

10 WZMACNIACZE TRANZYSTOROWE W RÓŻNYCH KONFIGURACJACH

10.1. WPROWADZENIE

Najbardziej oczywistą funkcją tranzystorów w układach analogowych jest wzmacnianie sygnałów.

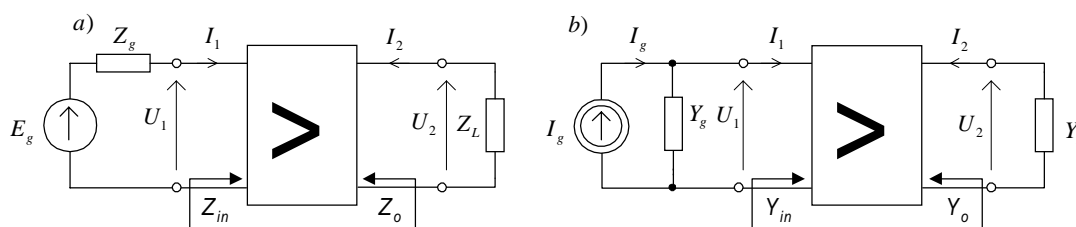
W celu zapewnienia właściwości aktywnych tranzystora należy go odpowiednio spolaryzować i ustalić punkt pracy dostosowany do amplitudy wzmacnianego sygnału. Źródło sygnału i obciążenie powinny być dołączone do tranzystora przez odpowiednie obwody sprzęgające, zapewniające kontrolowany wpływ na jego punkt pracy i zapewniające najkorzystniejszy przepływ sygnałów. Sygnał wyjściowy w obciążeniu powinien być nieznkształcony, a jego moc powinna być większa niż sygnału ze źródła sterującego.

Właściwości wzmacniacza można ocenić na podstawie jego parametrów roboczych, tj. funkcji układowych wyznaczonych w warunkach pracy układu.

Na rys.10.1 przedstawiono schemat blokowy wzmacniacza sterowanego ze źródła napięciowego E_g o impedancji wewnętrznej Z_g , lub równoważnego źródła prądowego I_g, Y_g i równoważnej admitancji obciążenia Y_L . Wielkości te łączą znane związki:

$$I_g = \frac{E_g}{Z_g}; Y_g = \frac{1}{Z_g}; Y_L = \frac{1}{Z_L} \quad (10.1)$$

$$Y = G + jB = \frac{1}{Z} = \frac{1}{R + jX}$$



Rys.10.1. Schemat blokowy wzmacniacza sterowanego z generatora:
a) napięciowego, b) prądowego

Zgodnie z oznaczeniami na rys.10.1 definiuje się następujące parametry robocze wzmacniacza:

- skuteczne wzmacnienie napięciowe

$$k_{us} = \frac{U_2}{E_g} = \frac{U_2}{I_g} Y_g \quad (10.2)$$

- wzmacnienie napięciowe

$$k_u = \frac{U_2}{U_1} = \lim_{Z_g \rightarrow 0} k_{us} \quad (10.3)$$

- skuteczne wzmacnienie prądowe

$$k_{is} = -\frac{I_2}{I_g} = \frac{U_2}{E_g Y_g} Y_L = k_{us} Z_g Y_L \quad (10.4)$$

- wzmacnienie prądowe

$$k_i = -\frac{I_2}{I_1} = \frac{U_2}{U_1} Z_{in} Y_L \quad (10.5)$$

- impedancję (admitancję) wejściową

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} = \frac{U_1}{I_1} \quad (10.6)$$

- impedancję (admitancję) wyjściową

$$Z_o = \frac{1}{Y_o} = \left. \frac{U_2}{I_2} \right|_{E_g=0} \quad (10.7)$$

- wzmacnienie mocy

$$k_p = \frac{|U_2|^2 G_L}{|U_1|^2 G_{in}} = |k_u|^2 \frac{G_L}{G_{in}} = \frac{|I_2|^2 R_L}{|I_1|^2 R_{in}} = |k_i|^2 \frac{R_L}{R_{in}} \quad (10.8)$$

Wzmocnienie bardzo często podaje się w jednostkach logarytmicznych

$$k_p [dB] = 10 \log \frac{P_2}{P_1} = 10 \log k_p \quad (10.9)$$

$$k_u [dB] = 20 \log \left| \frac{U_2}{U_1} \right| = 20 \log |k_u|$$

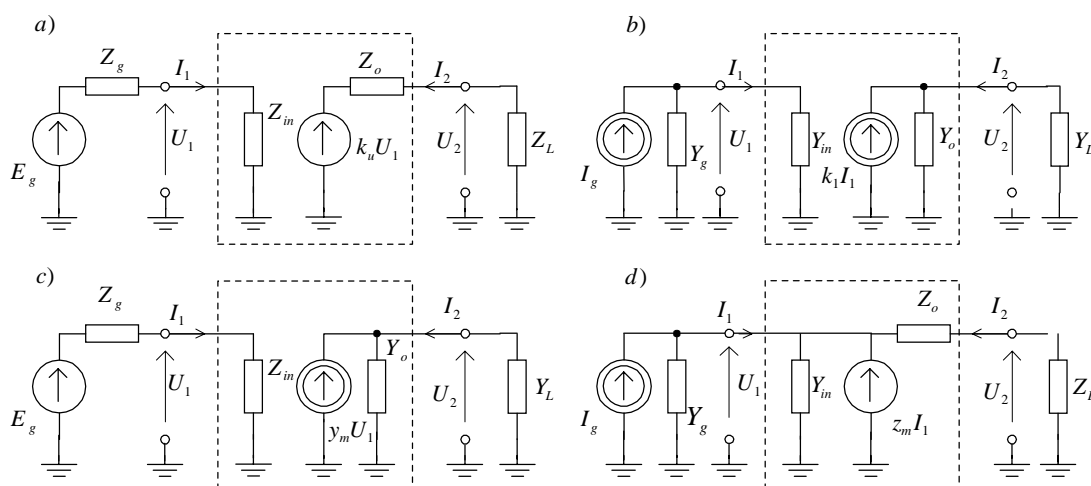
10.2. KLASYFIKACJA WZMACNIACZY

Na rys.10.2 dokonano podziału wzmacniaczy zależnie od zachodzących relacji pomiędzy impedancją wejściową wzmacniacza Z_{in} , a impedancją źródła sterującego Z_g oraz pomiędzy impedancją wyjściową wzmacniacza Z_o , a impedancją obciążenia Z_L .

a) Wzmacniacz napięciowy

Idealny wzmacniacz napięciowy dostarcza napięcia wyjściowego o wartości wprost proporcjonalnej do napięcia wejściowego, a współczynnik proporcjonalności (nazywany wzmocnieniem napięciowym) jest niezależny od wartości impedancji źródła i obciążenia.

Na rys 10.2a przedstawiono układ zastępczy wzmacniacza ze źródłami Thevenina.



Rys.10.2. Podział wzmacniaczy ze względu na własności obwodu wejściowego i wyjściowego. Wzmacniacze: a) napięciowy, b) prądowy, c) transadmitancyjny, d) transimpedancyjny

W idealnym wzmacniaczu napięciowym spełnione są warunki

$$Z_{in} \rightarrow \infty, \quad Z_o = 0, \quad U_2 = k_u U_1 = k_u E_g \quad (10.10)$$

Praktycznie, źródło sterujące i obciążenie spełniają warunki

$$Z_{in} \gg Z_g, \quad Z_o \ll Z_L \quad (10.11)$$

b) Wzmacniacz prądowy

Idealny wzmacniacz prądowy dostarcza prądu wyjściowego o wartości proporcjonalnej do wartości prądu sygnału, a współczynnik proporcjonalności (nazywany wzmocnieniem prądowym) jest niezależny od Z_g i Z_L . Układ zastępczy wzmacniacza ze źródłami Nortona przedstawiono na rys.10.2b.

W idealnym wzmacniaczu prądowym

$$Y_{in} \rightarrow \infty, \quad Y_o = 0, \quad I_2 = k_i I_1 = k_i I_g, \quad (10.12)$$

zaś praktycznie

$$Y_{in} \gg Y_g, \quad Y_o \ll Y_L \quad (10.13)$$

c) Wzmacniacz transadmitancyjny

Idealny wzmacniacz transadmitancyjny dostarcza prądu wyjściowego o wartości wprost proporcjonalnej do napięcia sygnału, niezależnie od wartości Z_g i Z_L . Współczynnik proporcjonalności nazywamy transadmitancją. Wzmacniacz transadmitancyjny przedstawiono na rys.10.2c za pomocą układu zastępczego Thevenina na wejściu i układu Nortona na wyjściu. Idealny wzmacniacz transadmitancyjny otrzymujemy, gdy

$$Z_{in} \rightarrow \infty, \quad Y_o = 0 \quad (10.14)$$

zaś praktycznie

$$Z_{in} \gg Z_g, \quad Y_o \ll Y_L \quad (10.15)$$

d) Wzmacniacz transimpedancyjny

Idealny wzmacniacz transimpedancyjny dostarcza napięcia wyjściowego o wartości proporcjonalnej do wartości prądu sygnału niezależnie od Z_g i Z_L . Współczynnik proporcjonalności nazywamy transimpedancją. Wzmacniacz transimpedancyjny przedstawiono na rys.10.2d za pomocą układu zastępczego Nortona na wejściu i układu zastępczego Thevenina na wyjściu. W idealnym wzmacniaczu transimpedancyjnym

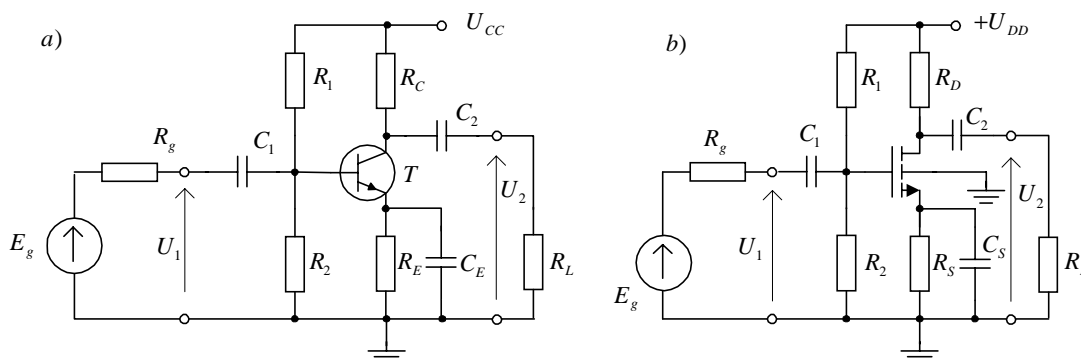
$$Y_{in} \rightarrow \infty, \quad Z_o = 0, \quad U_2 = z_m I_1 = z_m I_g \quad (10.16)$$

zaś praktycznie

$$Y_{in} \ll Y_g, \quad Z_o \ll Z_L \quad (10.17)$$

10.3. TWORZENIE SCHEMATÓW ZASTĘPCZYCH WZMACNIACZY

Na rys.10.3 przedstawiono, dla przykładu, dwa schematy ideowe prostych wzmacniaczy RC, przy czym pierwszy jest układem o wspólnym emiterze (OE), zaś drugi układem o wspólnym źródle (OS).

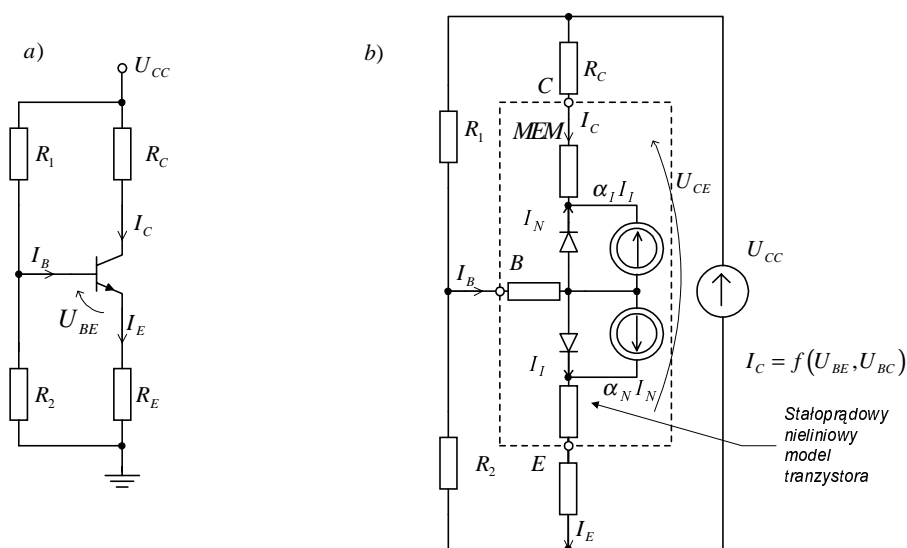


Rys.10.3. Schematy ideowe wzmacniaczy RC: a) z tranzystorem bipolarnym, b) z tranzystorem polowym.

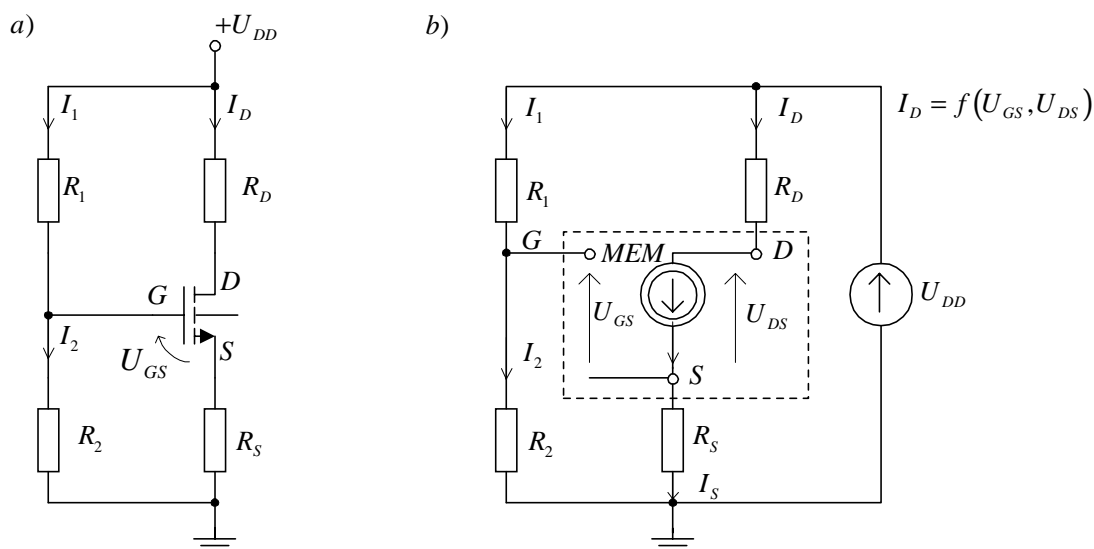
Na podstawie tych schematów ideowych możemy utworzyć odpowiednie schematy zastępcze oddzielne dla prądu stałego i zmiennego. Schematy zastępcze pozwalają na symulację określonych właściwości układów.

W celu wyznaczenia stałoprądowego modelu układu należy zewrzeć wszystkie cewki indukcyjne (jeżeli występują w układzie), rozewrzeć wszystkie pojemności i wprowadzić w miejsce elementów aktywnych ich nieliniowe, wielkosygnałowe modele.

Postępując zgodnie z opisaną metodą, na rys.10.4 i 10.5 przedstawiono wyznaczone schematy stałoprądowe i stałoprądowe modele układów z rys.10.3.

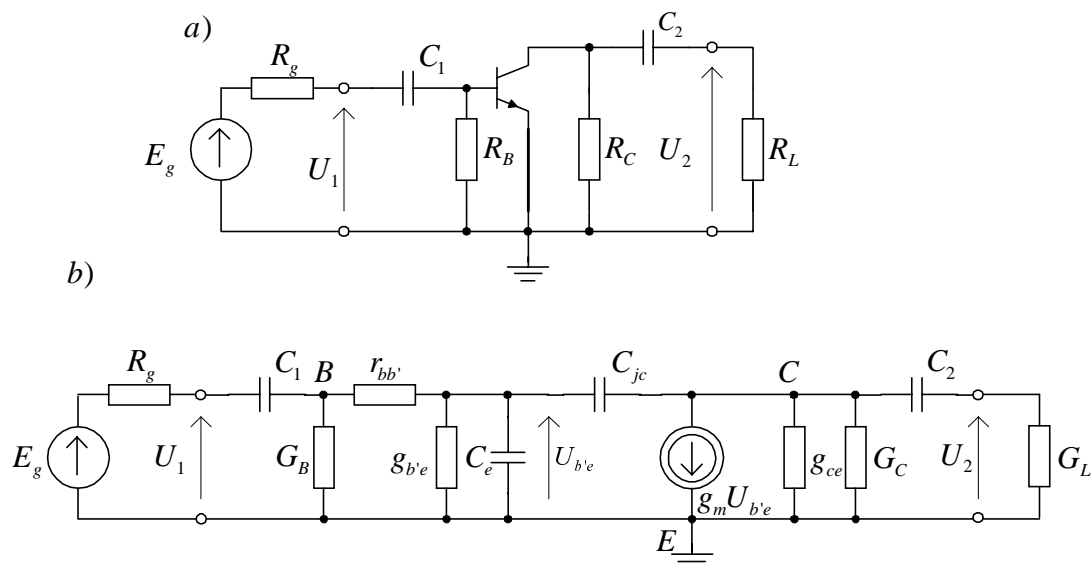


Rys.10.4. Schematy układu z rys.10.3a: a) stałoprądowy, b) zastępczy stałoprądowy

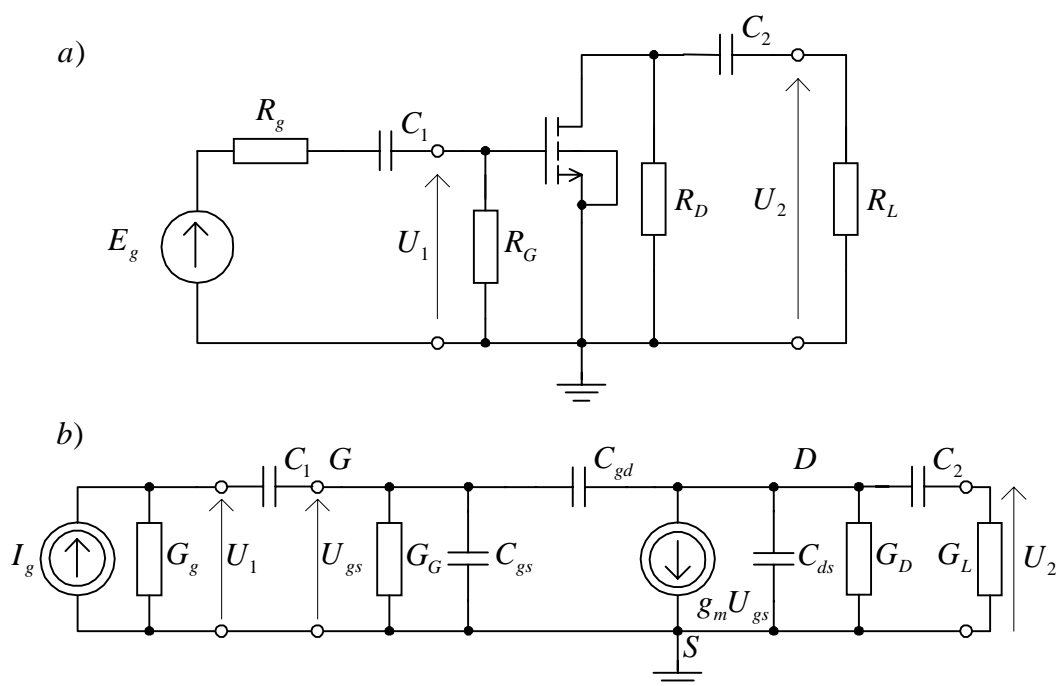


Rys.10.5. Schemat układu z rys.10.3b: a) stałoprądowy, b) model stałoprądowy

Model liniowy układu, prawdziwy tylko dla składowych zmiennych napięć i prądów o niewielkich amplitudach, otrzymujemy przy zwarcu zacisków wszystkich źródeł zasilania i zastąpieniu elementów aktywnych ich modelami zmiennoprądowymi. Należy również zewrzeć te pojemności i rozewrzeć te indukcyjności (jeżeli występują w układzie), które w rozważanym zakresie częstotliwości charakteryzują się odpowiednio bardzo małym i bardzo dużym modulem impedancji. Wykorzystując opisany algorytm postępowania do układów z rys.10.3, możemy wyznaczyć ich schematy zmiennoprądowe oraz małosygnałowe schematy zastępcze. Schematy te dla układu z rys.10.3a przedstawiono na rys.10.6, zaś dla układu z rys.10.3b na rys.10.7.



Rys.10.6. Schemat zmiennoprądowy (a) i małosygnałowy schemat zastępczy (b) układu z rys.10.3a.



Rys.10.7 Schemat zmiennoprądowy (a) i małosygnałowy schemat zastępczy (b) układu z rys.10.3 b.

Na rys.10.6 wielkość $R_B = 1/G_B$ jest rezystancją równoległego połączenia R_1 i R_2 , $G_C = 1/R_C$, $G_L = 1/R_L$.

Na rys.10.7 wielkość $R_G = 1/G_G$ jest rezystancją równoległego połączenia R_1 i R_2 , $G_D = 1/R_D$, $G_L = 1/R_L$.

W obu rozpatrywanych przykładach wzmacniaczy RC, kondensatory C_1 i C_2 separują układ od zewnętrznych napięć stałych oraz umożliwiają doprowadzenie sygnału do zacisku wejściowego tranzystora (kondensator C_1) i odprowadzenie wzmocnionego sygnału do obciążenia (kondensator C_2). W użytecznym zakresie częstotliwości pracy kondensatory sprzęgające C_1 i C_2 posiadają pomijalnie małe reaktancje i w schematach zmiennoprądowych należy je zewrzeć.

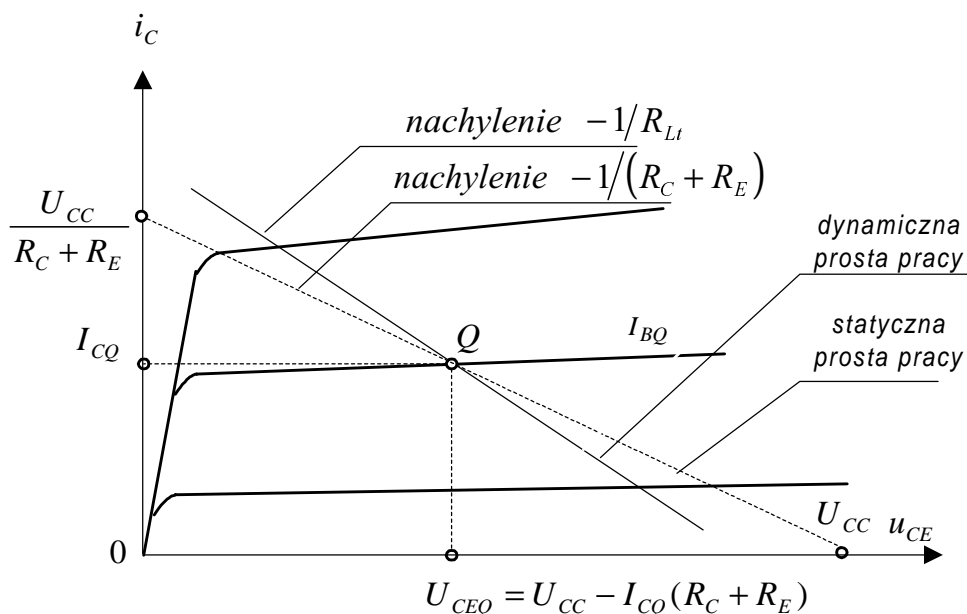
Wtedy dla sygnałów zmiennych tranzystory obciążone są wypadkowymi rezystancjami R_{Lt} :

$$R_{Lt} = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} = \frac{I}{G_C + G_L} \quad \text{dla tranzystora bipolarnego}$$

$$R_{Lt} = \frac{R_D R_L}{R_D + R_L} = \frac{I}{G_D + G_L} \quad \text{dla tranzystora polowego}$$
(10.18)

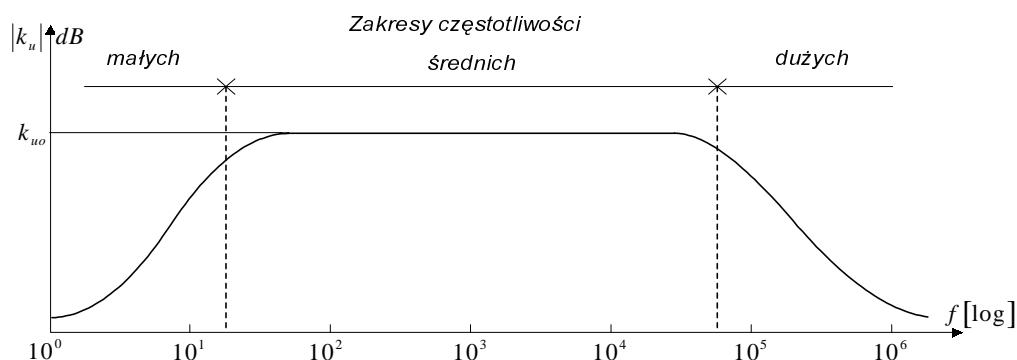
Należy jeszcze nadmienić, że przy zmianie sygnału sterującego, np. prądu bazy i_b w układzie na rys.10.3a, chwilowy punkt pracy tranzystora przesuwają się w polu charakterystyk kolektorowych

$i_C = f(u_{CE})$ po linii prostej o nachyleniu zależnym od rezystancji R_{Lt} .
Linie tę nazywa się dynamiczną prostą obciążenia (rys.10.8).



Rys.10.8. Dynamiczna prosta pracy układu z rys.10.3 a.

Wzmacniacze RC stosowane są najczęściej do wzmacniania sygnałów o szerokich widmach częstotliwości. Typową charakterystykę amplitudową wzmacniacza przedstawiono na rys 10.9.



Rys.10.9. Typowa charakterystyka amplitudowa wzmacniacza RC

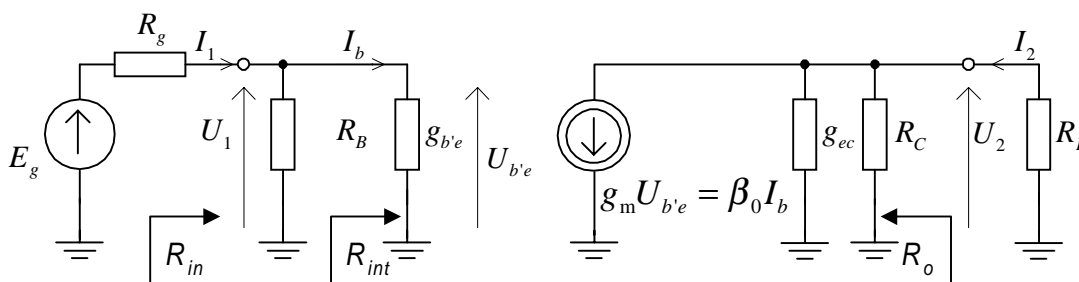
Opadanie charakterystyki amplitudowej przy małych częstotliwościach jest skutkiem wzrostu reaktancji kondensatorów C_1, C_2, C_E , włączonych w tor sygnału. Spadek wzmocnienia przy dużych częstotliwościach jest spowodowany spadkiem wzmocnienia samego tranzystora (wpływ pojemności międzyelektrodowych) oraz wpływem pojemności pasożytniczych elementów wzmacniacza. W środkowej części charakterystyki, nazywanej zakresem średnich częstotliwości,

wzmocnienie jest praktycznie stałe. W tym zakresie częstotliwości schemat zastępczy wzmacniacza nie zawiera żadnych elementów reaktancyjnych i opisywany jest parametrami rzeczywistymi.

10.4. WŁAŚCIWOŚCI WZMACNIACZY W ZAKRESIE ŚREDNICH CZĘSTOTLIWOŚCI.

10.4.1. Wzmacniacz w konfiguracji wspólnego emitera.

Schemat ideowy jednostopniowego wzmacniacza RC z tranzystorem w konfiguracji wspólnego emitera (OE), przedstawiono na rys.10.3a. W układzie zastosowano potencjometryczne zasilanie bazy (rezystory R_1 i R_2) i sprzężenie emiterowe (rezystor R_E) zapewniające dobrą stałość punktu pracy. Dla sygnałów zmiennych kondensator C_E stanowi zwarcie, powodując, że emiter jest na zerowym potencjale zmiennym względem masy i stanowi wspólną elektrodę, przez którą płyną składowe zmienne prądu obwodu wejściowego i wyjściowego. Schemat zastępczy wzmacniacza OE w zakresie średnich częstotliwości, wyznaczony zgodnie z zasadami opisanymi w rozdz. 10.3, przedstawiono na rys.10.10.



Rys.10.10. Uproszczony model wzmacniacza OE dla zakresu średnich częstotliwości.

W oparciu o schemat zastępczy zostaną wyznaczone następujące parametry robocze wzmacniacza:

– Rezystancja wejściowa

$$R_{in} = \frac{U_1}{I_1} = R_B \parallel r_{b'e} \approx r_{b'e} = \frac{1}{g_{b'e}} \quad (10.19)$$

przy $R_B = R_1 \parallel R_2 \gg r_{b'e}$, gdzie: $R_1 \parallel R_2$ - skrócony zapis zależności reprezentującej równoległe połączenie rezystancji $R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$.

- Rezystancja wyjściowa

$$R_o = \left. \frac{U_2}{I_2} \right|_{E_g=0} = R_C \parallel \frac{1}{g_{ec}} = \frac{R_C}{1 + R_C g_{ec}} \approx R_C \quad (10.20)$$

gdzie $R_C \ll \frac{1}{g_{ec}}$.

- Wzmocnienie napięciowe

$$k_{u0} = \frac{U_2}{U_1} = -g_m R'_{Lt} \approx -g_m R_{Lt} = -\beta_0 \frac{R_{Lt}}{r_{b'e}} \quad (10.21)$$

gdzie:

$$R'_{Lt} = R_{Lt} \parallel \frac{1}{g_{ce}}, R_{Lt} = R_C \parallel R_L, g_m = g_{eb'} = \beta_0 g_{b'e} = \frac{\beta_0}{r_{b'e}}$$

Znak minus we wzorze (10.21) oznacza, że faza napięcia wyjściowego jest odwrócona względem fazy sygnału wejściowego o 180° . Wzmocnienie napięciowe jest tym większe im większa jest rezystancja $R_{Lt} = R_C \parallel R_L$. Celowym jest zatem stosowanie obciążenia dynamicznego w postaci źródeł prądowych.

- Skuteczne wzmocnienie napięciowe wyznaczamy na podstawie znanej już wartości k_u (10.21) oraz R_{in} (10.19)

$$k_{us0} = k_{u0} \frac{R_{in}}{R_g + R_{in}} = -\beta_0 \frac{R_{Lt}}{r_{b'e}} \frac{R_{in}}{R_g + R_{in}} \quad (10.22)$$

- Skuteczne wzmocnienie prądowe k_{is} można wyznaczyć na podstawie znanej wartości k_{us} , gdyż

$$k_{is0} = -\frac{I_2}{I_g} = \frac{U_2 G_L}{E_g Y_g} = k_{us0} R_g Y_L \quad (10.23)$$

Na podstawie zależności (10.21, 10.22 i 10.23) otrzymujemy

$$\begin{aligned} k_{is0} &= -\beta_0 \frac{R_{Lt}}{r_{b'e}} \frac{R_{in}}{R_g + R_{in}} \frac{R_g}{R_L} = \\ &= -\beta_0 \frac{R_{Lt}}{R_L} \frac{R_{in}}{r_{b'e}} \frac{R_g}{R_g + R_{in}} = k_{i0} \frac{R_g}{R_g + R_{in}} \end{aligned} \quad (10.24)$$

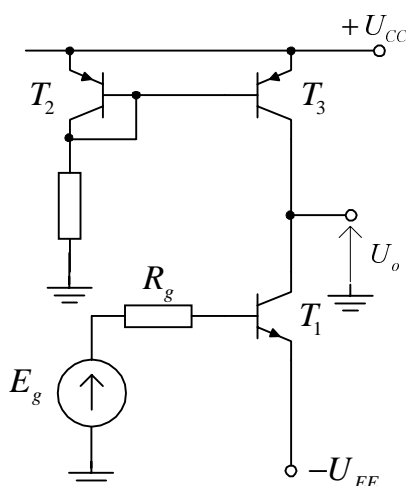
gdzie k_{i0} jest wzmocnieniem prądowym wzmacniacza

$$k_{i0} = -\frac{I_2}{I_1} = -\beta_0 \frac{R_{Lt}}{R_L} \frac{R_{in}}{r_{b'e}} = -\beta_0 \frac{R_{Lt}}{R_L} \frac{R_B}{R_B + r_{b'e}} \quad (10.25)$$

Wzmocnienie prądowe jest mniejsze od największej możliwej wartości wzmocnienia tranzystora, tj. β_0 , na skutek wystąpienia podziału prądu w obwodzie wyjściowym (czynnik R_{Lt} / R_L) oraz w obwodzie

wejściowym (czynnik $R_B / (R_B + r_{b'e})$). Duże wartości wzmocnienia prądowego uzyskuje się przy dużych rezystancjach kolektorowych R_C i dużych rezystancjach polaryzujących bazę R_1 i R_2 . Zwiększenie rezystancji R_1 i R_2 prowadzi jednak do pogorszenia stałości punktu pracy tranzystora.

Jak przedstawiono w rozdz. 9, w realnych układach stosuje się inny sposób zasilania i stabilizacji punktu pracy tranzystora, a rezystor R_C możemy zastąpić dynamiczną rezystancją źródła prądowego. Na rys.10.11 przedstawiono schemat ideowy scalonego wzmacniacza OE, w którym zamiast rezystancji R_C występuje dynamiczna rezystancja wyjściowa źródła prądowego na tranzystorach T_2 , T_3 , równa w przybliżeniu r_{ce3} .



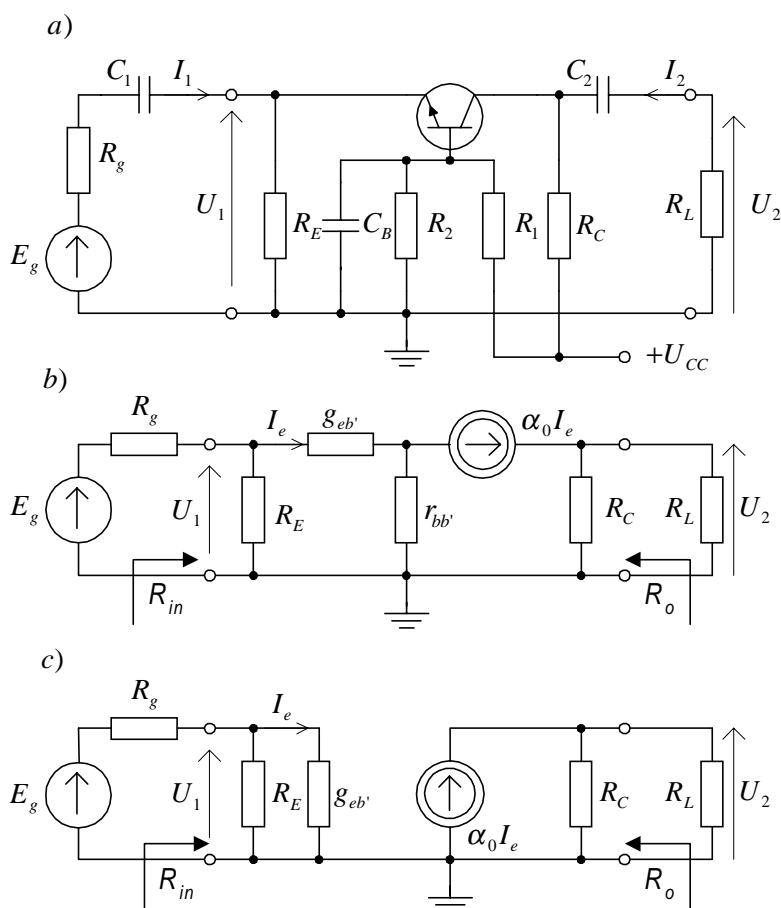
Rys.10.11. Schemat ideowy wzmacniacza OE z dynamicznym obciążeniem w kolektorze

10.4.2. Wzmacniacz w konfiguracji wspólnej bazy.

Schemat ideowy wzmacniacza RC w konfiguracji wspólnej bazy (OB) przedstawiono na rys.10.12a. Jego schemat zastępczy w zakresie średnich częstotliwości przedstawiono na rys.10.12b, a kolejne uproszczenie tego schematu na rys.10.12c.

Sposób analizy układu jest identyczny jak dla wzmacniacza w konfiguracji OE, dlatego niżej podano tylko wzory określające podstawowe parametry robocze wzmacniacza

$$k_{u0} = \alpha_0 \frac{g_{eb'} R_C R_L}{R_C + R_L} = g_m R_{Lt} \quad (10.26)$$



Rys.10.12. Wzmacniacz w konfiguracji wspólnej bazy: a) schemat ideowy, b) schemat zastępczy, c) uproszczony schemat zastępczy

$$k_{i0} = \alpha_0 \frac{R_C}{R_C + R_L} < 1 \quad (10.27)$$

$$R_{in} = \frac{1}{G_E + g_{eb'}} \approx \frac{1}{g_m} \approx r_{eb'} \quad (10.28)$$

$$R_o = R_C \quad (10.29)$$

$$k_{us0} \approx \alpha_0 \frac{r_{eb'}}{R_g + r_{eb'}} \frac{g_{eb'} R_C R_L}{R_C + R_L} \approx \alpha_0 \frac{R_{Lt}}{R_g} \quad (10.30)$$

$$k_{is0} \approx \alpha_0 \frac{R_g}{R_g + r_{eb'}} \frac{R_C}{R_C + R_L} \quad (10.31)$$

Z zależności (10.26 – 10.31) wynika, że wzmacniacz o wspólnej bazie:

- nie odwraca fazy napięcia wyjściowego,
- wzmacnienie jest nieco większe niż w układzie wspólnego emitera,
- rezystancja wejściowa jest mała, w przybliżeniu $1/g_m$,

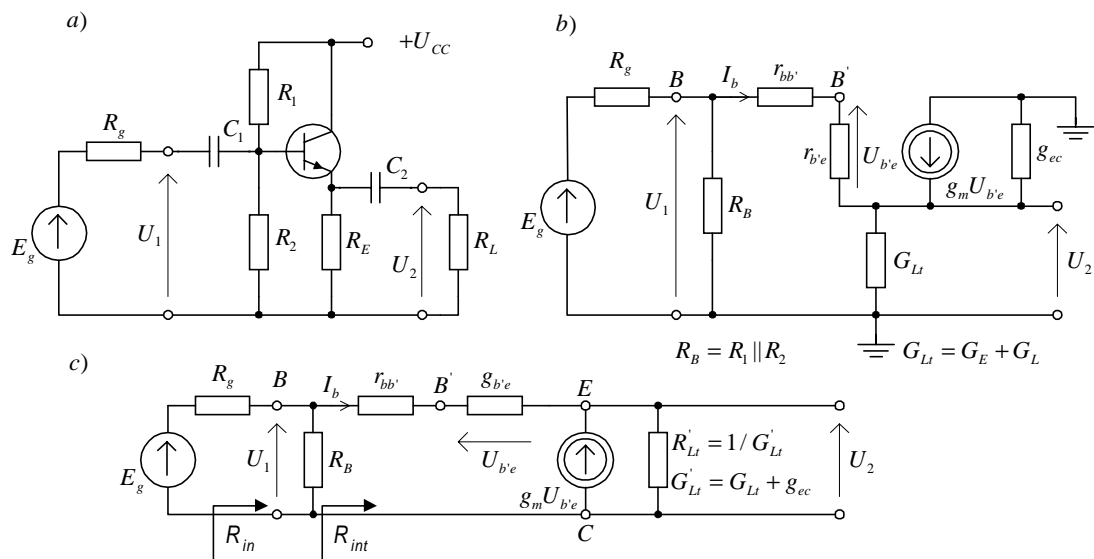
- rezystancja wyjściowa jest w przybliżeniu taka sama jak w układzie OE i wynosi R_C .

10.4.3. Wzmacniacz w konfiguracji wspólnego kolektora - wtórnik emiterowy.

Na rys.10.13a przedstawiono schemat ideowy wzmacniacza w konfiguracji wspólnego kolektora (OC), na rys.10.13b jego małosygnałowy schemat zastępczy dla średnich częstotliwości, a na rys.10.13c ten sam schemat zastępczy ale w dogodniejszej do analizy postaci.

Dla obwodu z rys.10.13c możemy napisać następujące równania

$$\begin{aligned} U_2 &= (g_m U_{b'e} + I_b) R_{Lt}' \\ I_b &= g_{b'e} U_{b'e} \\ U_1 &= I_b r_{bb'} + U_{b'e} + U_2 \\ g_m &= \beta_0 g_{b'e} \end{aligned} \quad (10.32)$$



Rys.10.13. Wzmacniacz w konfiguracji wspólnego kolektora: a) schemat ideowy, b) schemat zastępczy, c) przekształcony schemat zastępczy.

Rozwiązując układ równań (10.32) możemy wyznaczyć wzmocnienie napięciowe układu OC

$$k_{u0} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{(\beta_0 + 1) g_{b'e} R_{Lt}'}{1 + g_{b'e} r_{bb'} + (\beta_0 + 1) g_{b'e} R_{Lt}'} \leq 1 \quad (10.33)$$

Jak widać ze wzoru (10.33), wzmacniacz w konfiguracji OC nie odwraca fazy. Jeżeli $(\beta_0 + 1)g_{b'e}R_{Lt} \gg 1 + g_{b'e}r_{bb'}$, to wzmacnienie k_{u0} jest bliskie, ale mniejsze od jedności. Stąd nazwa układu - wtórnik emiterowy.

Na podstawie układu równań (10.32) możemy wyznaczyć

$$R_{\text{int}} = \frac{U_1}{I_b} = r_{bb'} + r_{b'e} + (\beta_0 + 1)R_{Lt}' \approx r_{b'e} + (\beta_0 + 1)R_{Lt} \quad (10.34)$$

Rezystancja wejściowa R_{in} jest równoległym połączeniem R_{int} i R_B

$$R_{in} = \frac{U_1}{I_1} = R_B \parallel R_{\text{int}} \quad (10.35)$$

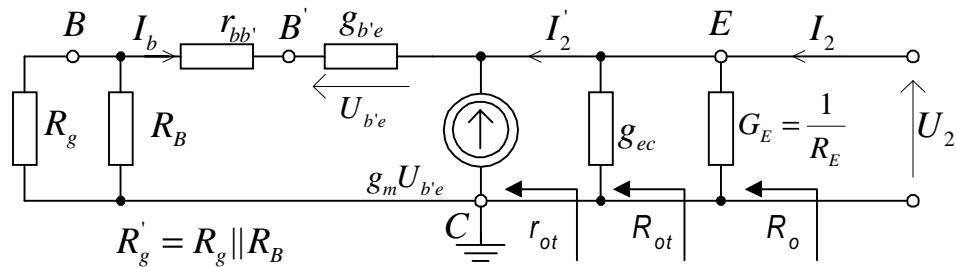
Na uwagę zasługuje bardzo duża wartość rezystancji wejściowej wtórnika emiterowego, która w przypadku pomijalnie małego wpływu obwodu polaryzującego bazę (rezystancja R_B), wynosi $R_{in} \approx r_{b'e} + (\beta_0 + 1)R_{Lt}$. Z tego też względu, skuteczne wzmacnienie napięciowe niewiele różni się od wzmacnienia napięciowego, nawet w przypadku dość dużej rezystancji wewnętrznej źródła sygnału wejściowego

$$k_{us0} = k_{u0} \frac{R_{in}}{R_g + R_{in}} \approx k_{u0} \quad (10.36)$$

Rezystancję wyjściową układu ze wspólnym kolektorem wyznaczmy w oparciu o schemat zastępczy, przedstawiony na rys.10.14.

Dla obwodu z rys.10.14 możemy zapisać następujące równania

$$\begin{aligned} I_b &= g_{b'e}U_{b'e} \\ U_{b'e} &= -\frac{U_2 r_{b'e}}{R_g' + r_{bb'} + r_{b'e}} \\ I_2' &= -g_m U_{b'e} - I_b \\ I_2 &= I_2' + U_2 (G_E + g_{ec}) \\ g_m &= \beta_0 g_{b'e} \end{aligned} \quad (10.37)$$



Rys.10.14. Schemat zastępczy do wyznaczania rezystancji wyjściowej układu OC.

Na podstawie układu równań (10.37) możemy wyznaczyć rezystancję wyjściową r_{ot}

$$r_{ot} = \frac{U_2}{I_2} = \frac{R_g' + r_{bb'} + r_{b'e}}{\beta_0 + 1} \quad (10.38)$$

$$R_{ot} = r_{ot} \parallel \frac{1}{g_{ec}} \approx r_{ot} \quad (10.39)$$

Po uwzględnieniu, zwykle spełnionej nierówności $R_B \gg R_g$ oraz pominięciu g_{ec} , rezystancję wyjściową można wyrazić następująco

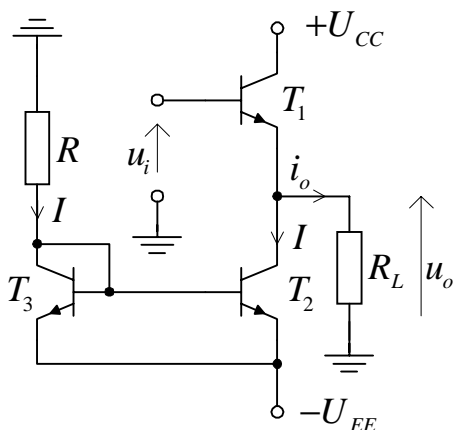
$$R_o = \frac{r_{ot} R_E}{r_{ot} + R_E} \approx \frac{R_E (r_{bb'} + r_{b'e} + R_g)}{r_{bb'} + r_{b'e} + R_g + (\beta_0 + 1) R_E} \quad (10.40)$$

Na ogół $r_{bb'} + r_{b'e} + R_g \ll (\beta_0 + 1) R_E$ i zależność (10.39) upraszcza się do postaci

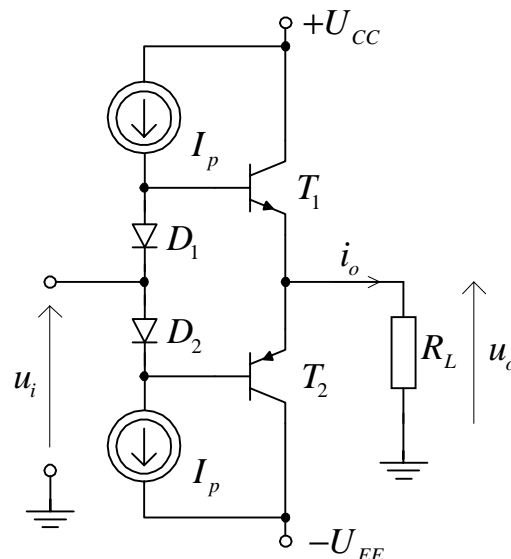
$$R_o \cong \frac{r_{bb'} + r_{b'e} + R_g}{\beta_0 + 1} \quad (10.41)$$

Jak widać ze wzoru (10.40), rezystancja wyjściowa wtórnika emiterowego jest bardzo mała, co przy jego bardzo dużej rezystancji wejściowej, czyni go bardzo użytecznym układem w praktycznych zastosowaniach dla transformacji impedancji.

Praktyczne rozwiązanie układu wtórnika emiterowego w technice scalonej przedstawiono na rys.10.15.



Rys.10.15. Wtórnik emiterowy ze źródłem stałoprądowym



Rys.10.16. Symetryczny wtórnik emiterowy

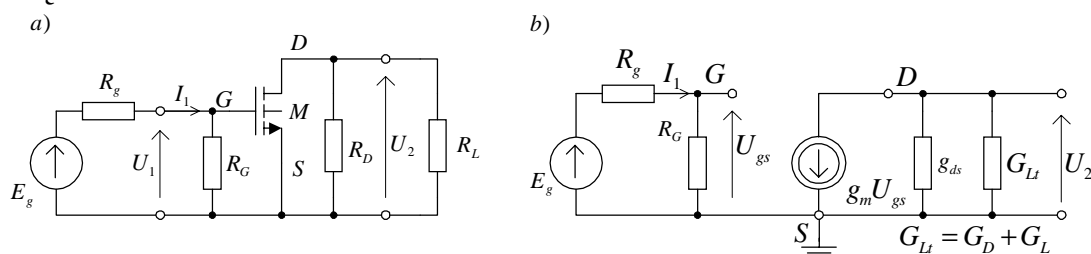
W układzie tym w miejsce rezystora R_E zastosowano źródło prądowe z tranzystorami T_2, T_3 . Pomimo, że w układzie zastosowano sprzężenia

galwaniczne, to przez rezystancje obciążenia R_L nie płynie prąd zasilania, ponieważ rezystancja ta włączona jest między zacisk o zerowym potencjale względem masy, a masą. Zasilanie tranzystora T_1 źródłem prądowym od strony emitera powoduje, że nie wymaga on układu polaryzującego w obwodzie bazy (rezystora R_B). Parametry robocze wtórnika emiterowego z rys.10.15 możemy wyznaczyć w oparciu o wzory (10.33 – 10.39) przyjmując $R_B = \infty$, $R_E = r_{ce2}$. (Praktycznie wszystkie podane uproszczenia stają się dokładnymi zależnościami dla tego układu).

Na rys.10.16 przedstawiono układ symetrycznego wtórnika emiterowego z tranzystorami przeciwstawnymi n-p-n i p-n-p. Ponieważ charakterystyka wejściowa tranzystora $I_B = f(U_{BE})$ posiada próg przewodzenia, wynoszący około 0,5 V, w układzie zastosowano wstępną polaryzację tranzystorów za pomocą spadków napięć na diodach D_1 i D_2 , przez które płynie niewielki prąd ze źródeł stałoprądowych I_p . W przenoszeniu sygnału wejściowego w zakresie dodatnich napięć bierze udział tranzystor n-p-n, zaś w przenoszeniu napięć ujemnych - tranzystor p-n-p. Zaletą układu jest to, że może on pracować przy prawie zerowych składowych stałych prądów kolektorów, przenosząc napięcie zarówno dodatnie jak i ujemne. Przez rezystancję R_L nie płynie prąd zasilania, ponieważ jest on włączony między zacisk o zerowym potencjale względem masy i masą.

10.4.4. Wzmacniacz w konfiguracji wspólnego źródła

Schemat ideowy wzmacniacza RC na tranzystorze polowym w konfiguracji wspólnego źródła (OS) został przedstawiony na rys.10.3b. Na rys.10.17 przedstawiono jego małosygnałowy schemat zmiennoprądowy oraz schemat zastępczy w zakresie średnich częstotliwości.



Rys.10.17. Małosygnałowe schematy zastępcze wzmacniacza o wspólnym źródle:
a) zmiennoprądowy, b) zastępczy

Prosta postać schematu zastępczego na rys 10.17b pozwala na bezpośrednie wyznaczenie parametrów roboczych. Ze względu na bardzo dużą impedancję wejściową układów unipolarnych nie określa się dla nich wzmacnień prądowych ani wzmacnień mocy, gdyż $k_i \rightarrow \infty, k_p \rightarrow \infty$. Rezystancja wejściowa określona jest przez obwód polaryzacji

$$R_{in} = \frac{U_1}{I_1} = R_G \quad (10.41)$$

Wzmocnienie napięciowe wynosi

$$k_{u0} = -g_m R'_{Lt} \quad (10.42)$$

gdzie:

$$\frac{1}{R'_{Lt}} = g_{ds} + \frac{1}{R_D} + \frac{1}{R_L}$$

Skuteczne wzmocnienie napięciowe determinuje obwód polaryzacji

$$k_{us0} = k_{u0} \frac{R_G}{R_g + R_G} \quad (10.43)$$

Rezystancja wyjściowa układu wynosi

$$R_o = \left. \frac{U_2}{I_2} \right|_{E_g=0} = \frac{1}{G_D + g_{ds}} = r_{ds} // R_D \quad (10.44)$$

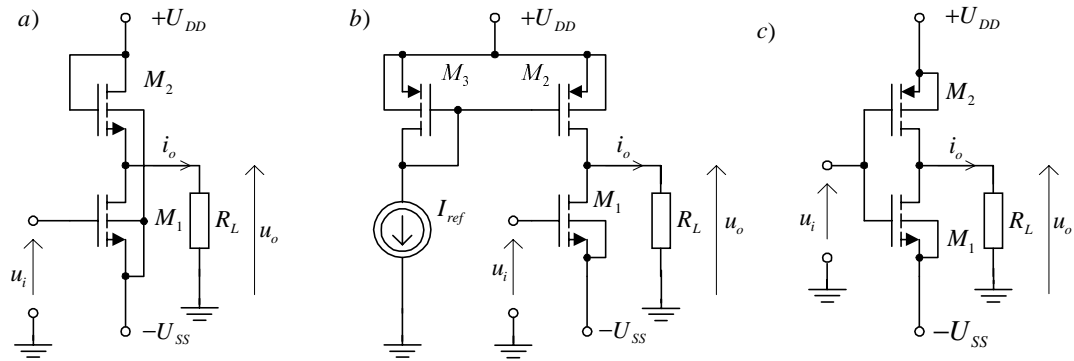
Jak wynika z przeprowadzonej analizy, wzmacniacz w konfiguracji OS odwraca fazę sygnału wejściowego a wzmocnienie jest tym większe, im większe są g_m i $R'_{Lt} = r_{ds} // R_D // R_L$.

Należy również nadmienić, że transkonduktancja g_m tranzystora polowego jest mniejsza niż tranzystora bipolarnego, przez co możliwe do uzyskania maksymalne wzmocnienie w przypadku zastosowania tranzystora polowego jest dużo mniejsze niż przy zastosowaniu tranzystora bipolarnego.

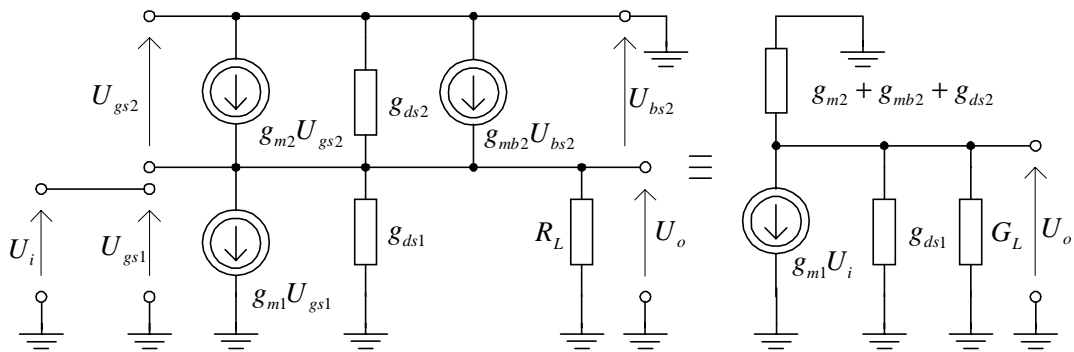
Wzmacniacze z tranzystorami polowymi realizowane są głównie w wersji scalonej, przy zastosowaniu obciążenia aktywnego. Trzy podstawowe układy wzmacniaczy w konfiguracji OS w wersji scalonej, wykorzystujących tranzystory z kanałem wzbogacanym, przedstawiono na rys.10.18.

Rys.10.18a przedstawia wzmacniacz w konfiguracji OS z obciążeniem aktywnym w postaci tranzystora nMOS z kanałem wzbogacanym, w „połączeniu diodowym”. Ponieważ źródło tranzystora M_2 jest na zmiennym potencjale, zatem w tranzystorze tym występuje efekt podłoża.

Małosygnałowy schemat zastępczy tego układu i jego przekształcenie przedstawiono na rys.10.19.



Rys.10.18. Wzmacniacze w konfiguracji OS w wersji scalonej: a) z obciążeniem aktywnym na tranzystorze nMOS z kanałem wzbogaconym w „połączeniu diodowym”, b) z obciążeniem aktywnym ze źródłem stałoprądowym na tranzystorach pMOS z kanałem wzbogaconym, c) inwerter CMOS.



Rys.10.19. Małosygnałowy schemat zastępczy układu z rys.10.18a

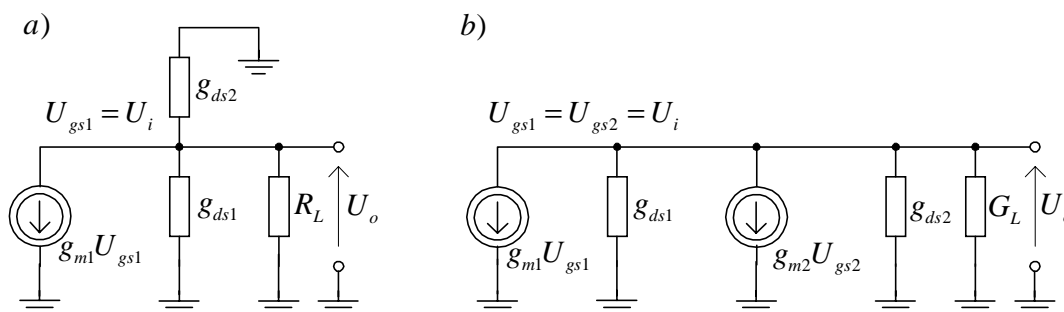
Wzmocnienie napięciowe oraz rezystancja wyjściowa układu wynoszą

$$k_{u0} = \frac{U_o}{U_i} = - \frac{g_{m1}}{g_{m2} + g_{mb2} + g_{ds2} + g_{ds1} + G_L} \approx - \frac{g_{m1}}{g_{m2} + g_{mb2} + G_L} \quad (10.45)$$

$$R_o = \frac{1}{g_{m2} + g_{mb2} + g_{ds2} + g_{ds1}} \approx \frac{1}{g_{m2} + g_{mb2}} \quad (10.46)$$

Układ charakteryzuje się małym wzmocnieniem i dużą konduktancją wyjściową. Ten typ wzmacniacza jest stosowany z uwagi na jego szerokie pasmo i stosunkowo dobrą liniowość charakterystyki przejściowej.

Na rys.10.18b przedstawiono schemat ideowy wzmacniacza OS z obciążeniem aktywnym w postaci źródła stałoprądowego na tranzystorach pMOS z kanałem wzbogaconym, a jego małosygnałowy schemat zastępczy przedstawiono na rys.10.20a.



Rys.10.20. Małosygnałowy schemat zastępczy układu: a) z rys.10.18b, b) z rys.10.18c

Wzmocnienie napięciowe oraz rezystancja wyjściowa układu wynoszą

$$k_{u0} = - \frac{g_{m1}}{g_{ds1} + g_{ds2} + G_L} \quad (10.47)$$

$$R_o = \frac{1}{g_{ds1} + g_{ds2}} \quad (10.48)$$

Przy $G_L = 0$, wzmocnienie układu jest określone stosunkiem transkonduktancji do sumy konduktancji wyjściowych tranzystorów - wzmacniającego i obciążającego. Maksymalne wzmocnienie tego układu jest dużo mniejsze (typowo 10-40 razy) niż jego odpowiednika w technice bipolarnej, dla typowych geometrii tranzystorów i prądów zasilania.

Na rys.10.18c przedstawiono schemat ideowy wzmacniacza w postaci inwertera CMOS. Wzmocnienie napięciowe i rezystancja wyjściowa, wyznaczone w oparciu o schemat zastępczy przedstawiony na rys.10.20b, wynoszą odpowiednio

$$k_{u0} = - \frac{g_{m1} + g_{m2}}{g_{ds1} + g_{ds2} + G_L} \quad (10.49)$$

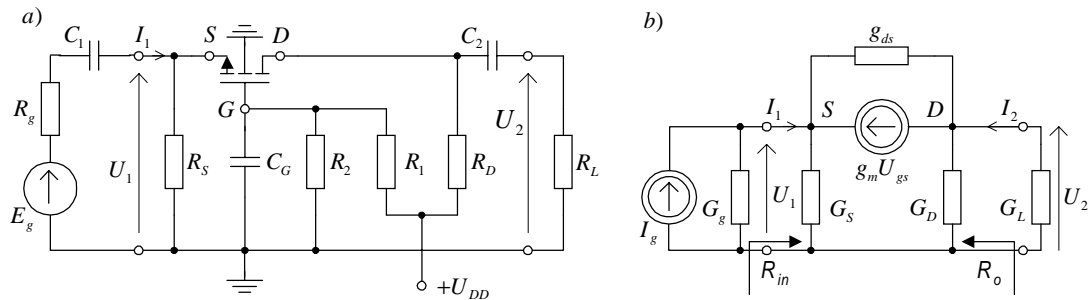
$$R_o = \frac{1}{g_{ds1} + g_{ds2}} \quad (10.50)$$

Układ ten pozwala na uzyskanie dużej amplitudy napięcia wyjściowego oraz charakteryzuje się dość dobrą liniowością. Z tego też względu jest powszechnie stosowany w stopniach końcowych wielostopniowych wzmacniaczy CMOS.

10.4.5. Wzmacniacz w konfiguracji wspólnej bramki

Na rys.10.21a przedstawiono schemat ideowy wzmacniacza w konfiguracji wspólnej bramki (OG) z tranzystorem nMOS z kanałem

wzbogacany, a na rys 10.21b jego małosygnałowy schemat zastępczy dla średnich częstotliwości.



Rys.10.21. Wzmacniacz w konfiguracji wspólnej bramki: a) schemat ideowy, b) schemat zastępczy dla średnich częstotliwości

Ponieważ bramka tranzystora jest uziemiona dla składowej zmiennej, zatem

$$U_{gs} = -U_1 \quad (10.51)$$

Suma prądów w węźle wyjściowym D wynosi

$$U_2(G_D + G_L) + g_m U_{gs} - g_{ds}(U_1 - U_2) = 0 \quad (10.52)$$

Z równań (10.51 - 10.52) otrzymujemy

$$k_{u0} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{g_m + g_{ds}}{G_{Lt} + g_{ds}} \approx g_m R_{Lt} \quad (10.53)$$

gdzie:

$$R_{Lt} = \frac{1}{G_D + G_L} = R_D \parallel R_L$$

Dla węzła wejściowego S suma prądów wynosi

$$I_1 - U_1 G_S - g_m U_1 - g_{ds}(U_1 - U_2) = 0 \quad (10.54)$$

Pomijając prąd płynący przez g_{ds} ($g_m U_1 \gg g_{ds}(U_1 - U_2)$), z równania (10.54) możemy wyznaczyć rezystancję wejściową

$$R_{in} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{1}{G_S + g_m} \quad (10.55)$$

W oparciu o zależności (10.53, 10.55) wyznaczamy skuteczne wzmocnienie napięciowe

$$\begin{aligned} k_{us0} &= k_{u0} \frac{R_{in}}{R_{in} + R_g} = k_{u0} \frac{G_g}{G_{in} + G_g} = \frac{g_m + g_{ds}}{G_{Lt} + g_{ds}} \frac{G_g}{G_g + G_S + g_m} \approx \\ &\approx g_m R_{Lt} \frac{G_g}{G_g + G_S + g_m} \end{aligned} \quad (10.56)$$

Rezystancję wyjściową wyznaczamy na podstawie schematu zastępczego z rys.10.21b, przy $I_g = 0$. Wtedy możemy napisać następujące równanie obwodu

$$\begin{aligned} I_2 &= I_2' + G_D U_2 \\ I_2' &= g_m U_{gs} + g_{ds} (U_2 - U_1) \\ U_{gs} &= -U_1 \\ U_1 &= \frac{I_2'}{G_g + G_S} \end{aligned} \quad (10.57)$$

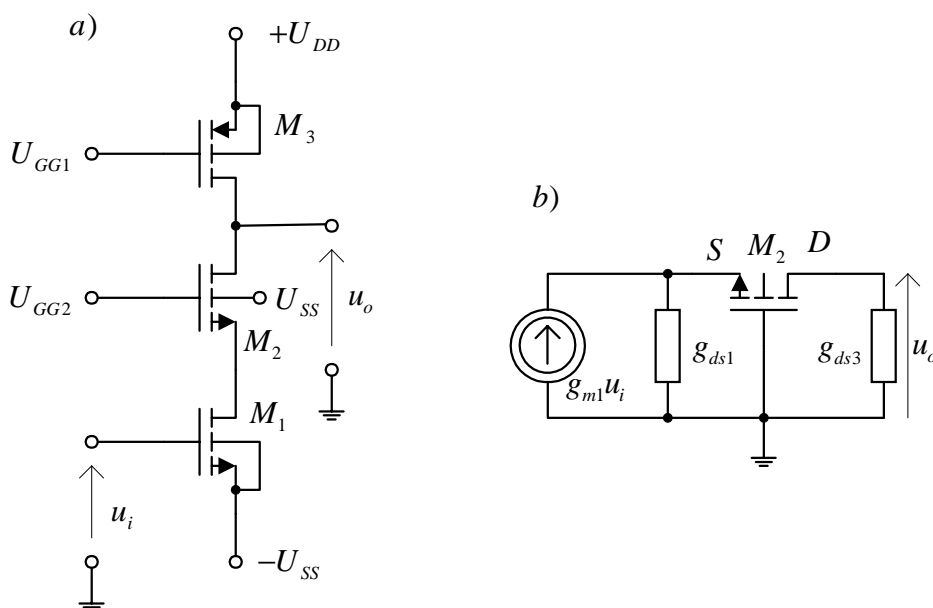
Rozwiązując układ równań (10.57) otrzymujemy

$$\begin{aligned} R_{ot} &= \frac{U_2}{I_2'} = \frac{G_g + G_S + g_{ds} + g_m}{(G_g + G_S)g_{ds}} \\ R_o &= \frac{U_2}{I_2} = R_{ot} \parallel R_D = \\ &= \frac{G_g + G_S + g_{ds} + g_m}{G_D(G_g + G_S + g_{ds} + g_m) + g_{ds}(G_g + G_S)} \approx \frac{1}{G_D} = R_D \end{aligned} \quad (10.58)$$

Na podstawie przeprowadzonej analizy możemy stwierdzić, że wzmacniacz o wspólnej bramce nie odwraca fazy, wzmacnienie jest nieco większe niż wzmacniacza o wspólnym źródle, a jego rezystancja wyjściowa jest mała, bowiem stanowi równoległe połączenie $1/g_m$ i R_S . Wzmacniacz w konfiguracji OG znajduje najczęściej zastosowanie w tzw. układach kaskodowych.

Na rys.10.22a przedstawiono uproszczony schemat ideowy kaskody OS-OG w wersji scalonej. Bramka tranzystora M_2 jest na stałym potencjale U_{GG2} , zatem dla przebiegów zmiennych jest uziemiona i tranzystor M_2 pracuje w konfiguracji OG. Jest on sterowany z wyjścia tranzystora M_1 , pracującego w konfiguracji OS. Obciążeniem stopnia OG jest źródło prądowe zrealizowane na tranzystorze M_3 z kanałem typu p. Tranzystor M_3 pracuje w obszarze nasycenia, przy stałym napięciu $U_{GS} = U_{GG1} - U_{DD}$.

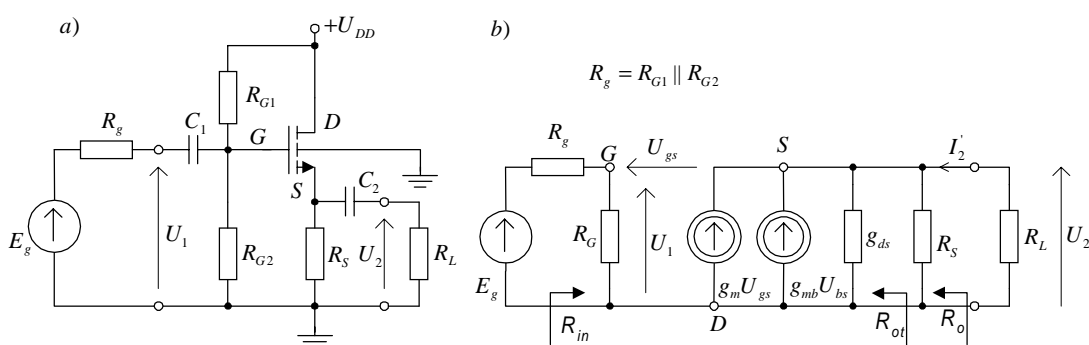
Schemat zmiennoprądowy stopnia OG przedstawiono na rys.10.22b. Stanowi on uproszczenie rozważanego wcześniej układu z rys.10.21 przy ($R_S = \infty$, $G_{Lt} = g_{ds3}$, $E_g = g_{m1}U_1$, $C_g = g_{ds1}$).



Rys.10.22. Kaskoda OS-OG: a) schemat ideowy, b) schemat zmiennoprądowy stopnia OG

10.4.6. Wzmacniacz w konfiguracji wspólnego drenu - wtórnik źródłowy

Schemat ideowy układu w konfiguracji wspólnego drenu przedstawiono na rys.10.23a, a jego schemat zastępczy dla średnich częstotliwości na rys.10.23b.



Rys.10.23. Wzmacniacz w konfiguracji wspólnego drenu: a) schemat ideowy, b) schemat zastępczy

Ponieważ potencjał źródła zmienia się względem podłoża, dlatego w tranzystorze występuje efekt podłoża, co uwzględnia źródło sterowane $g_m U_{bs}$ w schemacie zastępczym.

Korzystając z równań Kirchhoffa w układzie na rys.10.23

$$\begin{aligned}
U_{gs} &= U_1 - U_2 \\
U_{bs} &= -U_2 \\
U_1 &= E_g \frac{R_G}{R_g + R_G} \\
U_2 &= \frac{g_m U_{gs} + g_{mb} U_{bs}}{g_{ds} + G_S + G_L} = (g_m U_{gs} + g_{mb} U_{bs}) R_{Lt}' \\
g_{ds} + G_S + G_L &= g_{ds} + G_{Lt} = G_{Lt}'
\end{aligned} \tag{10.59}$$

otrzymujemy

$$k_{u0} = \frac{g_m}{g_m + g_{mb} + G_{Lt}'} \approx \frac{g_m}{g_m + g_{mb} + G_{Lt}} \approx \frac{g_m}{g_m + G_{Lt}} \tag{10.60}$$

Ostatnie przybliżenie jest słuszne, gdy $g_m \gg g_{mb}$.

Jak wynika ze wzoru (10.60), wtórnik źródłowy nie odwraca fazy napięcia wejściowego. Jego wzmocnienie k_{u0} jest mniejsze od jedności i to nawet znacząco, ze względu na wpływ transkonduktancji podłoża g_{mb} i konduktancji obciążenia G_{Lt} .

Rezystancja wejściowa układu determinowana jest obwodem polaryzacji

$$R_{in} = R_G \tag{10.61}$$

Skuteczne wzmocnienie napięciowe wynosi

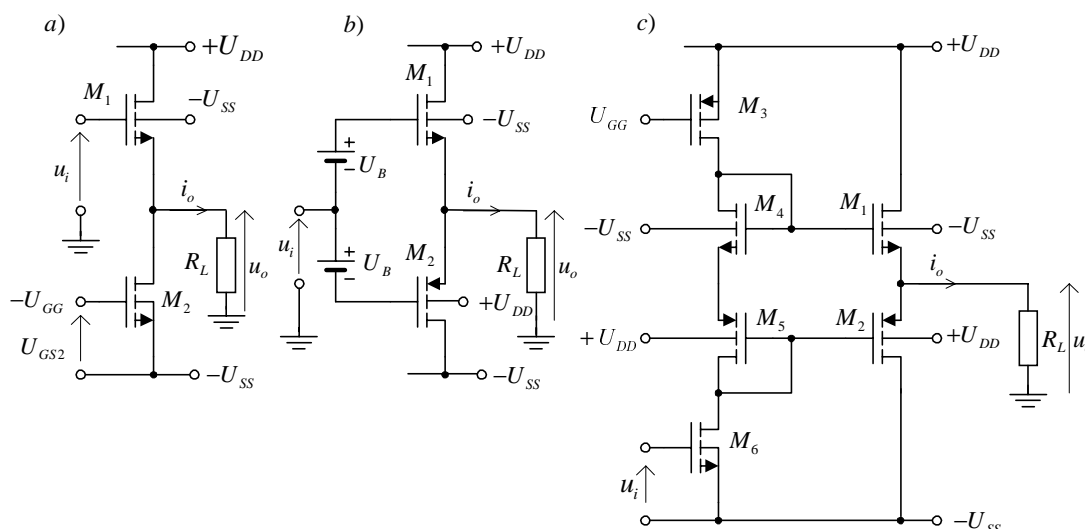
$$k_{us0} = k_{u0} \frac{R_G}{R_g + R_G} \approx \frac{g_m}{g_m + g_{mb} + G_{Lt}} \frac{R_G}{R_g + R_G} \tag{10.62}$$

Rezystancję wyjściową układu otrzymujemy ze schematu zastępczego, przy $E_g = 0$. Wtedy $U_{gs} = -U_2$ i obydwa sterowane źródła prądowe: $-g_m U_2$ oraz $-g_{mb} U_2$ na których napięcie jest równe U_2 , zmieniają się w konduktancje odpowiednio g_m , g_{mb} .

$$\begin{aligned}
R_o &= \frac{U_2}{I_2'} = \frac{1}{g_m + g_{mb} + g_{ds} + G_S} \approx \frac{1}{g_m + g_{mb} + G_S} \approx \\
&\approx \frac{1}{g_m + G_S} \cong \frac{R_S}{1 + g_m R_S}
\end{aligned} \tag{10.63}$$

Wtórnik źródłowy posiada bardzo dużą rezystancję wejściową, równą rezystancji dzielnika polaryzującego, oraz stosunkowo małą rezystancję wyjściową, równą w przybliżeniu równoległemu połączeniu rezystancji R_S i $1/g_m$.

Na rys.10.24a przedstawiono schemat ideowy rozważanego wtórnika źródłowego w wersji scalonej, w którym w miejsce rezystora R_S zastosowano obciążenie aktywne w postaci źródła prądowego.



Rys.10.24. Wtórnik źródłowy w wersji scalonej: a) zastąpienie rezystancji R_s źródłem prądowym, b) schemat ideowy symetrycznego wtórnik źródłowego, c) praktyczna realizacja układu z rys.10.24b

Rolę źródła prądowego spełnia tranzystor M_2 pracujący w obszarze nasycenia i posiadający stałe napięcie $U_{GS} = |U_{SS}| - |U_{GG}|$.

Na rys.10.24b przedstawiono symetryczny wtórnik źródłowy na tranzystorach M_1 z kanałem typu n i M_2 z kanałem typu p. Ze względu na napięcie progowe przewodzenia tranzystorów, wynoszące odpowiednio U_{Tn} i U_{Tp} konieczna jest wstępna polaryzacja bramek napięciem $2U_B \geq U_{Tn} + |U_{Tp}|$. Układ ten stanowi odpowiednik symetrycznego wtórnik emiterowego opisanego w rozdz. 10.4.3. Praktyczną implementację schematu ideowego z rys.10.24b przedstawiono na rys.10.24c.

10.5. WŁAŚCIWOŚCI WZMACNIACZY W ZAKRESIE DUŻYCH CZĘSTOTLIWOŚCI

10.5.1. Wzmacniacz w konfiguracji wspólnego emitera i wspólnego źródła

Jak już pokazano wcześniej na rys.10.9, wzmocnienie wzmacniacza maleje w zakresie dużych częstotliwości. Rozważmy najpierw wzmacniacz w konfiguracji wspólnego emitera, w którym opadanie charakterystyki amplitudowej w zakresie dużych częstotliwości spowodowane jest spadkiem wzmocnienia tranzystora

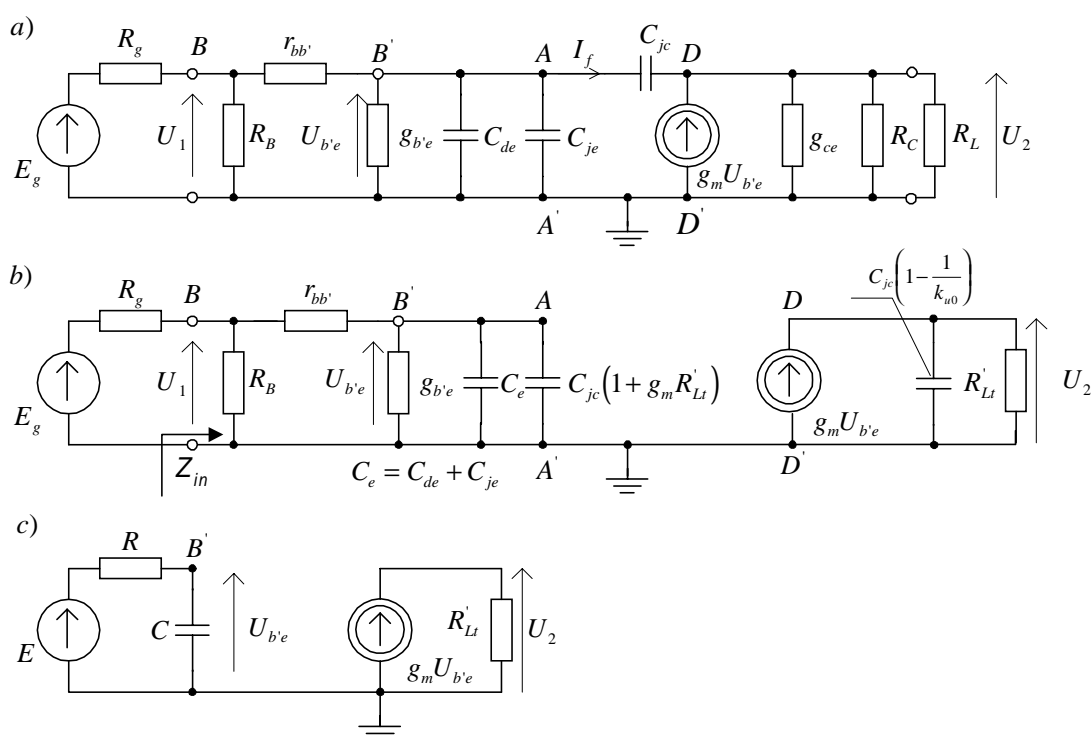
oraz istnieniem pojemności złączowych i różnych pojemności rozproszonych między elementami układu.

Schemat zastępczy wzmacniacza OE dla zakresu dużych częstotliwości przedstawiono na rys.10.25a.

Częstotliwości graniczne tranzystora są związane z elementami schematu zastępczego z rys.10.25a następującymi zależnościami

$$\omega_\beta = 2\pi f_\beta = \frac{g_{b'e}}{C_{de} + C_{je} + C_{je}} \quad (10.64)$$

$$\omega_T = 2\pi f_T = \frac{\alpha_0 g_{eb'}}{C_{de} + C_{je} + C_{je}} \quad (10.65)$$



Rys.10.25. a) Schemat zastępczy wzmacniacza OE w zakresie dużych częstotliwości, b) unilateralny schemat zastępczy wzmacniacza w zakresie dużych częstotliwości, c) przekształcony obwód dla wyznaczania charakterystyki częstotliwościowej

Schemat zastępczy z rys.10.25a można przekształcić do łatwiejszego do analizy, tzw. unilateralnego schematy zastępczego (rys.10.25b), w którym pojemność C_{jc} sprzęgająca obwód wyjściowy (kolektor) z obwodem wejściowym (bazą) jest zastąpiona odpowiednimi pojemnościami włączonymi równolegle do $g_{b'e}$ i do R_L' . Wielkość tych pojemności wyznaczamy z warunku, aby admitancje widziane z zacisków $A-A'$ i $D-D'$ były jednakowe dla obydwu schematów zastępczych. Admitancja widziana na prawo od zacisków $A-A'$ wynosi:

$$y = \frac{I_f}{U_{b'e}} = \frac{j\omega C_{jc}(U_{b'e} - U_2)}{U_{b'e}} \approx j\omega C_{jc}(1 - k_{u0}) \quad (10.66)$$

gdzie: $k_{u0} = -g_m R'_{Lt} \approx -g_m R_{Lt}$ jest wzmocnieniem napięciowym. Zatem w unilateralnym schemacie zastępczym, równolegle do $g_{b'e}$ należy dołączyć równoważną pojemność o wartości $C_{jc}(1 + g_m R'_{Lt})$.

Zjawisko zwielokrotniania pojemności (ogólnie - każdej admitancji) między wejściem i wyjściem wzmacniacza, w stosunku zależnym od jego wzmocnienia napięciowego, jest nazywane efektem Millera. Admitancja widziana na lewo od zacisków $D - D'$ wynosi

$$y_0 = \frac{-I_f}{U_2} = \frac{-j\omega C_{jc}(U_{b'e} - U_2)}{U_2} \approx j\omega C_{jc}(1 - \frac{1}{k_{u0}}) \approx j\omega C_{jc} \quad (10.67)$$

W unilateralnym schemacie zastępczym, równolegle do R'_{Lt} należy dołączyć pojemność o wartości $C_{jc}(1 - 1/k_{u0}) \approx C_{jc}$. Ponieważ $\omega C_{jc} \ll R_{Lt}$, to w dalszych rozważaniach zostanie ona pominięta.

Wykorzystując twierdzenie Thevenina, bardzo łatwo możemy przekształcić unilateralny schemat zastępczy z rys.10.25b do prostszej postaci przedstawionej na rys.10.25c [3], w której

$$E = \frac{1}{1 + r_{bb'} g_{b'e}} \frac{R_{in}}{R_g + R_{in}} E_g \quad (10.68)$$

$$R = \frac{r_{bb'} + R'_g}{1 + g_{b'e}(r_{bb'} + R'_g)} \quad (10.69)$$

$$C = C_{de} + C_{je} + C_{jc}(1 + g_m R'_{Lt}) \quad (10.70)$$

przy czym

$$R_{in} = R_B \parallel (r_{bb'} + 1/g_{b'e})$$

$$R'_g = R_B \parallel R_g$$

Schemat zastępczy z rys.10.25c pozwala na bezpośrednie wyznaczenie wzmocnienia w zakresie dużych częstotliwości

$$U_2(j\omega) = \frac{-g_m R'_{Lt}}{1 + j\omega RC} E \quad (10.71)$$

Wykorzystując zależności (10.68 – 10.71), otrzymujemy

$$k_{us}(j\omega) = \frac{-g_m R'_{Lt}}{1 + r_{bb'} g_{b'e}} \frac{R_{in}}{R_g + R_{in}} \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{k_{us0}}{1 + j\omega / \omega_g} \quad (10.72)$$

gdzie:

$\omega_g = 1 / RC$ jest górną pulsacją graniczną wzmacniacza,

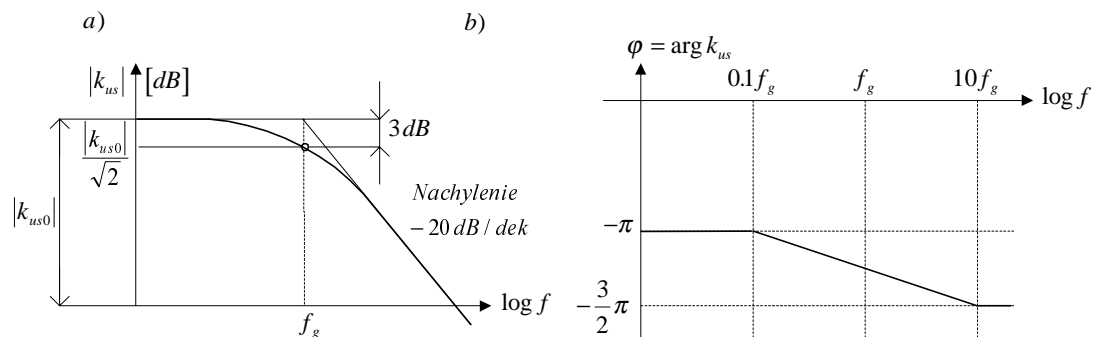
$k_{us0} = \frac{-g_m R'_{Lt}}{1 + r_{bb'} g_{b'e}} \frac{R_{in}}{R_g + R_{in}}$ jest skutecznym wzmocnieniem napięciowym

w zakresie średnich częstotliwości i zostało również wyznaczone wcześniej (wzór 10.22). Po podstawieniu zależności (10.69, 10.70) do wyrażenia określającego ω_g , oraz wykorzystaniu zależności (10.64, 10.65), otrzymujemy

$$\begin{aligned} f_g &= \frac{1}{2\pi RC} = \frac{g_{b'e} + \frac{1}{r_{bb'} + R'_g}}{2\pi [C_{de} + C_{je} + C_{jc}(1 + g_m R'_{Lt})]} = \\ &= \frac{f_\beta}{1 + \omega_T R'_{Lt} C_{jc}} \left(1 + \frac{1}{g_{b'e}(r_{bb'} + R'_g)} \right) \end{aligned} \quad (10.73)$$

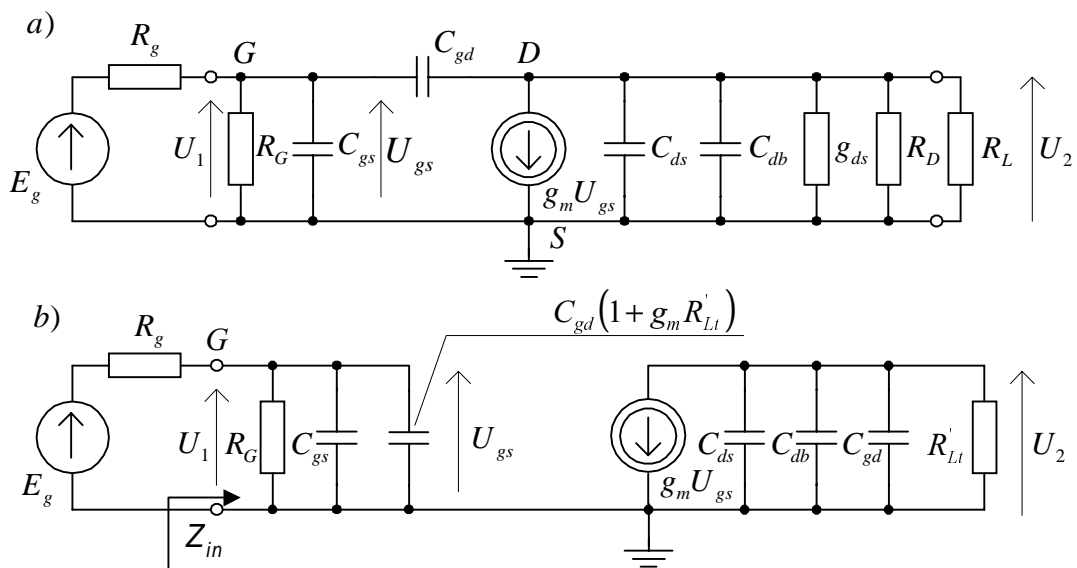
Jak wynika z zależności (10.73), zwiększenie rezystancji generatora, jak i rezystancji obciążenia powoduje zmniejszenie górnej częstotliwości granicznej. W przypadku $R'_{Lt} = 0$ i $R_g \rightarrow \infty$ otrzymujemy $f_g = f_\beta$, co jest zgodne z definicją warunków pomiaru f_β .

Wzór (10.73) określa częstotliwość przy której moduł transmitancji $k_{us}(j\omega)$ maleje do wartości $k_{us0} / \sqrt{2}$, tj. o -3 dB w skali logarytmicznej. Na rys.10.26, w oparciu o zależność (10.72), przedstawiono logarytmiczne wykresy modułu i fazy skutecznego wzmocnienia napięciowego w zakresie dużych częstotliwości.



Rys.10.26. Logarytmiczne charakterystyki modułu (a) i fazy (b) skutecznego wzmocnienia napięciowego.

Podobne rozważania mogą być przeprowadzone dla wzmacniacza w konfiguracji wspólnego źródła. Schemat zastępczy wzmacniacza OS dla dużych częstotliwości został przedstawiony na rys.10.27a. Może on być przekształcony do postaci unilateralnej w identyczny sposób jak to miało miejsce w przypadku wzmacniacza OE. W wyniku efektu Millera pojemność C_{gd} , sprzęgająca wyjście z wejściem wzmacniacza, została zastąpiona równoważną pojemnością $C_{gd}(1 + g_m R'_{Lt})$ na wejściu (rys.10.27b).



Rys.10.27. Schemat zastępczy wzmacniacza OS dla dużych częstotliwości (a), unilateralny schemat zastępczy dla dużych częstotliwości (b).

Jeżeli założymy, że $\omega(C_{ds} + C_{db} + C_{dg}) \ll G'_{Lt}$, to wszystkie zależności wyprowadzone dla tranzystora bipolarnego mogą być wykorzystane dla wzmacniacza OS, przy podstawieniu $r_{bb'} = 0$, $g_{b'e} = 0$.

W tym przypadku górna częstotliwość graniczna wzmacniacza wynosi

$$f_g = \frac{1}{2\pi R'_g C_{in}} \quad (10.74)$$

gdzie:

$$C_{in} = C_{gs} + C_{gd}(1 + g_m R'_{Lt})$$

$$R'_g = R_g \parallel R_G \approx R_g$$

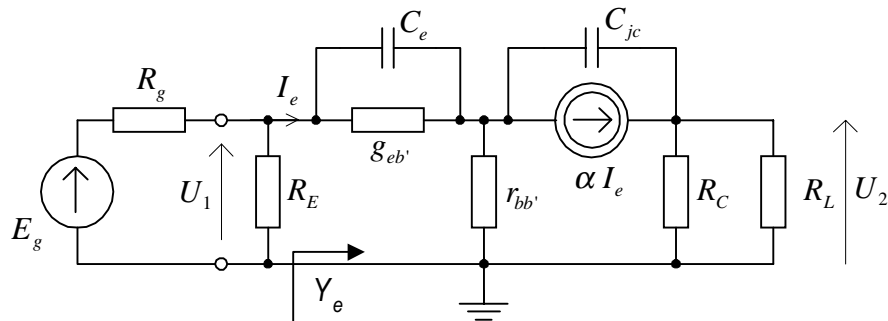
W przypadku sterowania napięciowego, gdy $R_g = 0$, górną częstotliwość graniczną wyznacza stała czasowa obwodu wyjściowego

$$f_{gu} = \frac{1}{2\pi R'_{Lt}(C_{ds} + C_{gd} + C_{db} + C_L)} \quad (10.75)$$

gdzie C_L oznacza pojemność obciążenia, nie uwzględnioną na schemacie zastępczym.

10.5.2. Wzmacniacz w konfiguracji wspólnej bazy i wspólnej bramki.

Właściwości wzmacniaczy OB i OG w zakresie dużych częstotliwości rozpatrzmy tylko jakościowo na przykładzie wzmacniacza w konfiguracji wspólnej bazy. Schemat zastępczy wzmacniacza dla dużych częstotliwości przedstawiono na rys.10.28.



Rys.10.28. Schemat zastępczy wzmacniacza OB dla dużych częstotliwości.

Zakładając, że $r_{bb'} = 0$, admitancja wejściowa Y_e układu wynosi

$$Y_e = g_{eb'} + j\omega(C_{de} + C_{je}) = g_{eb'} \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_\alpha} \right) \quad (10.76)$$

przy czym:

$$\alpha = \alpha_0 \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_\alpha}}$$

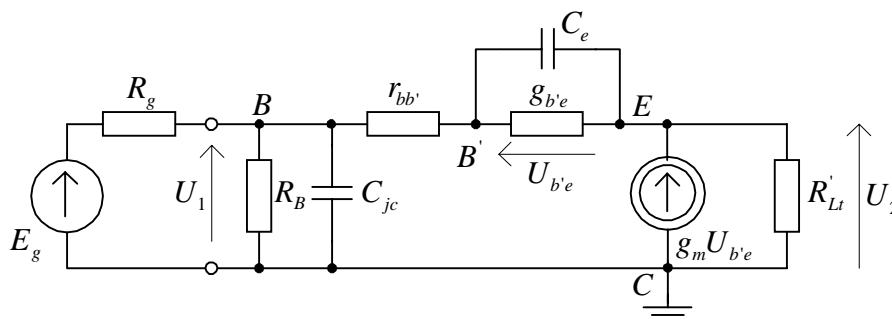
W układzie nie występuje efekt Millera (przy $r_{bb'}$ pojemność C_{jc} jest dołączona do masy). Stała czasowa obwodu wejściowego jest bardzo mała ($r_{eb'}C_e$) i najczęściej górna częstotliwość graniczna wzmacniacza zależy od stałej czasowej obwodu wyjściowego $R_{Lt}C_{jc}$.

Wzmacniacze OB i OG stosuje się przede wszystkim w układach szerokopasmowych i w układach wielkiej częstotliwości.

10.5.3. Wzmacniacz w konfiguracji wspólnego kolektora i wspólnego drenu

Ponieważ rezystancje wyjściowe wtórników: emiterowego i źródłowego są małe, a rezystancje wejściowe są bardzo duże, dlatego należy spodziewać się, że właściwości częstotliwościowe tych układów w zakresie dużych częstotliwości będą zależeć głównie od parametrów tranzystorów i rezystancji źródła, a w znacznie mniejszym stopniu od rezystancji obciążenia.

Rozważmy dla przykładu schemat zastępczy wtórnika emiterowego dla dużych częstotliwości (rys.10.29), który został utworzony w oparciu o schemat zastępczy dla średnich częstotliwości z rys.10.13c, uzupełniony pojemnościami wewnętrznymi.



Rys.10.29. Schemat zastępczy wtórnika emiterowego w zakresie dużych częstotliwości

Ze schematu zastępczego można wyznaczyć skuteczne wzmocnienie napięciowe, które jest wyrażone funkcją zawierającą jedno zero i dwa bieguny. Jeden z tych elementów jest dominujący i skuteczne wzmocnienie napięciowe można sprowadzić do jednobiegunowej transmitancji w postaci

$$k_{us} = k_{us0} \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_g}} \quad (10.77)$$

Zazwyczaj spełnione są następujące zależności w układzie

$$\begin{aligned} r_{b'e} + (\beta_0 + 1)R_{Lt} &\gg R'_g \\ (\beta_0 + 1)R_{Lt} &\gg r_{b'e} \end{aligned}$$

gdzie $R'_g = R_g \parallel R_B$ i w tym przypadku trzydecybelowa górna pulsacja graniczna wtórnika emiterowego określona jest zależnością

$$\omega_g \approx \frac{1}{R_g' \left(C_e + \frac{C_e}{g_m R_{Lt}} \right)} \quad (10.78)$$

Górna częstotliwość graniczna wtórnika emiterowego jest znacznie większa niż wzmacniacza w konfiguracji OE z takimi samymi rezystancjami źródła sterującego i obciążenia.

Podobny wniosek dotyczy również wtórnika źródłowego.

10.6. CHARAKTERYSTYKI CZĘSTOTLIWOŚCIOWE WZMACNIA - CZY RC W ZAKRESIE MAŁYCH CZĘSTOTLIWOŚCI

Nasze rozważania ograniczymy do bardzo pobieżnego rozpatrzenia przebiegu charakterystyk częstotliwościowych wzmacniacza w konfiguracji OE w zakresie małych częstotliwości.

Spadek wzmocnienia przy małych częstotliwościach jest skutkiem wzrostu reaktancji kondensatorów C_1 , C_2 i C_E .

Najczęściej wpływy tych kondensatorów na przebieg charakterystyk częstotliwościowych bada się oddzielnie, tj. wyznacza się dolne częstotliwości graniczne wzmacniacza f_1 , f_2 , f_3 przy oddzielnym uwzględnieniu każdego z kondensatorów C_1 , C_2 i C_E (gdy analizuje się wpływ jednego z kondensatorów, to pozostałe są zwarte).

Z pewnym przybliżeniem, dolną częstotliwość wzmacniacza wyznacza się z zależności

$$f_d \approx \sqrt{f_1^2 + f_2^2 + f_3^2} \quad (10.79)$$

Częstotliwości graniczne f_1 , f_2 , f_3 można wyznaczyć kolejno ze schematów zastępczych, przedstawionych na rys.10.30.

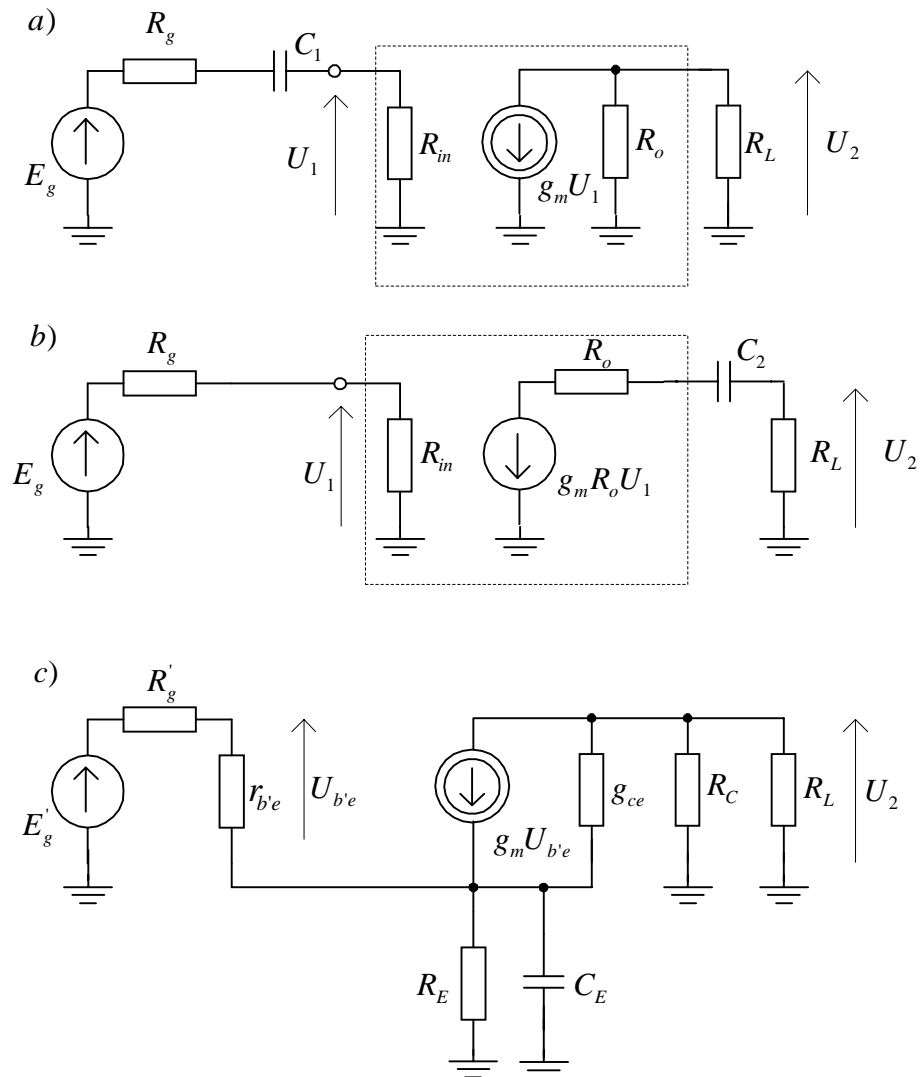
Dla układu z rys.10.30a skuteczne wzmocnienie napięciowe określone jest zależnością

$$k_{us}(j\omega) = \frac{U_2}{E_g} = k_{us0} \frac{j\omega \tau_1}{1 + j\omega \tau_1} \quad (10.80)$$

przy czym $\tau_1 = C_1(R_{in} + R_g)$, a k_{us0} jest skutecznym wzmocnieniem napięciowym dla średnich częstotliwości (zależność 10.22).

Częstotliwość graniczna f_1 wynosi

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \tau_1} = \frac{1}{2\pi C_1(R_{in} + R_g)} \quad (10.81)$$



Rys.10.30. Schematy zastępcze dla zakresu małych częstotliwości:

a) C_2 i C_E zwarte, a) C_1 i C_E zwarte, a) C_1 i C_2 zwarte,

Podobną zależność otrzymujemy dla układu z rys.10.30b, przy czym $\tau_2 = C_2(R_o + R_L)$ jest stałą czasową obwodu wyjściowego.

Zatem częstotliwość graniczna f_2 jest równa

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\tau_2} = \frac{1}{2\pi C_2(R_o + R_L)} \quad (10.82)$$

Wpływ pojemności C_E ma inny charakter niż pojemności C_1 i C_2 , ponieważ impedancja $Z_E = R_E \parallel 1/j\omega C$ nie rośnie do nieskończoności dla $f_1 \rightarrow 0$, lecz osiąga wartość R_E . Z tego powodu wzmocnienie układu z rys.10.30c nie dąży do zera, lecz osiąga pewną ustaloną wartość, zależną od rezystancji R_E .

Skuteczne wzmocnienie napięciowe, wyznaczone ze schematu zastępczego z rys.10.39c, przy pominięciu g_{ce} , określone jest zależnością

$$k_{us}(j\omega) = k_{us0} \frac{1 + \frac{\omega_E}{j\omega}}{1 + \frac{\omega_3}{j\omega}} \quad (10.83)$$

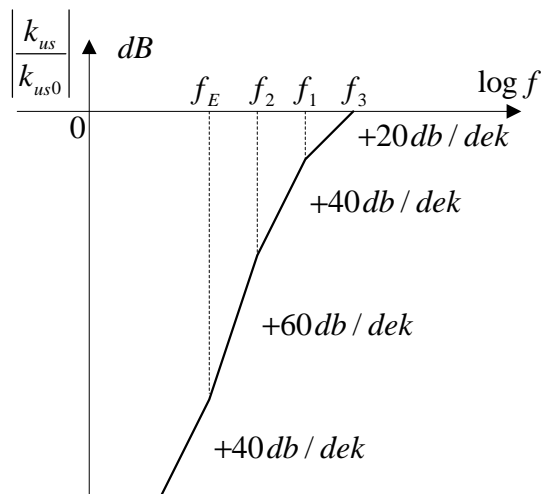
przy czym:

$$\omega_E = \frac{1}{R_E C_E} \quad (10.84)$$

$$\omega_3 = \omega_E \left(\frac{(\beta_0 + 1)R_E}{R_g' + r_{b'e}} + 1 \right) \approx \frac{\beta_0}{C_E (R_g' + r_{b'e})}$$

Jak wynika ze wzoru (10.84) częstotliwość graniczna f_3 zależy nie od stałej czasowej $R_E C_E$ lecz od znacznie mniejszego iloczynu C_E i rezystancji wyjściowej tranzystora od strony emitera $(R_g' + r_{b'e}) / \beta_0$.

Na rys.10.31 przedstawiono asymptotyczną charakterystykę amplitudową w zakresie małych częstotliwości.



Rys.10.31. Charakterystyka amplitudowa w zakresie małych częstotliwości.