERACYJNE

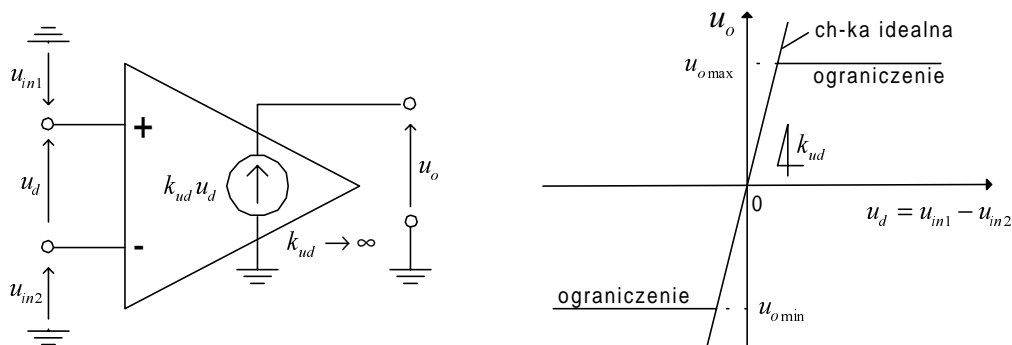
12.4.1. Podstawowe właściwości wzmacniaczy operacyjnych

Wzmacniacz operacyjny jest układem o sprzężeniach bezpośrednich, dużym wzmocnieniu i z reguły przeznaczony do pracy z zewnętrznym obwodem ujemnego sprzężenia zwrotnego. Jak wykazano w rozdz.11, sprzężenie to zapewnia lepszą stałość pracy, zwiększa zakres dynamiczny, poprawia liniowość i poszerza pasmo wzmacniacza. Zewnętrzny obwód sprzężenia zwrotnego decyduje w głównej mierze o właściwościach całego układu (patrz wzór (11.15)).

Na rys.12.15 przedstawiono schemat blokowy idealnego wzmacniacza operacyjnego, którego napięcie wyjściowe u_o zależy tylko od różnicy chwilowych wartości napięć wejściowych u_{in1} na wejściu nieodwracającym (+) i u_{in2} na wejściu odwracającym (-).

$$u_o = k_{ud} (u_{in1} - u_{in2}) = k_{ud} u_d \quad (12.65)$$

przy czym k_{ud} - wzmacnienie napięciowe różnicowe,
 u_d - wejściowe napięcie różnicowe.



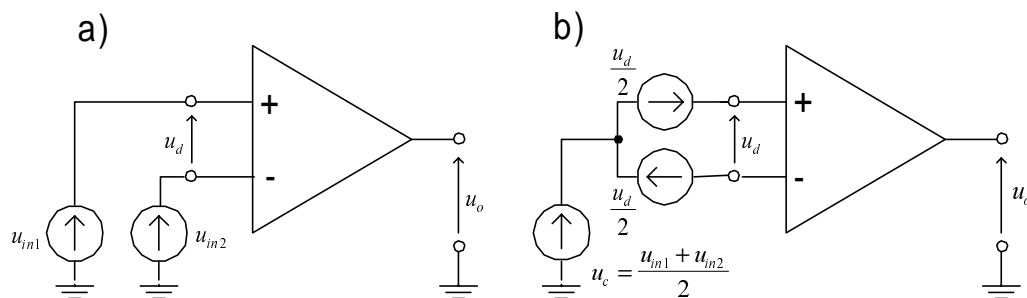
Rys.12.15. Wzmacniacz operacyjny: a) symbol, b) charakterystyka przejściowa
 $u_o = f(u_d)$

Idealny wzmacniacz operacyjny powinien posiadać m.in. nieskończenie dużą rezystancję wejściową na obu wejściach, liniową i nieskończenie stromą charakterystykę przejściową ($k_{ud} \rightarrow \infty$), brak ograniczeń napięcia wyjściowego, zerową rezystancję wyjściową, brak ograniczeń częstotliwościowych oraz nieskończenie duże tłumienie sygnałów wspólnych ($CMRR \rightarrow \infty$).

Sposób sterowania i wyodrębniania składowej różnicowej u_d (ang. *differential mode*) i składowej wspólnej (ang. *common mode*) $u_c = (u_{in1} + u_{in2})/2$ jest pokazany na rys.12.16.

Właściwości wzmacniacza operacyjnego określane są przy pomocy parametrów definiowanych w identyczny sposób jak dla wzmacniacza różnicowego.

Wejściowy prąd polaryzacji definiuje się jako średnią arytmetyczną prądów polaryzujących wejściową parę różnicową. W przypadku wzmacniacza z tranzystorami bipolarnymi $I_{IN} = (I_{B1} + I_{B2})/2$, przy czym I_{B1} , I_{B2} są prądami baz wejściowej pary różnicowej.



Rys.12.16. Sterowanie wzmacniacza operacyjnego: a) napięcia wejściowe określone oddzielnie, b) wyodrębnienie składowej różnicowej u_d i składowej wspólnej u_c

Typowe wartości wejściowych prądów polaryzacji wynoszą: $I_{IN} \approx 10\text{-}100\text{nA}$ dla wzmacniaczy bipolarnych oraz $I_{IN} \approx 0,1\text{-}10\text{pA}$ dla wzmacniaczy unipolarnych z tranzystorami MOSFET.

Wejściowy prąd niezrównoważenia $I_N = I_{IN1} - I_{IN2} = I_{B1} - I_{B2}$. Jego typowe wartości, to 50nA dla wzmacniaczy bipolarnych i ok. 0,5 pA dla wzmacniaczy unipolarnych.

Wejściowe napięcie niezrównoważenia U_N jest to taka wartość wejściowego napięcia różnicowego, która sprowadza do zera napięcie stałe na wyjściu wzmacniacza. Typowe wartości tego napięcia wynoszą 1-5mV dla wzmacniaczy bipolarnych i kilka-10mV dla wzmacniaczy unipolarnych.

Wzmocnienie sygnału różnicowego k_{ud} , nazywane również wzmocnieniem otwartej pętli, jest małosygnałowym wzmocnieniem wejściowego sygnału różnicowego, przy zerowej wartości sygnału wspólnego: $k_{ud} = u_o / u_d$, przy $u_c = 0$. Typowa wartość k_{ud} wynosi ok. 100 dB dla wzmacniaczy bipolarnych i ok. 70 dB dla wzmacniaczy unipolarnych.

Wzmocnienie sygnałów wspólnych $k_{uc} = u_o / u_c$, przy $u_d = 0$, jest małe i zamiast wartości k_{uc} podaje się zwykle *współczynnik tłumienia sygnału wspólnego* $CMRR = 20 \log \frac{k_{ud}}{k_{uc}}$. Współczynnik $CMRR$ dla wzmacniaczy bipolarnych ma najczęściej wartość większą niż 100 dB, a dla wzmacniaczy unipolarnych większą niż 60 dB.

Różnicowa rezystancja wejściowa R_{ind} zawiera się w granicach 0,2-3 M Ω dla wzmacniaczy bipolarnych. We wzmacniaczach unipolarnych R_{ind} jest bardzo duża i nawet nie jest specyfikowana jako parametr wzmacniacza.

Rezystancja wyjściowa R_o wzmacniaczy bipolarnych jest mniejsza niż 100 Ω , zaś dla wzmacniaczy unipolarnych jest dużo większa.

Właściwości częstotliwościowe wzmacniaczy operacyjnych określa się najczęściej w zakresie małosygnałowym *trzydecybelową, górną częstotliwością graniczną* (czyli częstotliwością bieguna dominującego) oraz *częstotliwością odcięcia* określaną też jako pole wzmocnienia (ang. *gainbandwidth*). Trzydecybelowa częstotliwość graniczna ma znikome znaczenie praktyczne, ponieważ we wzmacniaczach skompensowanych zawiera się w granicach od kilku do kilkuset herców. Częstotliwość odcięcia (tj. częstotliwość, przy której wzmocnienie przy otwartej pętli jest równe jedności) ma wartość 1-20MHz dla przeciętnych wzmacniaczy bipolarnych i 2-20MHz dla przeciętnych wzmacniaczy

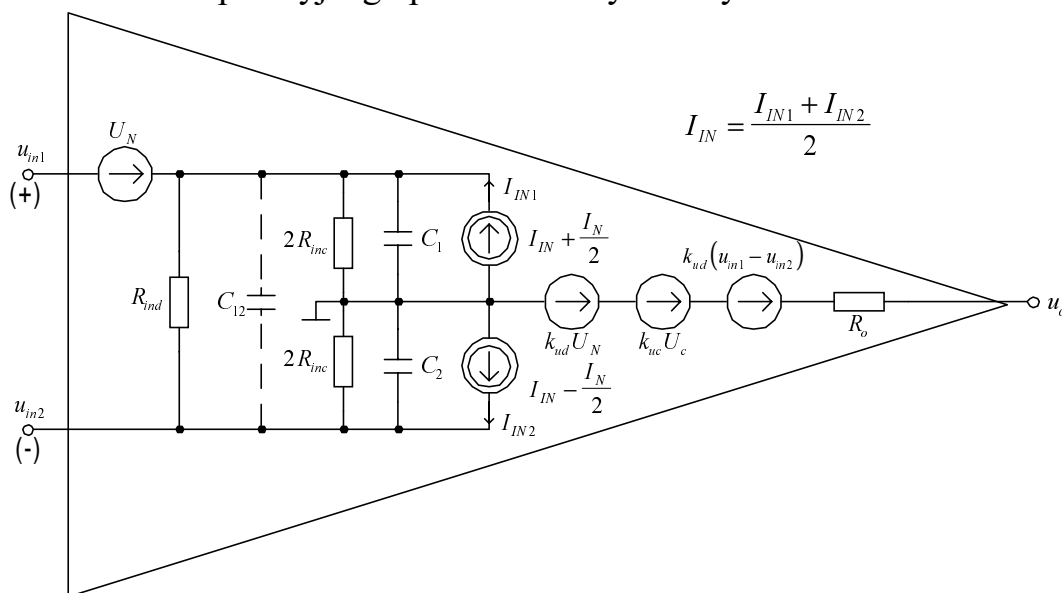
unipolarnych.

Podstawowym parametrem definiowanym w zakresie wielkosygnałowym jest *szybkość narastania napięcia wyjściowego* - SR (ang. *slew rate*). Wielkość tę definiuje się jako pochodną czasową napięcia wyjściowego

$$SR = \frac{du_o(t)}{dt} \approx \frac{\Delta u_o}{\Delta t} \quad (12.66)$$

Współczynnik SR podaje się w $V/\mu s$. Zawiera się on w granicach $1-100 V/\mu s$ dla przeciętnych wzmacniaczy bipolarnych i unipolarnych, przy czym wzmacniacze bipolarne mają mniejsze SR .

Wyszczególnione parametry związane są z liniowym modelem wzmacniacza operacyjnego przedstawionym na rys.12.17.



Rys.12.17. Liniowy model wzmacniacza operacyjnego

12.4.2. Budowa wzmacniaczy operacyjnych

Scalony wzmacniacz operacyjny jest układem wielostopniowym zawierającym stopień wejściowy, pośredni i wyjściowy.

Stopień wejściowy jest wzmacniaczem różnicowym zoptymalizowanym dla uzyskania minimalnego dryftu, dużej impedancji wejściowej oraz dużego tłumienia sygnałów sumacyjnych $CMRR$. Dla uzyskania dużego wzmocnienia całego układu, w różnicowym stopniu wejściowym oraz stopniu pośrednim stosuje się obciążenie aktywne.

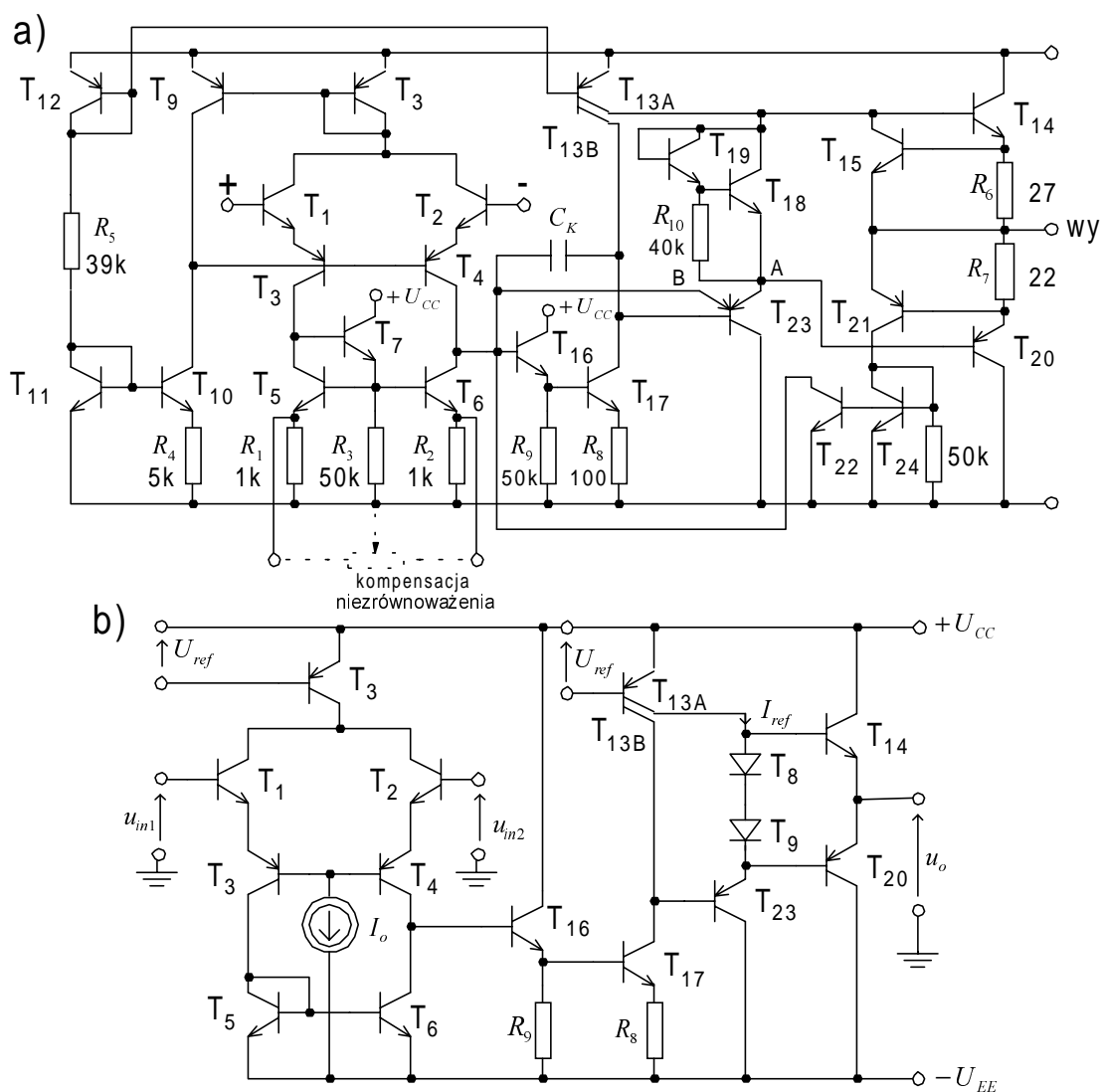
Stopień wyjściowy wzmacniacza operacyjnego jest najczęściej symetrycznym wtórnikiem emiterowym, pozwalającym na uzyskanie małej impedancji wyjściowej oraz dużej wartości napięcia wyjściowego

i prądu obciążenia.

O wartości wzmocnienia napięciowego układu oraz o kształcie charakterystyki częstotliwościowej decydują dwa pierwsze stopnie.

Zastosowanie obciążeń aktywnych i zapewnienie dużego wzmocnienia w układzie dwustopniowym znacznie ułatwia kompensację charakterystyk częstotliwościowych, którą można zrealizować za pomocą jednego kondensatora scalonego o niewielkiej pojemności. (Każdy stopień wzmacniacza wprowadza nowe bieguny transmitancji i komplikuje problem stabilności układu ze sprzężeniem zwrotnym).

Istnieje wiele odmian wzmacniaczy operacyjnych. Tytułem ilustracji sposobu realizacji takiego wzmacniacza opiszemy przykładowe rozwiązanie układowe wzmacniacza bipolarnego i unipolarnego.



Rys.12.18. Schemat ideowy wzmacniacza operacyjnego $\mu A741$: a) pełny, b) uproszczony

Na rys.12.18a przedstawiono pełny schemat ideowy wzmacniacza operacyjnego $\mu A741$, zaś na rys 12.18b jego schemat uproszczony, ilustrujący koncepcję realizacji.

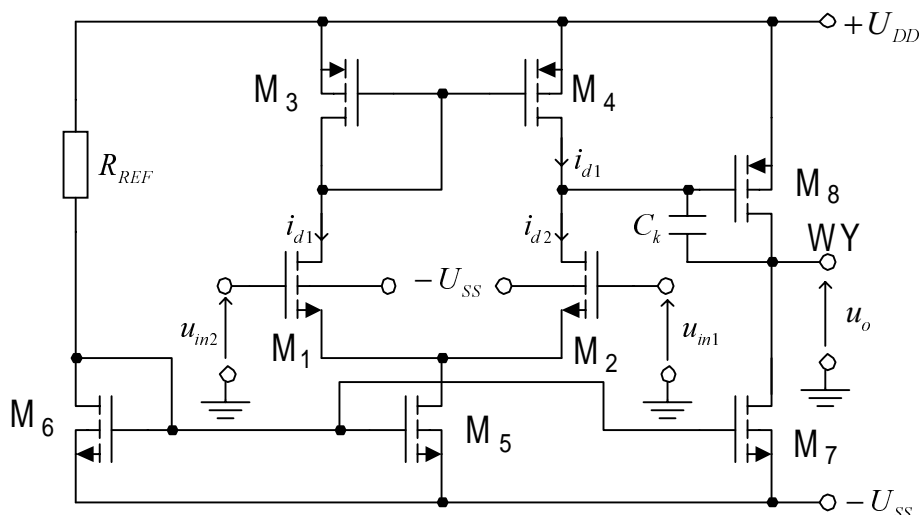
Układ składa się z trzech zasadniczych części:

- 1) wejściowego wzmacniacza różnicowego (tranzystory $T_1 - T_4$) wraz z obciążeniem aktywnym (tranzystory $T_5 - T_7$) i źródłem prądu (tranzystory $T_8 - T_{11}$);
- 2) stopnia pośredniego (tranzystory $T_{16} - T_{17}$) wraz z obciążeniem aktywnym (tranzystory $T_{12} - T_{13}$);
- 3) stopnia wyjściowego (tranzystory T_{14} , T_{20} , diody T_{18} , T_{19}).

W wejściowym stopniu różnicowym tranzystory T_1 , T_2 , T_3 , T_4 pracują w połączeniu OC-OB, co zapewnia dobre właściwości wielkoczęstotliwościowe. Tranzystor T_8 jest źródłem stałoprądowym, a tranzystory T_5 i T_6 tworzą obciążenie aktywne pary różnicowej. Na bazach tranzystorów T_1 i T_2 jest zerowy potencjał stały względem masy. W drugim stopniu tranzystor T_{16} pracuje w konfiguracji OC, zapewniając dużą rezystancję wejściową tego stopnia.

Tranzystor T_{17} pracuje jako wzmacniacz z emiterowym sprzężeniem zwrotnym. Stopień ten zapewnia duże wzmocnienie dzięki zastosowaniu obciążenia aktywnego w obwodzie kolektora T_{17} , a ponadto przesuwą poziom napięcia stałego. Stopień wyjściowy z tranzystorami T_{14} , T_{20} jest symetrycznym wtórnikiem emiterowym, zapewniającym małą rezystancję wyjściową i przepływ stosunkowo dużego prądu obciążenia.

Przykład prostego wzmacniacza operacyjnego w technice CMOS jest przedstawiony na rys.12.19.



Rys.12.19. Przykład prostego wzmacniacza operacyjnego CMOS

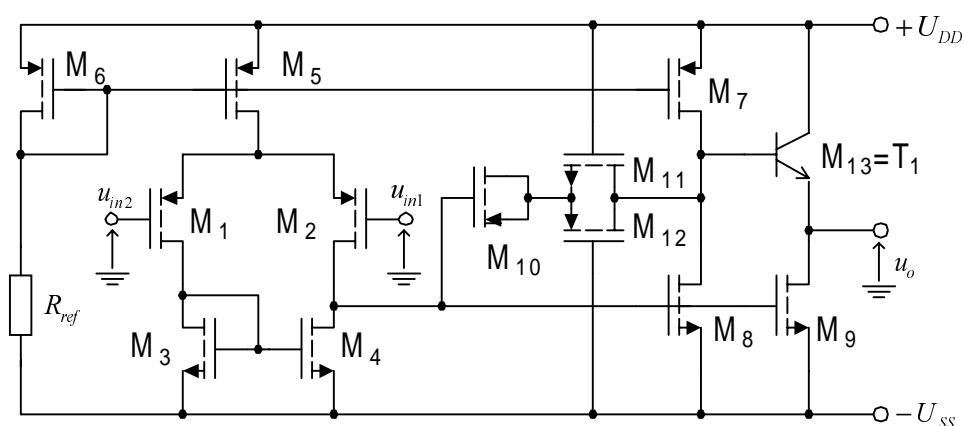
Wejściowy układ różnicowy z tranzystorami M_1 , M_2 z kanałem typu n zasilany jest stałym prądem za źródła prądowego M_1 , M_2 z tranzystorem M_5 . Napięcie stałe U_{GG} na bramkach tranzystorów M_5 i M_7 z kanałem

typu n jest wytwarzane przez dzielnik napięciowy z rezystorem R_{REF} i tranzystorem M_6 w połączeniu „diodowym”.

Obciążeniem aktywnym pary różnicowej jest lustro prądowe z tranzystorami M_3, M_4 z kanałem typu p . Napięcie z wyjścia układu różnicowego steruje tranzystor M_8 stopnia wyjściowego w konfiguracji OS z obciążeniem aktywnym z tranzystorem M_7 . W celu ukształtowania jednobiegunowej charakterystyki amplitudowej zastosowano pojemność kompensującą C_k . Opisany układ charakteryzuje się bardzo dużą rezystancją wyjściową z uwagi na bezpośrednie wyjście z drugiego stopnia wzmacniającego.

Na rys.12.20 przedstawiono schemat ideowy wzmacniacza BiCMOS, w którym na wyjściu zastosowano wtórnik emiterowy z tranzystorem $M_{13} = T_1$ zapewniającym małą rezystancję wyjściową. Układ ten posiada bardzo podobną strukturę do przedstawionego wcześniej na rys.12.19 z tym, że para różnicowa jest zrealizowana na tranzystorach M_1, M_2 z kanałem typu p , co w powiązaniu z całością struktury układowej pozwala na realizację wtórnika emiterowego na tranzystorze T_1 typu n-p-n (tranzystor n-p-n jest elementem dostępnym w technologii BiCMOS).

Równolegle połączone tranzystory M_{11}, M_{12} , odpowiednio z kanałem typu n i p , pracują w obszarze liniowym i zapewniają prawie liniową rezystancję dynamiczną R_z . Rezystancja ta połączona szeregowo z pojemnością bramkową tranzystora M_{10} formuje obwód R_z, C_k do kompensacji charakterystyki częstotliwościowej wzmacniacza (z kompensacją zera). Na schemacie pominięto połączenia podłoży tranzystorów do odpowiednich napięć zasilających $+U_{DD}$ lub $-U_{SS}$.

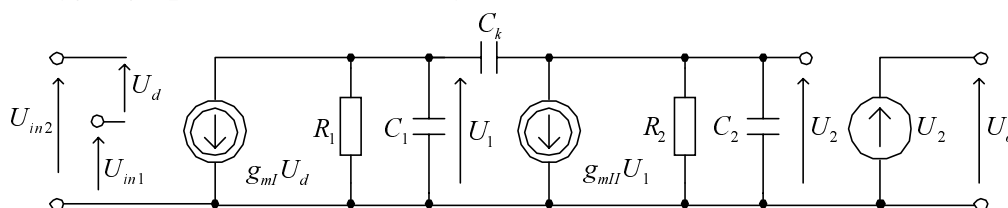


Rys.12.20. Dwustopniowy wzmacniacz operacyjny BiCMOS

12.4.3. Kompensacja charakterystyki częstotliwościowej wzmacniacza operacyjnego

Typowy wzmacniacz operacyjny, którego uproszczony schemat ideowy przedstawiono na rys.12.18b, jest układem dwustopniowym. Stopniem wejściowym jest układ różnicowy z obciążeniem aktywnym w postaci lustra prądowego, zaś następnym stopniem jest najczęściej układ OE (lub OS we wzmacniaczu unipolarnym) z obciążeniem aktywnym i wewnętrzną kompensacją charakterystyki częstotliwościowej (kondensator C_k).

Uproszczony model zastępczy dwustopniowego wzmacniacza operacyjnego przedstawiono na rys.12.21.



Rys.12.21. Schemat zastępczy dwustopniowego wzmacniacza operacyjnego

Analiza układu z rys.12.21 pozwala na ilustrację wpływu pojemności kompensującej (wywołującą efekt Millera w drugim stopniu) na charakterystyki częstotliwościowe wzmacniacza.

Jak łatwo wykazać, transmitancja wzmacniacza bez pojemności C_k ma postać [22]

$$\frac{U_o(s)}{U_d(s)} = -\frac{g_{mI} R_1 g_{mII} R_2 \omega_I' \omega_{II}'}{(s + \omega_I')(s + \omega_{II}')} = \frac{k_{u0} \omega_I' \omega_{II}'}{(s + \omega_I')(s + \omega_{II}')} \quad (12.67)$$

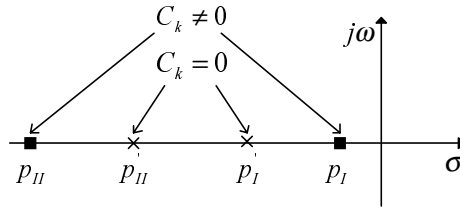
przy czym

$$\begin{aligned} \omega_I' &= -p_I' = \frac{1}{R_1 C_1} \\ \omega_{II}' &= -p_{II}' = \frac{1}{R_2 C_2} \end{aligned} \quad (12.68)$$

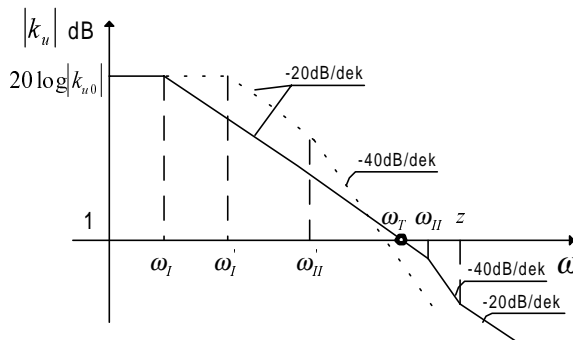
Rozkład biegunów p_I' , p_{II}' funkcji transmitancji wzmacniacza nieskompensowanego przedstawiono na rys.12.22, zaś na rys.12.23 linią przerywaną przedstawiono logarytmiczne charakterystyki Bodego modułu wzmocnienia wzmacniacza.

Dla pulsacji większej niż ω_{II}' nachylenie charakterystyki amplitudowej jest równe -40dB/dek, a moduł wzmocnienia jest większy niż 1 (0dB). Nieskompensowany wzmacniacz po zamknięciu pętli sprzężenia

zwrotnego jest zatem niestabilny. A przecież wiadomo, że wzmacniacze operacyjne przeznaczone są wyłącznie do pracy z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego.



Rys.12.22. Rozkład zer i biegunów transmitancji skompensowanego i nieskompensowanego wzmacniacza operacyjnego



Rys.12.23. Charakterystyki modułu wzmocnienia skompensowanego i nieskompensowanego wzmacniacza operacyjnego

Transmitancja skompensowanego wzmacniacza ma postać [22]

$$\frac{U_o(s)}{U_d(s)} = -k_{u0} [1 - (sC_k / g_{mII})] / \{1 + s[R_1(C_1 + C_2) + R_2(C_2 + C_k)] +$$

$$+ g_{mII}R_1R_2C_k] + s^2R_1R_2[C_1C_2 + C_k(C_1 + C_2)]\} \quad (12.69)$$

Aproksymowane wartości biegunów oraz pojawiające się zero nowej transmitancji wynoszą

$$\omega_I = -p_I \approx \frac{-1}{g_{mII}R_1R_2C_k} \quad (12.70)$$

$$\omega_{II} = -p_{II} = \frac{-g_{mII}C_k}{C_1C_2 + C_2C_k + C_1C_k} \quad (12.71)$$

$$z = \frac{g_{mII}}{C_k} \quad (12.72)$$

Jak pokazano na rys.12.22 biegun p_I' przesunął się w kierunku początku układu współrzędnych do p_I , a biegun p_{II}' w kierunku przeciwnym do p_{II} . Linia ciągłą na rys.12.22 przedstawiono charakterystykę modułu wzmocnienia skompensowanego wzmacniacza. Jeżeli dobierze się takie C_k , aby

$$\omega_T \leq \omega_H \quad (12.73)$$

to wzmacniacz operacyjny będzie skompensowany z marginesem fazy nie mniejszym niż 45° . Przyrównując moduł wzmocnienia skompensowanego wzmacniacza do jedności, można wyznaczyć w przybliżeniu pulsację odcięcia

$$\omega_T = GB = \frac{g_{ml}}{C_k} \quad (12.74)$$

Opisany sposób kompensacji charakterystyki częstotliwościowej wzmacniacza nazywany jest *kompensacją biegunem dominującym*.

12.4.4. Szybkość narastania napięcia wyjściowego

Przy dużych i szybko zmieniających się sygnałach wejściowych wzmacniacz operacyjny ulega przesterowaniu mimo pętli sprzężenia zwrotnego. Przesterowanie objawia się ograniczeniem prędkości narastania napięcia wyjściowego. Maksymalna możliwa prędkość zmian napięcia wyjściowego SR (ang. *slew rate*) ograniczona jest wydajnością źródła prądowego zasilającego stopień wejściowy wzmacniacza. Wydajność prądowa różnicowego stopnia wejściowego zależy od napięcia wejściowego u_d i jest ograniczona do zakresu $-I$, $+I$ (rys.12.4). Z wyjścia stopnia różnicowego sterowany jest drugi stopień wzmacniacza, który między swoim wejściem, a wyjściem ma włączoną pojemność kompensującą C_k . Dla dużej zmiany sygnału sterującego, kiedy nastąpi całkowite przełączenie prądów tranzystorów pary różnicowej, maksymalny prąd jaki może ładować pojemność C_k jest stały i równy I .

Napięcie wyjściowe można zatem przedstawić następująco

$$u_o(t) = \frac{1}{C_k} \int I dt \quad (12.75)$$

Po obustronnym zróżniczkowaniu zależności (12.75) względem czasu otrzymujemy

$$SR = \frac{du_o(t)}{dt} = \frac{I}{C_k} \quad (12.76)$$

Przykładowo, dla wzmacniacza $\mu A741$ prąd $I = 20\mu A$, pojemność $C_k = 30pF$, skąd $SR = 0,67V/\mu s$. Jest to typowa wartość SR dla większości wzmacniaczy operacyjnych ogólnego zastosowania.

Dostępne są również wzmacniacze operacyjne do specjalnych

zastosowań, głównie w technice impulsowej, których parametr SR może osiągać wartość kilkaset, a nawet kilka tysięcy V/ μ s.

Jeżeli pojemność C_k wyznaczmy ze wzoru (12.74) i podstawimy do wzoru (12.76), to otrzymamy

$$SR = I \frac{\omega_T}{g_{mI}} = I \frac{\omega_T}{g_m} \quad (12.77)$$

Podstawiając we wzorze (12.77) g_m wyrażone przy pomocy parametrów fizycznych tranzystora, otrzymujemy:

– dla wzmacniacza bipolarnego

$$SR = I \frac{\omega_T}{I/2} \varphi_T = 2\varphi_T \omega_T \quad (12.78)$$

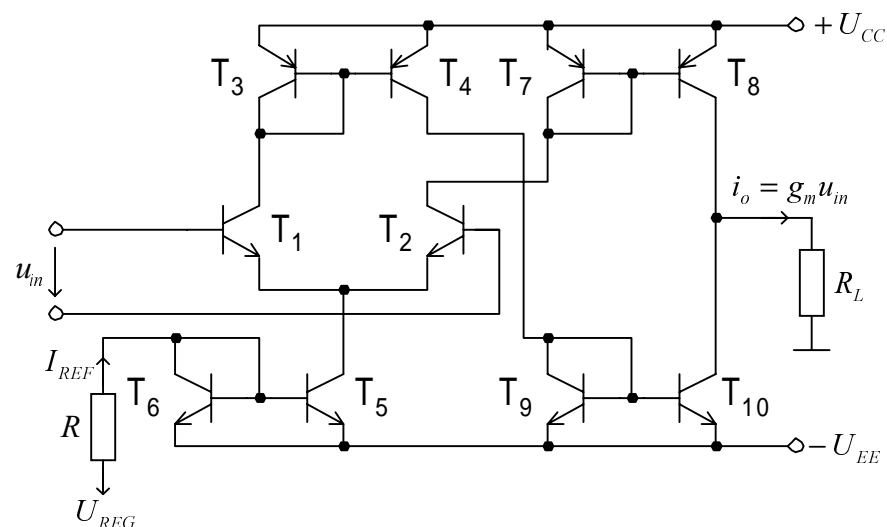
– dla wzmacniacza unipolarnego

$$SR = I \frac{\omega_T}{\sqrt{\frac{2K'W}{L}} \sqrt{I/2}} = \sqrt{\frac{I}{\beta}} \omega_T \quad (12.79)$$

12.5. INNE WZMACNIACZE OPERACYJNE

a) Wzmacniacz transkonduktancyjny

Na rys.12.24 przedstawiono schemat ideowy transkonduktancyjnego wzmacniacza operacyjnego - OTA (ang. *transconductance operational amplifier*). Idealny OTA dostarcza prądu wyjściowego o wartości proporcjonalnej do napięcia wejściowego, niezależnie od wartości R_g i R_L , co oznacza $R_{in} \rightarrow \infty$ oraz $R_o \rightarrow \infty$.



Rys.12. 24. Schemat ideowy transkonduktancyjnego wzmacniacza operacyjnego

W przedstawionym układzie

$$I_o = g_m U_{in} \quad (12.80)$$

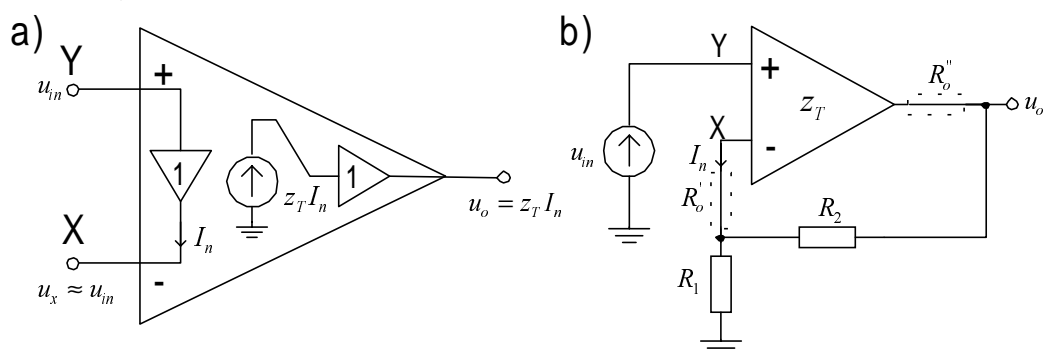
$$g_m = \frac{I_{REF}}{2\phi_T} \quad (12.81)$$

Jak wynika z przedstawionego schematu i zależności (12.80, 12.81), zmieniając napięcie U_{REG} lub rezystancję R można regulować wartość transkonduktancji wzmacniacza.

Wzmacniacz OTA ma bardzo szerokie zastosowanie przy konstrukcji filtrów aktywnych.

b) Wzmacniacz ze sprzężeniem prądowym

Bardzo ważnym układem, szeroko stosowanym w praktyce, jest *wzmacniacz ze sprzężeniem prądowym* (ang. *current-feedback-amplifier*), nazywany również *wzmacniaczem transimpedancyjnym*. Specjalna struktura układowa wzmacniacza, w połączeniu z tzw. komplementarną technologią bipolarną (ang. *complementary bipolar process*) pozwala na realizację bardzo szybkich wzmacniaczy operacyjnych, których pole wzmocnienia osiąga wartości gigaherców, a czasy ustalania odpowiedzi są w przedziale od ułamków do 10ns. Wzmacniacze te są również realizowane jako bloki funkcjonalne w technologii CMOS.



Rys.12.25. a) model wzmacniacza transimpedancyjnego, b) nieodwracający wzmacniacz ze sprzężeniem prądowym

Na rys.12.25a przedstawiono model zastępczy idealnego wzmacniacza transimpedancyjnego, a na rys.12.25b wykorzystano ten układ do realizacji wzmacniacza ze sprzężeniem prądowym w konfiguracji nieodwracającej, w którym zastosowano obwód zewnętrznego sprzężenia zwrotnego z rezystorami R_1 , R_2 .

Wtórnik napięciowy powtarza napięcie u_{in} przyłożone do wejścia nieodwracającego Y na wejściu odwracającym X. Dla układu idealnego

rezystancja wyjściowa wtórника napięciowego jest równa zero. Napięcie wyjściowe stopnia transimpedancyjnego $u_o = z_T I_n$, przy czym I_n jest prądem na wejściu odwracającym X, a $z_T(j\omega)$ jest transimpedancją układu. W celu zapewnienia małej rezystancji wyjściowej całego układu na jego wyjściu również zastosowano wtórnik napięciowy o wzmacnieniu 1. Dla układu z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego na rys.12.25b, stosując zasadę superpozycji, możemy napisać równanie

$$U_x = U_y = U_{in}$$

$$I_n = \frac{U_{in}}{R_1 \parallel R_2} - \frac{U_o}{R_2} \quad (12.82)$$

$$U_o = z_T(j\omega)I_n$$

Rozwiązując układ równań (12.82), otrzymujemy wzmacnienie układu z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego

$$\begin{aligned} k_f(j\omega) &= \frac{U_o}{U_{in}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{1}{1 + R_2 / z_T(j\omega)} \right) = \\ &= \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{1}{1 + 1/T(j\omega)} \right) \end{aligned} \quad (12.83)$$

$$\text{przy czym } T(j\omega) = z_T(j\omega)/R_2 \quad (12.84)$$

jest wzmacnieniem pętli sprzężenia zwrotnego.

Jeżeli transimpedancja wzmacniacza posiada skończoną wartość transrezystancji R_T i jeden biegun dominujący, to w dziedzinie częstotliwości możemy ją zapisać

$$z_T(j\omega) = \frac{R_T}{1 + \frac{j\omega}{\omega_g}} \quad (12.85)$$

przy czym

$$\omega_g = \frac{1}{R_T C_T} \quad (12.86)$$

jest pulsacją dominującego bieguna.

Podstawiając (12.85) do (12.83) oraz wykorzystując (12.86) otrzymujemy

$$k_f(j\omega) = k_{f0} \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_{gf}}} \quad (12.87)$$

przy czym

$$k_{f0} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{R_T}} \approx 1 + \frac{R_2}{R_1}, \text{ (ponieważ } R_T \gg R_2) \quad (12.88)$$

jest wzmocnieniem stałoprądowym układu z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego,

$$\omega_{gf} = \omega_g \left(1 + \frac{R_T}{R_2} \right) \approx \omega_g \frac{R_T}{R_2} \quad (12.89)$$

jest pulsacją graniczną wzmacniacza z zamkniętą pętlę sprzężenia zwrotnego.

Wykorzystując (12.88, 12.89) możemy wyznaczyć pole wzmocnienia

$$\begin{aligned} GB_0 = k_{f0} \omega_{gf} &= \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{R_T}} \left(1 + \frac{R_T}{R_2} \right) \omega_g \approx \\ &\approx \frac{\omega_g R_T}{R_2} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \approx \omega_g \frac{R_T}{R_1} \approx \omega_{gf} \end{aligned} \quad (12.90)$$

Z równań (12.88), (12.89) wynika, że wzmocnienie układu z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego zależy od obu rezystancji R_1 , R_2 , zaś pulsacja graniczna ω_{gf} wzmacniacza zależy tylko od rezystancji R_2 . Istnieje zatem możliwość ustalenia najpierw szerokości pasma wzmacniacza, przez odpowiedni dobór rezystancji R_2 , a następnie wzmocnienia, dobierając potrzebną wartość rezystancji R_1 .

Możliwość kształtowania szerokości pasma $\omega_{gf} \approx GB$ niezależnie od wzmocnienia k_{f0} jest najważniejszą zaletą wzmacniacza operacyjnego ze sprzężeniem prądowym.

Na rys.12.26 podano przykładowe charakterystyki amplitudowe wzmacniacza z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego, w którym przy stałej rezystancji R_2 uzyskano stałe pasmo, niezależnie od wzmocnienia regulowanego za pomocą rezystora R_1 .

Przy analizie wzmacniacza operacyjnego ze sprzężeniem prądowym pominięto wpływ rezystancji wyjściowych R_o' i R_o'' , odpowiednio wejściowego i wyjściowego wtórnika napięciowego (zaznaczonych linią przerywaną na rys.12.25b oraz wpływ rezystancji obciążenia.

Na rys.12.27 przedstawiono uproszczony schemat ideowy prostego wzmacniacza operacyjnego ze sprzężeniem prądowym wraz z jego schematem blokowym.

Wejściowy wtórnik napięciowy tworzy symetryczny wtórnik emiterowy z tranzystorami T_1 , T_2 i układem polaryzacji z tranzystorami T_3 , T_4 . Ponadto pary tranzystorów T_3 , T_1 - T_4 , T_2 tworzą przeciwstawne układy Darlingtona w celu zwiększenia rezystancji wejściowej układu. W podobny sposób zrealizowany jest wyjściowy wtórnik emiterowy z tranzystorami T_5 , T_6 i układem polaryzacji z tranzystorami T_7 , T_8 . Prąd na wejściu nieodwracającym $I_n = I_1 - I_2$, przy czym I_1 oraz I_2 są prądami emiterów wejściowego wtórnika emiterowego. Prądy I_1 , I_2 przenoszone są przez lustra prądowe Wilsona z tranzystorami T_9 - T_{11} i T_{13} - T_{14} i sumowane są w węźle Z. Wypadkowa impedancja widziana z węzła Z jest transimpedancją $z_T(j\omega)$ układu, a napięcie tego węzła jest powtarzane na wyjściu jako $U_o = z_T(j\omega) I_n$.