

9

UKŁADY ZASILANIA TRANZYSTORÓW

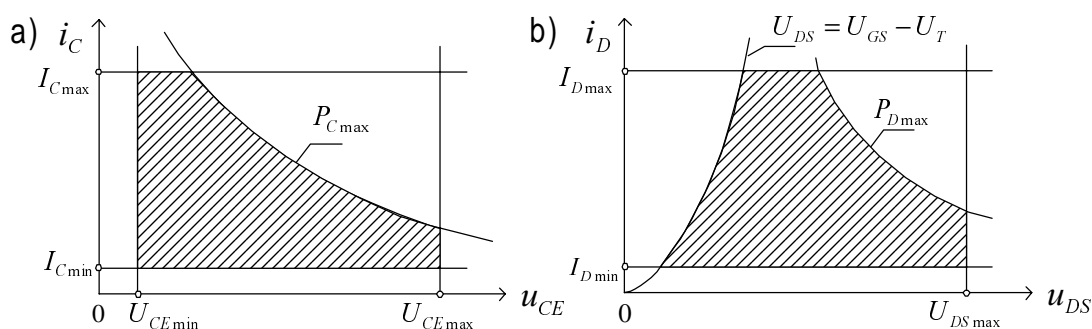
9.1. WYBÓR PUNKTU PRACY TRANZYSTORA

Przez wybór punktu pracy elementu aktywnego należy rozumieć wybór punktu na jego charakterystyce prądowo-napięciowej lub w polu rodziny charakterystyk, np. kolektorowych lub drenowych.

Jak wynika z opisu wielkosygnałowych modeli tranzystorów bipolarnych i unipolarnych, opisanych odpowiednio w rozdz. 4.2 oraz 5.2, dla jednoznacznego określenia punktu pracy tranzystora konieczne jest podanie dwóch wielkości, spośród napięć i prądów opisujących rodziny jego charakterystyk statycznych. W przypadku tranzystora bipolarnego wielkościami tymi są najczęściej prąd kolektora I_C i napięcie kolektor - emiter U_{CE} lub napięcie baza - emiter U_{BE} . W przypadku tranzystora unipolarnego są to: prąd drenu I_D i napięcie dren - źródło U_{DS} lub napięcie bramka - źródło U_{GS} .

Dobór punktu pracy w znacznym stopniu zależy od przeznaczenia i warunków pracy układu. Pod uwagę należy wziąć czynniki związane ze strukturą układu, stawianymi przed nim wymaganiami technicznymi oraz rodzajem użytych tranzystorów.

Punkt pracy powinien leżeć w obszarze, w którym tranzystory wykazują liniowe właściwości wzmacniające. Dla tranzystorów bipolarnych jest to obszar pracy aktywnej przy polaryzacji normalnej, dla tranzystorów unipolarnych obszar nasycenia.



Rys.9.1. Dopuszczalne obszary wyboru punktu pracy w polu charakterystyk wyjściowych: a) tranzystora bipolarnego, b) tranzystora unipolarnego

Dla każdego tranzystora można wyznaczyć w polu jego charakterystyk wyjściowych *dopuszczalny obszar pracy*, poza który nie

powinien wychodzić *chwilowy punkt pracy* wyznaczony chwilowymi wartościami prądu i napięcia.

Jak pokazano na rys.9.1a, obszar ten dla tranzystora bipolarnego ograniczają linie:

- minimalnego prądu kolektora I_{Cmin} , poniżej którego tranzystor wchodzi w stan odcięcia (wystąpią wtedy duże zniekształcenia nieliniowe),
- maksymalnego prądu kolektora I_{Cmax} , powyżej którego pojawiają się zniekształcenia związane ze zmniejszaniem wzmocnienia prądowego β_0 przy dużych prądach,
- minimalnego napięcia $U_{CEmin} = U_{CEsat}$ (wchodzenie w zakres nasycenia wiąże się z dużymi zniekształceniami nieliniowymi),
- maksymalnego napięcia U_{CEmax} (ograniczenie wynikające ze zjawiska powielania lawinowego lub zjawiska Zenera),
- maksymalnej mocy strat P_{Cmax} , wynikającej z możliwości rozproszenia średniej mocy wydzielonej w tranzystorze i maksymalnej temperatury struktury tranzystora.

Podobny obszar w polu charakterystyk wyjściowych tranzystora polowego $i_D = f(u_{DS})$ przedstawiono na rys.9.1b.

Ograniczają go linie:

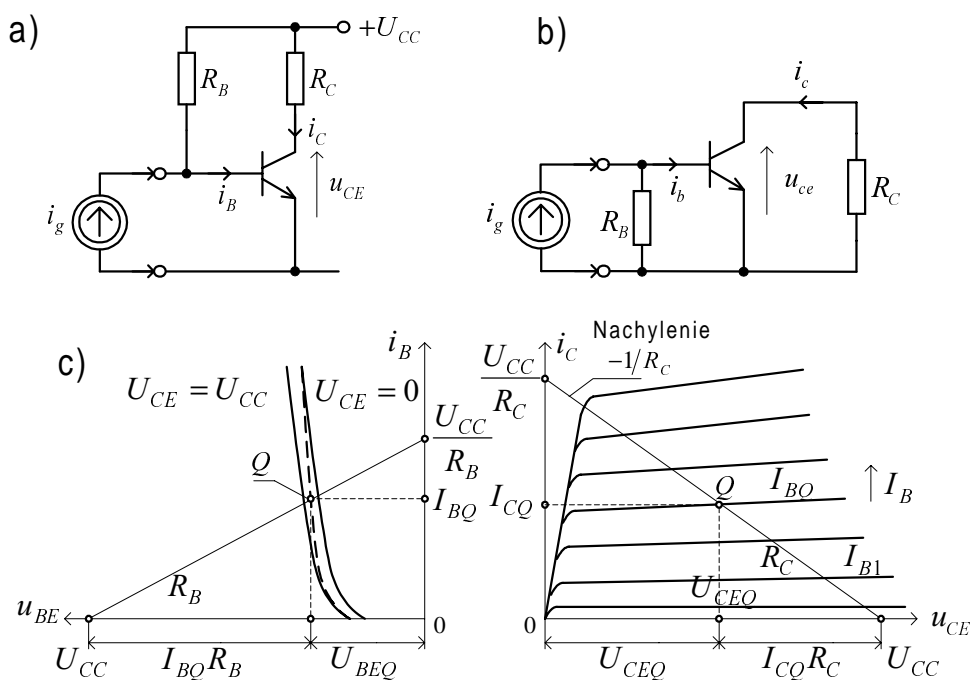
- parabola $U_{DS} = U_{GS} - U_T$ rozgraniczająca obszar liniowy (triodowy) od obszaru nasycenia (tylko w obszarze nasycenia tranzystor charakteryzuje się liniowymi właściwościami wzmacniającymi),
- minimalnego prądu drenu I_{Dmin} , poniżej którego tranzystor wchodzi w stan odcięcia (co wiąże się z dużymi zniekształceniami nieliniowymi),
- maksymalnego prądu drenu I_{Dmax} , powyżej którego wystąpią zniekształcenia nieliniowe spowodowane różnym nachyleniem charakterystyk wyjściowych (różną konduktancją wyjściową tranzystora),
- maksymalnego napięcia U_{DSmax} (ograniczenie wynikające z powielania lawinowego nośników w słabo domieszkowanym obszarze podłoża),
- maksymalnej mocy strat P_{Dmax} , wynikającej z możliwości rozproszenia średniej mocy wydzielonej w tranzystorze.

Od wybranego punktu pracy tranzystora zależą prawie wszystkie parametry tranzystora, przy czym zależność ta jest niekiedy bardzo silna. Najczęściej nie jest możliwe uzyskanie dla wybranego punktu pracy wszystkich parametrów zmiennoprądowych o optymalnych wartościach dla zapewnienia stawianych wymagań projektowych takich jak:

wielkość wzmocnienia, impedancja wejściowa i wyjściowa, szумы, pasmo przenoszenia, zniekształcenia nieliniowe, moc wyjściowa itp. Na ogół wybór punktu pracy jest kompromisem pomiędzy rozbieżnymi wymaganiami, który najlepiej jest dokonać indywidualnie dla projektowanego układu.

9.2. STATYCZNE I DYNAMICZNE PROSTE ROBOCZE UKŁADÓW WZMACNIAJĄCYCH

Na rys.9.2a przedstawiono schemat ideowy wzmacniacza w konfiguracji wspólnego emitera, w którym zastosowano najprostszy z możliwych sposobów zasilania tranzystora, przy wykorzystaniu jednego źródła zasilającego i rezystorów (tzw. układ zasilania ze stałym prądem bazy).



Rys.9.2. Prosty przykład układu zasilania tranzystora bipolarnego: a) schemat ideowy, b) schemat zmiennoprądowy, c) graficzne wyznaczenie punktu pracy

Dla układu z rys.9.2a, przy odłączonym od wejścia zmiennoprądowym źródle i_g , możemy zapisać następujące równania Kirchhoffa

$$U_{CC} = i_C R_C + u_{CE} \quad (9.1)$$

$$U_{CC} = i_B R_B + u_{BE} \quad (9.2)$$

przy czym występujące w powyższych równaniach wartości chwilowe prądów i napięć oznaczają wartości stałoprądowe w punkcie pracy.

Układ równań (9.1, 9.2) możemy rozwiązać graficznie, jak to pokazano na rys.9.1c.

Równanie (9.1) jest równaniem tzw. *statycznej prostej roboczej* w polu charakterystyk wyjściowych $i_c = f(u_{ce})$ tranzystora, przechodzącej przez punkt pracy I_{CQ} , U_{CEQ} i przecinającej oś i_c w punkcie U_{CC}/R_C oraz oś u_{ce} w punkcie U_{CC} .

W punkcie pracy spełniona jest relacja

$$U_{CC} = U_{CEQ} + I_{CQ}R_C \quad (9.3)$$

Jeżeli do wejścia układu zostanie dołączone zmiennoprądowe źródło prądu i_g , to układ równań Kirchhoffa (9.1-9.2) obowiązuje dla chwilowych wartości napięć i prądów tranzystora

$$U_{CC} = i_c R_C + u_{ce} \quad (9.4)$$

$$U_{CC} = (i_B - i_g)R_B + u_{BE} \quad (9.5)$$

przy czym chwilowe wartości napięć i prądów są wynikiem nałożenia składowych zmiennych napięć i prądów na składowe stałe określające punkt pracy tranzystora

$$i_B = I_{BQ} + i_b \quad (9.6)$$

$$\left. \begin{aligned} i_c &= I_{CQ} + i_c \\ u_{ce} &= U_{CEQ} + u_{ce} \end{aligned} \right\} \quad (9.7)$$

Na rys.9.2b przedstawiono równoważny schemat zmiennoprądowy rozpatrywanego układu, w którym dla składowych zmiennych obowiązują zależności

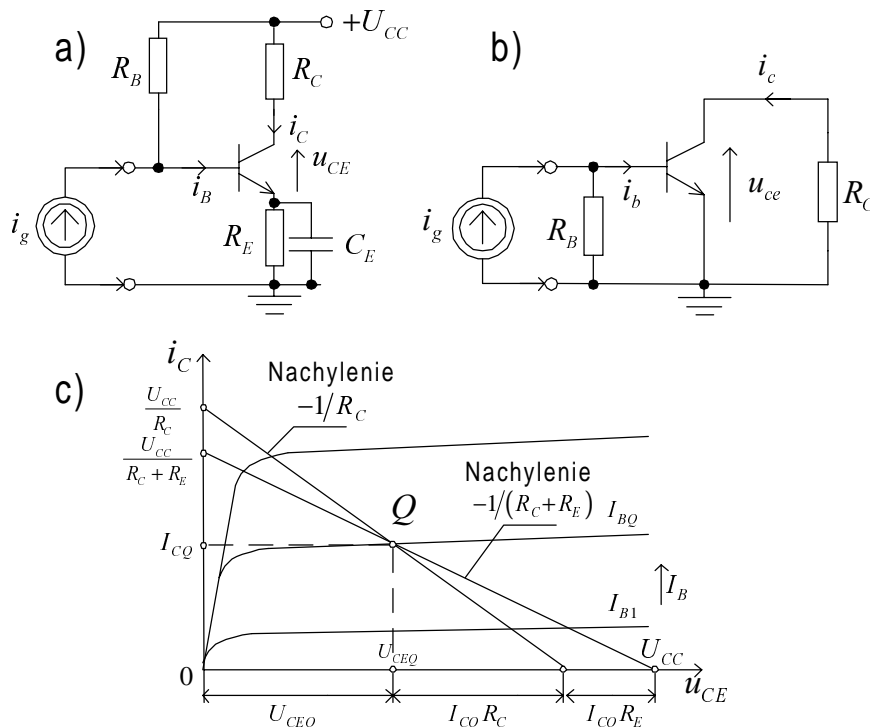
$$u_{ce} = -i_c R_C \quad (9.8)$$

Podstawiając zależności (9.7) do równania (9.8), otrzymujemy

$$i_c - \frac{1}{R_C} u_{ce} + I_{CQ} + \frac{U_{CEQ}}{R_C} \quad (9.9)$$

Równanie (9.9) przedstawia tzw. *dynamiczną prostą roboczą* w polu charakterystyk wyjściowych tranzystora, która przechodzi przez punkt pracy, a jej nachylenie $-1/R_C$ odpowiada wypadkowej rezystancji w obwodzie wyjściowym tranzystora dla składowej zmiennej. W rozważanym przypadku obie proste robocze: statyczna i dynamiczna pokrywają się.

Aby jednak pokazać różnicę pomiędzy statyczną a dynamiczną prostą roboczą, rozważmy nieco inny układ przedstawiony na rys.9.3a. W układzie tym w obwodzie emitera jest włączona rezystancja R_E zbocznikowana pojemnością C_E tak dobrana, że dla częstotliwości sygnałów przenoszonych przez wzmacniacz jej reaktancja jest pomijalnie mała (kondensator C_E stanowi zwarcie).



Rys.9.3. Układ zasilania tranzystora bipolarnego z dwójnikiem $R_E \parallel C_E$ w obwodzie emitera: a) schemat ideowy, b) schemat zmiennoprądowy, c) statyczna i dynamiczna prosta pracy w polu charakterystyk wyjściowych

W tym przypadku równanie Kirchhoffa dla obwodu kolektora, przy odłączonym zmiennoprądowym źródle i_g , opisuje zależność

$$U_{CC} = i_C(R_C + R_E) + u_{CE} \quad (9.10)$$

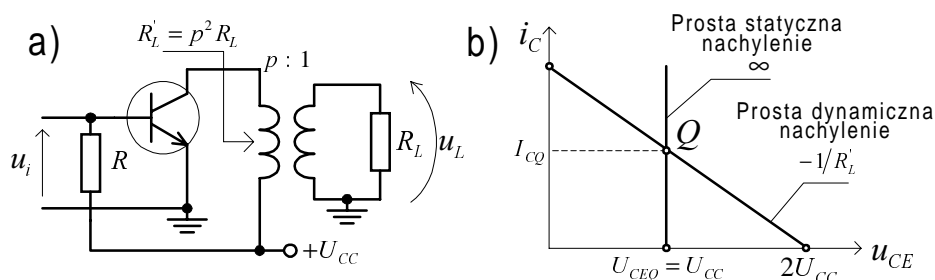
przy czym i_C , u_{CE} są wartościami stałoprądowymi określającymi punkt pracy.

Równanie (9.10) opisuje statyczną prostą roboczą przechodzącą przez punkt pracy I_{CQ} , U_{CEQ} i przecinającą oś i_C w punkcie $U_{CC}/(R_C + R_E)$ oraz oś u_{CE} w punkcie U_{CC} (rys.9.3c).

Dla składowych zmiennych rezystancja R_E jest zwarta, zatem zmiennoprądowy schemat układu (rys.9.3b) jest identyczny jak w poprzednio rozważanym przykładzie. Zatem dynamiczną prostą roboczą opisuje w tym przypadku również równanie (9.9). Jak pokazano na rys.9.3c, obie proste robocze przechodzą przez punkt pracy

o współrzędnych I_{CQ} , i U_{CEQ} , przy czym ich nachylenia wynoszą odpowiednio: statycznej $-1/(R_C + R_E)$, zaś dynamicznej $-1/R_C$.

Jako ostatni przykład rozważymy układ wzmacniający, w którym obciążenie dołączone jest do obwodu kolektorowego tranzystora za pośrednictwem transformatora sprzęgającego (rys.9.4).



Rys.9.4. Wzmacniacz ze sprzężeniem transformatorowym: a) schemat ideowy, b) proste robocze - statyczna i dynamiczna w układzie

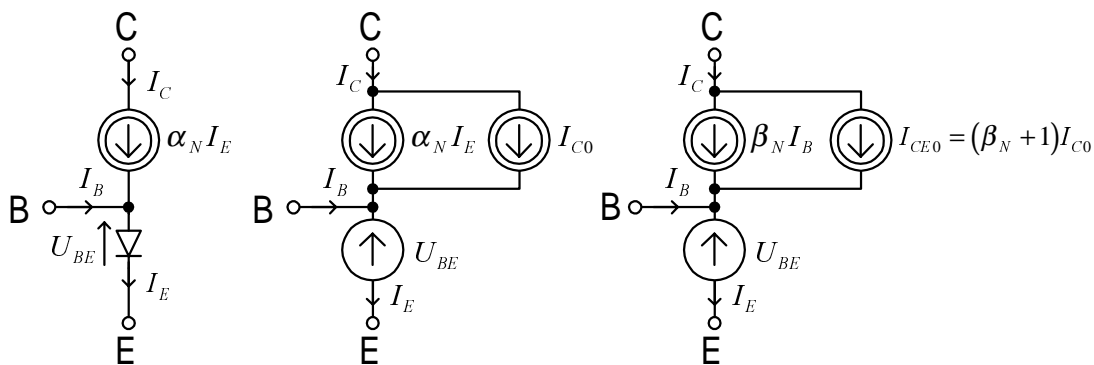
Jeżeli rezystancja uzwojenia pierwotnego transformatora jest pomijalnie mała, to statyczna prosta robocza przechodzi pionowo przez punkt pracy Q , przecinając oś u_{CE} w punkcie $U_{CEQ} = U_{CC}$. Dynamiczna prosta robocza przechodzi przez punkt pracy Q , a jej nachylenie $-1/R'_L$ odpowiada przetransformowanej rezystancji obciążenia $R'_L = p^2 R_L$, przy czym p jest przekładnią transformatora.

Ustalenie wybranego punktu pracy i zapewnienie jego stałości przy zmianach czynników zewnętrznych, takich jak zmiany temperatury, napięć zasilających, czy wymianie elementów wymaga zaprojektowania odpowiedniego układu zasilania i stabilizacji punktów pracy tranzystorów w projektowanym układzie.

9.3. ZASILANIE I STABILIZACJA PUNKTÓW PRACY TRANZYSTORÓW W UKŁADACH DYSKRETYCH

9.3.1. Układy zasilania tranzystorów bipolarnych

Do analizy stałoprądowych warunków pracy w obszarze aktywnym wykorzystamy omówiony w rozdz. 4.2.1 model Ebersa-Molla (rys.9.5)



Rys.9.5. Model stałoprądowy tranzystora bipolarnego

Zgodnie z rozplywem prądów w tranzystorze otrzymujemy

$$I_E = \alpha_N I_E + I_{C0} \quad (9.11)$$

$$I_E = \beta_N I_B + I_{CE0} \quad (9.12)$$

$$I_{CE0} = (\beta_N + 1) I_{C0} \quad (9.13)$$

I_{C0} - prąd zerowy kolektora w konfiguracji OB.

Zatem (oznaczając $\beta_N = \beta_0$) prąd kolektora I_C wynosi

$$I_C = \beta_0 I_B + (\beta_0 + 1) I_{C0} \quad (9.14)$$

Termiczna zależność koncentracji samoistnych nośników prądu, ruchliwości nośników prądu, współczynnika dyfuzji, czasu życia nośników oraz potencjału Fermiego powodują, że parametry tranzystora zależą od temperatury.

Można przyjąć, że termiczne zmiany prądu kolektora wiążą się głównie ze zmianami trzech wielkości: I_{C0} , U_{BE} i β_0 , które zależą od temperatury i które w sposób jawny determinują wielkość prądu kolektora w układzie zasilania tranzystora.

$$I_C = f(U_{BE}, \beta_0, I_{C0}) \quad (9.15)$$

Prąd I_{C0} tranzystorów krzemowych jest bardzo mały (w temperaturze 25°C rzędu 1nA) i w przybliżeniu podwaja się przy wzroście temperatury o każde 8°C w otoczeniu temperatury 25°C.

Napięcie U_{BE} wynosi ok. 0,7V w temperaturze 25°C i maleje ze wzrostem temperatury ok. 2,2mV/°C.

Współczynnik β_0 rośnie ze wzrostem temperatury i w oparciu o empiryczne zależności można stwierdzić liniowy przyrost β_0 z szybkością 1/80°C.

Termiczne zmiany wyszczególnionych parametrów tranzystora mogą być opisane przybliżonymi zależnościami analitycznymi

$$I_{C0}(T) \approx I_{C0}(25^\circ C) \cdot 2^{\Delta T/8^\circ C} \quad (9.16)$$

$$U_{BE}(T) \approx U_{BE}(25^\circ C) - 0,0022 \Delta T \frac{V}{^\circ C} \quad (9.17)$$

$$\beta_0(T) \approx \beta_0(25^\circ C) \cdot \left(1 + \frac{\Delta T}{80^\circ C}\right) \quad (9.18)$$

Zmiany β_0 , U_{BE} , I_{C0} mogą wynikać nie tylko ze zmiany temperatury, ale również z rozrzutu produkcyjnego parametrów. Szczególnie duży rozrzut produkcyjny może posiadać współczynnik β_0 . Np. w katalogach dyskretne tranzystory tego samego typu są najczęściej dzielone na grupy, zależnie od wielkości wzmacnienia prądowego β_0 , ze względu na bardzo duży rozrzut technologiczny tego parametru, zawierający się nawet w granicach 30...300.

Przyrost prądu kolektora, wywołany przyrostami poszczególnych wielkości β_0 , U_{BE} , I_{C0} , możemy wyznaczyć w postaci różniczki zupełnej prądu I_C , określonego wzorem (9.15)

$$dI_C \approx \frac{\partial I_C}{\partial \beta_0} d\beta_0 + \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} dU_{BE} + \frac{\partial I_C}{\partial I_{C0}} dI_{C0} \quad (9.19)$$

Pochodne cząstkowe w równaniu (9.19) są funkcjami układowymi obwodów zasilania tranzystorów i określa się je mianem współczynników stabilizacji prądu kolektora w następujący sposób:

$$S_I = \frac{\partial I_C}{\partial I_{C0}} \approx \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{C0}} \quad (9.20)$$

$$S_U = \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \approx \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{BE}} \quad (9.21)$$

$$S_\beta = \frac{\partial I_C}{\partial \beta_0} \approx \frac{\Delta I_C}{\Delta \beta_0} \quad (9.22)$$

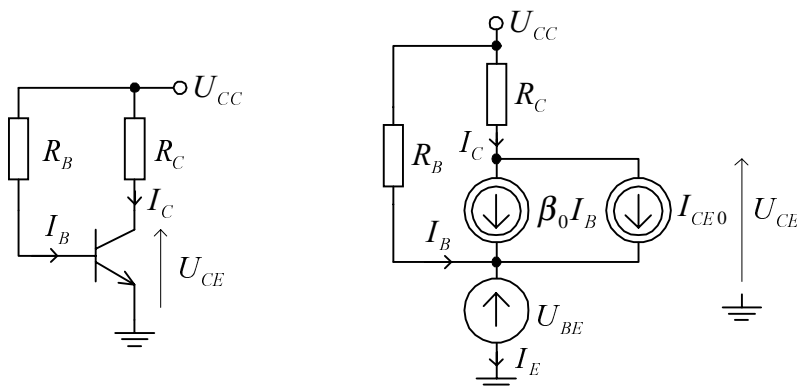
Zatem równanie (9.19) możemy zapisać w postaci

$$\Delta I_C \approx S_I \Delta I_{C0} + S_U \Delta U_{BE} + S_\beta \Delta \beta_0 \quad (9.23)$$

Dla tranzystorów krzemowych często pomija się współczynnik stabilizacji S_I ze względu na bardzo małą wartość prądu zerowego I_{C0} tranzystora i pomijalną wartość składnika $S_I \Delta I_{C0}$.

Układ zasilania tranzystora jest tym lepszy, im mniejsze zapewnia współczynniki stabilizacji prądu kolektora, wtedy bowiem, nawet duże zmiany ΔI_{C0} , ΔU_{BE} , $\Delta \beta_0$ (odpowiadające dużym zmianom temperatury) wywołują niewielki przyrost prądu kolektora.

Jednym z najprostszych układów zasilania tranzystora jest rozważany wcześniej układ zasilania stałym prądem bazy, którego schemat ideowy powtórzono na rys.9.6.



Rys.9.6. Układ zasilania stałym prądem bazy i jego model dla składowej stałej

Ze schematu na rys.9.6 otrzymujemy

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B} \approx \frac{U_{CC}}{R_B} \approx \text{const} \quad (\text{dla } U_{CC} \gg U_{BE}) \quad (9.24)$$

Z zależności (9.24) wynika nazwa układu.

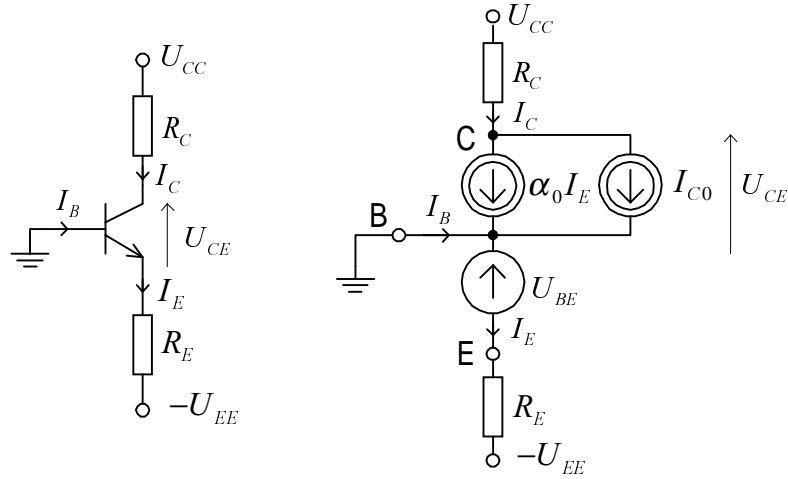
Wykorzystując zależności (9.14, 9.24) oraz równanie Kirchhoffa dla obwodu kolektorowego układu z rys.9.6, otrzymujemy współrzędne punktu pracy tranzystora

$$\begin{aligned} I_C &= \beta_0 \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B} + (\beta_0 + 1)I_{C0} \approx \beta_0 \frac{U_{CC}}{R_B} \\ U_{CE} &= U_{CC} - I_C R_C \end{aligned} \quad (9.25)$$

W układzie tym nie ma żadnych możliwości optymalizacji wartości elementów układu polaryzacji, gdyż dla zadanego punktu pracy (I_C, U_{CE}) i napięcia zasilania U_{CC} wynikają jednoznacznie określone wartości elementów R_B , R_C , które są konsekwencją równań określających punkt pracy.

Wartości współczynników stabilizacji w tym układzie są duże, zatem punkt pracy jest silnie uzależniony od parametrów tranzystora.

Lepsze własności stabilizacyjne posiada układ zasilania stałym prądem emitera (rys.9.7).



Rys.9.7. Układ zasilania stałym prądem emitera i jego model dla składowej stałej

Ze schematu przedstawionego na rys.9.7 otrzymujemy

$$I_E = \frac{U_{EE} - U_{BE}}{R_E} \approx \frac{U_{EE}}{R_E} \approx const \quad (dla U_{EE} \gg U_{BE}) \quad (9.26)$$

Z zależności (9.26) wynika nazwa układu.

Uwzględniając

$$I_C = \frac{\beta_0}{\beta_0 + 1} I_E + I_{C0} \quad (9.27)$$

z równań (9.26) i (9.27) otrzymujemy

$$I_C = \frac{\beta_0}{\beta_0 + 1} \frac{U_{EE} - U_{BE}}{R_E} + I_{C0} \approx \frac{U_{EE} - U_{BE}}{R_E} \approx \frac{U_{EE}}{R_E} \quad (9.28)$$

W podobny sposób można obliczyć napięcie U_{CE}

$$U_{CC} + U_{EE} = I_C R_C + U_{CE} + I_E R_E \quad (9.29)$$

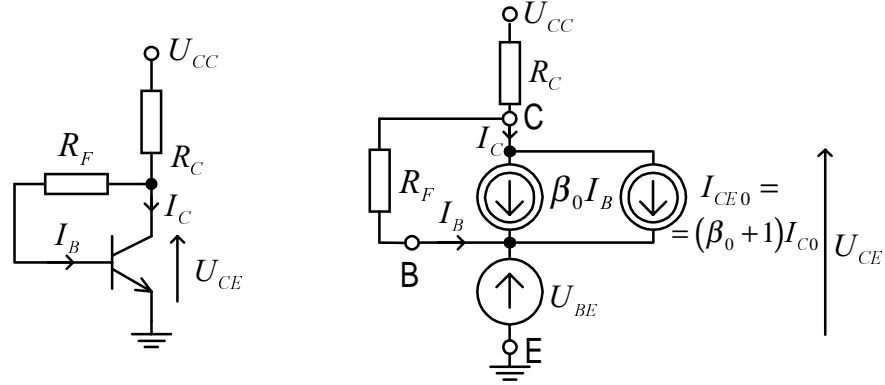
Z równań (9.27), (9.29) otrzymujemy

$$\begin{aligned} U_{CE} &= U_{CC} + U_{EE} - I_C \left[R_C + \frac{\beta_0 + 1}{\beta_0} R_E \right] + \frac{\beta_0 + 1}{\beta_0} I_{C0} R_E \approx \\ &\approx U_{CC} + U_{EE} - I_C (R_C + R_E) \end{aligned} \quad (9.30)$$

Jest to równanie statycznej prostej pracy w polu charakterystyk wyjściowych tranzystora. Równania (9.28), (9.30) określają współrzędne punktu pracy i można z nich jednoznacznie wyznaczyć R_C i R_E przy zadanych U_{CC} , U_{EE} . Wszystkie współczynniki stabilizacji: S_I , S_U , S_{β} (które można wyznaczyć z równania (9.28), obliczając pochodne cząstkowe kolejno względem I_{C0} , U_{BE} i β_0) mają mniejsze

wartości niż w przypadku układu za stałym prądem bazy. Stabilizacja punktu pracy jest tym lepsza, im R_E jest większe.

Układ zasilania ze sprzężeniem kolektorowym został przedstawiony na rys.9.8. Sprzężenie zwrotne napięciowe realizowane przez rezystor R_F stabilizuje zmiany napięcia U_{CE} . Jeżeli zmaleje prąd kolektora I_C , to zmaleje spadek napięcia na rezystorze R_C , równy $(I_C + I_B)R_C$, wzrośnie napięcie U_{CE} , zatem wzrośnie napięcie na rezystorze R_F ($I_B R_F = U_{CE} - U_{BE}$), wzrośnie prąd bazy I_B , wzrośnie prąd kolektora I_C , co zwrótnie spowoduje zwiększenie spadku napięcia na rezystorze R_C , czyli zmniejszenie napięcia U_{CE} . Na tym polega stabilizująca rola sprzężenia zwrotnego. W rezultacie U_{CE} wzrośnie mniej niż w układzie bez sprzężenia. Sprzężenie zwrotne jest tym silniejsze i stabilizacja punktu pracy lepsza, im wartość R_F jest mniejsza.



Rys.9.8. Układ ze sprzężeniem kolektorowym i jego model dla składowej stałej

Dla układu z rys.9.8 otrzymujemy

$$R_C(\beta_0 I_B + I_B + I_{CE0}) + R_F I_B + U_{BE} = U_{CC} \quad (9.31)$$

$$I_B = \frac{I_C - (\beta_0 + 1)I_{C0}}{\beta_0} \quad (9.32)$$

Stąd

$$I_C = \frac{\beta_0(U_{CC} - U_{BE}) + I_{C0}(\beta_0 + 1)(R_C + R_F)}{R_F + (\beta_0 + 1)R_C} \quad (9.33)$$

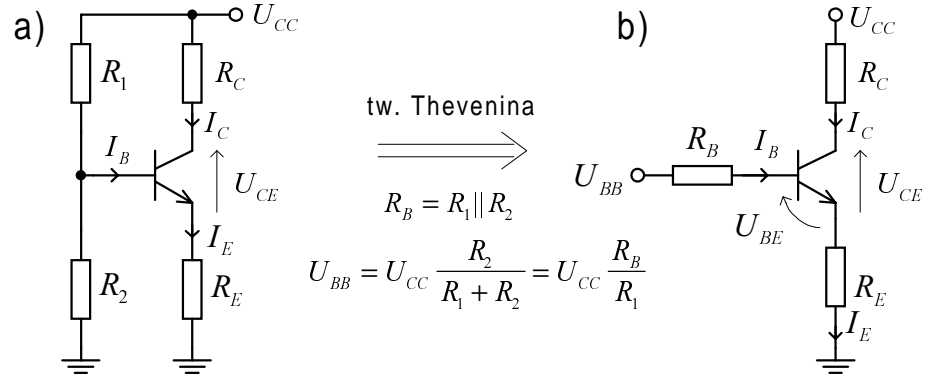
$$U_{CE} + (I_C + I_B)R_C = U_{CC} \quad (9.34)$$

Korzystając z zależności (9.32) i (9.34) otrzymujemy równanie statycznej prostej obciążenia w polu charakterystyk wyjściowych.

$$U_{CE} + \left(I_C + \frac{(\beta_0 + 1)I_{C0}}{\beta_0} \right) R_C = U_{CC} \quad (9.35)$$

Zależności (9.33) i (9.35) określają współrzędne punktu pracy tranzystora.

Inny sposób wykorzystania ujemnego sprzężenia zwrotnego do stabilizacji punktu pracy przedstawiono na rys.9.9 w układzie potencjometrycznym ze sprzężeniem emiterowym. Jest to podstawowy sposób zasilania tranzystora w układach dyskretnych, zawierających jedno źródło napięcia zasilającego.



Rys.9.9. Potencjometryczny układ za sprzężeniem emiterowym (a) i jego równoważny układ z zastępczym źródłem Thevenina (b)

Korzystając z zasady Thevenina, układ ten możemy przekształcić w równoważny układ ze sprzężeniem emiterowym i z dwoma źródłami zasilania (rys.9.9b).

Sprężenie zwrotne prądowe realizowane przez \$R_E\$ stabilizuje zmiany prądu \$I_E\$. Jeżeli zmaleje prąd emitera \$I_E\$, to zmaleje spadek napięcia na rezystorze \$R_E\$, zatem wzrośnie napięcie \$U_{BE}\$, wzrośnie prąd bazy \$I_B\$, co zwrótnie spowoduje wzrost prądu emitera \$I_E\$. W rezultacie prąd emitera \$I_E\$ zmaleje mniej niż w układzie bez sprzężenia zwrotnego.

Dla układu z rys.9.9b możemy zapisać równania

$$\left. \begin{aligned} U_{BB} &= I_B R_B + U_{BE} + I_E R_E \\ I_C &= \beta_0 I_B + (\beta_0 + 1) I_{C0} \\ I_E &= I_B + I_C \end{aligned} \right\} \quad (9.36)$$

z których możemy wyznaczyć prąd kolektora

$$I_C = \frac{(U_{BB} - U_{BE})\beta_0 + I_{C0}(R_B + R_E)(\beta_0 + 1)}{R_B + (\beta_0 + 1)R_E} \quad (9.37)$$

Wykorzystując równania (9.36) oraz równanie Kirchhoffa dla obwodu kolektorowego

$$U_{CC} = I_C R_C + U_{CE} + I_E R_E \quad (9.38)$$

otrzymujemy

$$U_{CE} = \left(U_{CC} + I_{C0} R_E \frac{\beta_0 + 1}{\beta_0} \right) - I_C \left(R_C + \frac{\beta_0 + 1}{\beta_0} R_E \right) \quad (9.39)$$

Jest to równanie statycznej prostej obciążenia w polu wyjściowych charakterystyk $I_C(U_{CE})$.

Korzystając z zależności (9.20-9.23) i (9.37) łatwo można wykazać, że stabilizacja poprawia się, gdy stosunek $R_B/R_E \rightarrow 0$, gdy stabilizowany jest prąd emitera. Jednak, gdy wartość R_E jest zbyt duża, to napięcie zasilania musi być duże oraz pogarsza się stabilizacja napięcia U_{CE} albo, przy tym samym stopniu stabilizacji napięcia U_{CE} rezystancja R_C musi być mała (straty wzmocnienia).

Przyjmując: $I_{C0} = 0$, $\beta_0 + 1 \approx \beta_0$ i $U_{CC} = const$, możemy napisać

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C (R_C + R_E) \quad (9.40)$$

$$-\Delta U_{CE} = (R_C + R_E) \Delta I_C \quad (9.41)$$

Bezpieczniej jest zamienić równanie (9.41) na nierówność

$$-\Delta U_{CE} \geq (R_C + R_E) \Delta I_C \quad (9.42)$$

$$R_C + R_E \leq \left| \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C} \right| \quad (9.43)$$

Zbyt mała wartość rezystancji R_B ogranicza wzmocnienie dla składowej zmiennej ze względu na silne tłumienie wejścia tranzystora.

Wpływ rezystancji R_E na parametry robocze wzmacniacza (wzmocnienie napięciowe i impedancję wejściową) dla składowej zmiennej można znacznie zmniejszyć poprzez zastosowanie kondensatora blokującego. Tak więc, przy wyborze wartości R_E , R_B należy się kierować kompromisem pomiędzy warunkami stabilizacji prądu I_C , napięcia U_{CE} , wielkością napięcia zasilającego U_{CC} i wzmocnieniem układu.

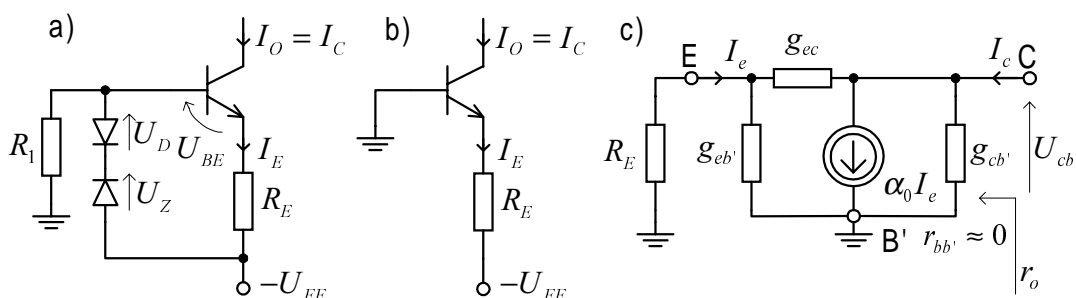
Najlepsze własności stabilizacyjne ma układ z dwoma źródłami zasilania (w tym układ ze stałym prądem emitera). Moc pobierana ze źródeł zasilania w tym przypadku jest z reguły mniejsza niż

w przypadku układu z jednym źródłem. Natomiast wadą jest konieczność stosowania dwóch źródeł zasilania.

Zadawałające efekty daje zastosowanie układu ze sprzężeniem emiterowym, kolektorowym i z obydwoma naraz. Jednakże w układzie ze sprzężeniem kolektorowym stabilizacja zależy od rezystancji R_C , zatem układ ten jest trudniejszy do realizacji. Ze względów stabilizacyjnych najgorsze właściwości ma układ ze stałym prądem bazy.

Układ zasilania stałym prądem emitera, charakteryzujący się najkorzystniejszymi właściwościami stabilizacyjnymi, najłatwiej jest zrealizować w postaci źródła prądu stałego w obwodzie emitera.

Przykład realizacji prostego źródła stałoprądowego w technice elementów dyskretnych i jego schemat zastępczy przedstawiono na rys.9.10.



Rys.9.10. Źródło prądu stałego: a) z diodą Zenera, b) z uziemioną bazą, c) zmiennoprądowy schemat zastępczy źródła

Wykorzystując prawo Kirchhoffa w układzie na rys.9.10a, możemy wyznaczyć prąd wyjściowy źródła

$$I_O = I_C = \alpha_0 I_E \approx \frac{U_Z + U_D - U_{BE}}{R_E} \approx \frac{U_Z}{R_E} \quad (9.44)$$

W układzie występuje wzajemna kompensacja napięcia U_{BE} z napięciem U_D diody D włączonej szeregowo z diodą Zenera, w tym również temperaturowych zmian tych napięć.

W układzie na rys.9.10b, z uziemioną bazą dla prądu stałego, prąd źródła wynosi

$$I_O = I_C = \alpha_0 I_E = \frac{U_{EE} - U_{BE}}{R_E} \frac{\beta_0}{\beta_0 + 1} \approx \frac{U_{EE} - U_{BE}}{R_E} \quad (9.45)$$

Różniczkowa rezystancja wyjściowa źródła, wyznaczona w oparciu o małosygnałowy schemat zastępczy na rys.9.10c, wynosi

$$r_o \approx \frac{U_{cb'}}{I_c} \approx \frac{1}{g_{cb'} + g_{ec}} \approx \frac{1}{g_{ec}} \quad (9.46)$$

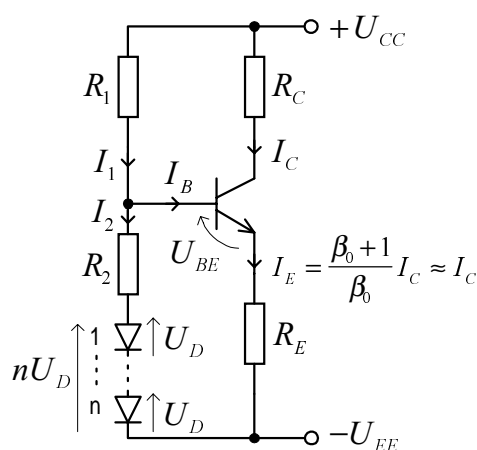
Przedstawione źródło prądowe posiada dużą rezystancję wyjściową, której przybliżona wartość jest taka, jak tranzystora w konfiguracji z uziemioną bazą.

Przedstawiony układ źródła prądowego jest dobrym przykładem wskazującym na możliwość wykorzystania elementów nieliniowych do kompensacji wpływu temperaturowych zmian wybranych parametrów tranzystora.

Liniowe obwody zasilania, tj. obwody zawierające wyłącznie liniowe rezystory, zapewniają stałość punktu pracy rzędu kilku - kilkunastu % przy zmianach temperatury w przedziale 20-40 °C.

W układach wymagających znacznie większej stałości prądu - rzędu 1 - 0,01% stosuje się obwody zasilania z elementami nieliniowymi. Przykładem układów o tak dużych wymaganiach stałości prądu w spoczynkowym punkcie pracy mogą być źródła prądowe zasilające stopnie wzmacniacza o sprzężeniach galwanicznych (np. we wzmacniaczu operacyjnym), prądowe źródła referencyjne itp. W nieliniowych obwodach zasilania wykorzystuje się ogólną zasadę kompensacji zmian parametrów stabilizowanego elementu zmianami parametrów innego elementu o bardzo podobnych właściwościach.

Na rys.9.11 przedstawiono układ z potencjometrycznym zasilaniem bazy i sprzężeniem emiterowym oraz z kompensacją zmian napięcia U_{BE} .



Rys.9.11. Układ zasilania z diodową kompensacją zmian napięcia U_{BE}

Zakładając, że prąd bazy jest pomijalnie mały w porównaniu do prądu dzielnika: $I_1 \approx I_2$ oraz przyjmując $I_E \approx I_C$, ze schematu na rys.9.11 otrzymujemy

$$\left. \begin{aligned} nU_D + I_2 R_2 &= U_{BE} + I_E R_E \approx U_{BE} + I_C R_E \\ I_2 &= \frac{U_{CC} - nU_D}{R_1 + R_2} \end{aligned} \right\} \quad (9.47)$$

Z układu równań (9.47) możemy wyznaczyć I_C

$$I_C = \frac{R_2 U_{CC} + n U_D R_1 - (R_1 + R_2) U_{BE}}{R_E (R_1 + R_2)} \quad (9.48)$$

Warunek pełnej kompensacji zmian napięcia U_{BE} możemy wyznaczyć z przyrównania do zera pochodnej $dI_C/dT = 0$, czyli

$$n R_1 \frac{dU_D}{dT} - (R_1 + R_2) \frac{dU_{BE}}{dT} = 0 \quad (9.49)$$

Jeżeli dioda i tranzystor są wykonane w podobnym procesie technologicznym (dioda zrealizowana jako tranzystor w połączeniu diodowym) i pracują w tej samej temperaturze, to

$$dU_D/dT \approx dU_{BE}/dT \quad (9.50)$$

i warunek pełnej kompensacji ma postać

$$n R_1 - (R_1 + R_2) = 0, \text{ czyli } \frac{R_2}{R_1} = n - 1 \quad (9.51)$$

Najczęściej stosuje się dwie diody ($n = 2$) i wówczas $R_1 = R_2$.

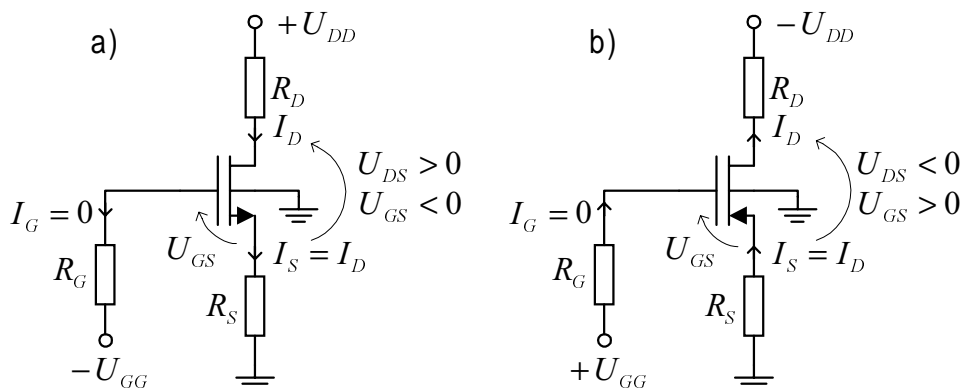
Rozważany wcześniej układ źródła prądu stałego na rys.9.10a jest układem stabilizacji z jedną diodą ($n = 1$) i $R_2 = 0$.

9.3.2. Układy zasilania tranzystorów unipolarnych

Tranzystor MOSFET z kanałem zubożanym może pracować zarówno ze wzbogacaniem jak i ze zubożaniem. Jednakże praca ze wzbogacaniem odbywa się dla małego przedziału wartości napięcia bramka - źródło U_{GS} . Dlatego podstawowym zakresem pracy tych tranzystorów jest praca ze zubożaniem. Tranzystory te z kanałem n pracują w obszarze nasycenia przy ujemnych wartościach napięcia U_{GS} i dodatnich wartościach U_{DS} , natomiast z kanałem p gdy polarność wspomnianych napięć jest zmieniona, tj. gdy napięcie U_{GS} jest dodatnie a U_{DS} jest ujemne. Otrzymanie napięć o podanej polarności umożliwia układ z dwoma źródłami zasilania (rys.9.12).

Prąd bramki I_G tranzystorów MOSFET jest rzędu pikoamperów i jego wpływ w obwodzie polaryzacji można pominąć. Przy takim założeniu układ z rys.9.12a opisują zależności

$$\begin{cases} U_{GS} = -U_{GG} - I_D R_S \\ U_{DD} = U_{DS} + I_D (R_D + R_S) \end{cases} \quad (9.52)$$



Rys.9.12. Układ z dwoma źródłami zasilania tranzystora MOS z kanałem zubożonym: a) typu n, b) typu p

Natomiast układ z rys.9.12b, zgodnie z zastrzałkowanymi kierunkami prądów i napięć, opisują równania

$$\begin{cases} U_{GS} = U_{GG} + I_D R_S \\ U_{DD} = -U_{DS} + I_D (R_D + R_S) \end{cases} \quad (9.53)$$

Należy zaznaczyć, że w obu układach na rys.9.12 zaznaczono fizyczne kierunki przepływu prądów drenu I_D .

W obu układach zastosowano w obwodzie źródła rezystor R_S stabilizujący (podobnie jak rezystor R_E w obwodzie emitera) punkt pracy tranzystora o współrzędnych I_{DQ} , U_{DSQ} . Problem stałości punktu pracy wiąże się z rozrzutem technologicznym wartości napięcia odcięcia U_P i prądu nasycenia I_{DSS} (dla tranzystorów z kanałem zubożonym) napięcia progowego U_T i współczynnika $K'W/L$ (dla tranzystorów z kanałem wzbogacanym) oraz wpływem temperatury na te parametry. Termiczna zależność ruchliwości nośników prądu w kanale oraz napięć U_P i U_T są głównym czynnikiem temperaturowych zmian prądu drenu. Istnieje jednak taka wartość prądu drenu, przy której wpływy te kompensują się. Prąd ten nosi nazwę prądu autokompensacji. Wadą przedstawionych na rys.9.12 układów polaryzacji tranzystora jest konieczność zastosowania dwóch źródeł zasilania i to odmiennej polarności.

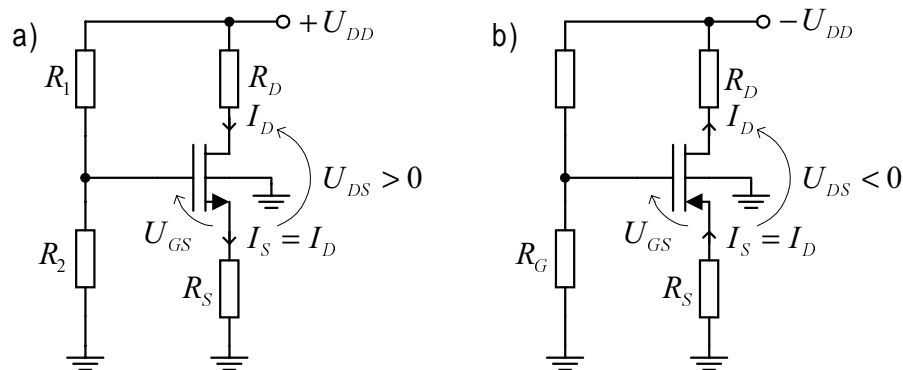
Wady tej pozbawiony jest układ zasilania z automatyczną polaryzacją bramki zrealizowany w oparciu o układ z rys.9.12, w którym $U_{GG} = 0$. Bramka jest nadal polaryzowana spadkiem napięcia na rezystorze R_S . Wtedy układ z rys.9.12a nazywamy układem zasilania z automatycznym minusem

$$U_{GS} = -I_D R_S \quad (9.54)$$

a z rys.9.12b, układem zasilania z automatycznym plusem

$$U_{GS} = I_D R_S \quad (9.55)$$

Jedno źródło zasilania jest także wykorzystywane w układzie potencjometrycznym przedstawionym na rys.9.13.



Rys.9.13. Potencjometryczny układ zasilania tranzystora MOSFET z kanałem zubożonym: a) typu n, b) typu p

Układ z rys.9.13a opisują równania

$$\begin{cases} U_{GS} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{DD} - I_D R_S \\ U_{DD} = U_{DS} + I_D (R_D + R_S) \end{cases} \quad (9.56)$$

natomiast układ z rys.9.13b

$$\begin{cases} U_{GS} = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{DD} + I_D R_S \\ U_{DD} = -U_{DS} + I_D (R_D + R_S) \end{cases} \quad (9.57)$$

Układy te dają większą swobodę doboru punktu pracy.

Tranzystory złączowe JFET, (które pracują za zubożaniem) mogą być zasilane przez omówione układy - tranzystor JFET z kanałem typu n przez układy z rys.9.12a, 9.13a, a tranzystor z kanałem typu p, przez układy z rys.9.12b, 9.13b.

Tranzystory MOS z kanałem wzbogacającym w obszarze nasycenia wymagają napięć U_{GS} i U_{DS} o jednakowych znakach, z kanałem typu n - dodatnich, z kanałem p - ujemnych. Pod tym względem są one podobne do tranzystorów bipolarnych. Tranzystor z kanałem wzbogacającym typu n może być zasilany przez układ z rys.9.12a, w którym w miejsce źródła zasilania ($-U_{GG}$) zastosujemy źródło ($+U_{GG}$) oraz przez układ z rys.9.13a. Rezystancje w obu układach muszą być tak dobrane, aby napięcie bramka - źródło było dodatnie. Analogicznie tranzystor z kanałem wzbogacającym typu p może być zasilany przez układ z

rys.9.12b, w którym w miejsce źródła zasilania ($+U_{GG}$) zastosujemy źródło ($-U_{GG}$) oraz przez układ z rys.9.13b. Rezystancje w obu układach muszą być tak dobrane, aby napięcie bramka - źródło było ujemne.

9.4. ZASILANIE I STABILIZACJA PUNKTÓW PRACY TRANZYSTORÓW W UKŁADACH SCALONYCH

9.4.1. Ogólna charakterystyka obwodów zasilania w układach scalonych

Technologia monolityczna stwarza idealne warunki dla wyeksponowania w układzie korzystnych właściwości elementów wytwarzanych na płycie półprzewodnika w tym samym procesie technologicznym. Należy tu przede wszystkim wymienić duże podobieństwo tranzystorów, zbliżoną temperaturę złącz, współbieżne zmiany parametrów tranzystorów oraz rezystancji przy zmianach temperatury otoczenia.

W układach monolitycznych występują też inne ograniczenia niż w układach dyskretnych. W technologii kładów bipolarnych zakres wartości rezystancji jest ograniczony do kilkadziesiąt $k\Omega$ ($20k\Omega$ - rezystory bazowe), a ponadto rozrzuty wartości rezystancji są duże (15% – 30%). W technologii unipolarnej prawie wogóle nie stosuje się rezystorów, przy czym są one zastępowane źródłami prądowymi lub układami „luster prądowych” w obwodach polaryzacji prądem stałym oraz są stosowane jako obciążenia dynamiczne dla składowych zmiennych.

Nie ma możliwości realizacji kondensatorów o pojemności przekraczającej kilkadziesiąt pF, dlatego układy wielostopniowe są z reguły układami o sprzężeniach galwanicznych bez kondensatorów separujących i odsprzęgających. W układach tych szczególnego znaczenia nabiera stałość punktów pracy tranzystorów, gdyż ich zmiany są wzmacniane w kolejnych stopniach. Ze względu na bezpośrednie sprzężenia, często zachodzi potrzeba stosowania układów przesuwania poziomu napięcia. Stabilizację punktów pracy zapewnia się przez powszechne stosowanie kompensacji nieliniowej, która jest znacznie ułatwiona dzięki zbliżonej temperaturze tranzystorów i dużemu podobieństwu ich charakterystyk.

W monolitycznej technologii bipolarnej (z wyjątkiem tzw. *komplementarnej technologii bipolarnej z izolacją tlenkową*) charakterystyki i parametry tranzystorów p-n-p są gorsze (np. $\beta_0 = 10$)

niż tranzystorów n-p-n (np. $\beta_0 = 40 - 200$), dlatego ogranicza się ich stosowanie.

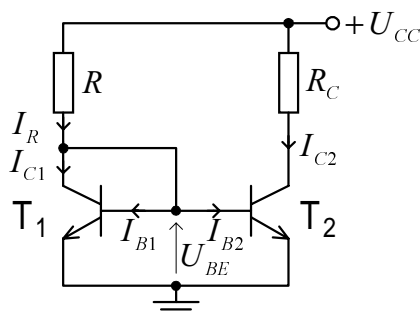
W układach monolitycznych praktycznie nie ma możliwości wykonania elementów indukcyjnych.

Ze wszystkimi elementami układu scalonego związane są bierne i czynne elementy pasożytnicze, skąd konieczność stosowania elementów o wartościach typowych, a nie minimalnych i maksymalnych.

9.4.2. Podstawowe bloki w układach zasilania i stabilizacji punktów pracy tranzystorów bipolarnych

9.4.2.1. Źródła stałoprądowe - lustra prądowe

Na rys.9.14 przedstawiono typowy sposób zasilania tranzystora T_2 , stosowany w bipolarnych układach scalonych.



Rys.9.14. Przykład zasilania tranzystora w bipolarnych układach scalonych

Tranzystor T_1 chociaż pracuje w połączeniu diodowym, to jest nadal elementem aktywnym, ponieważ znajduje się na granicy obszaru aktywnego ($U_{CB} = 0$).

Tranzystory T_1 i T_2 pracują przy tym samym napięciu U_{BE} , mają takie same prądy bazy $I_{B1} = I_{B2} = I_B$, a tym samym również takie same prądy kolektorów $I_{C1} = I_{C2} = I_C$.

Dla układu z rys.9.14 można zapisać zależności

$$\begin{aligned} U_{CC} &= I_R R + U_{BE} \\ I_R &= I_{C1} + 2I_B = I_C + 2I_B \end{aligned} \quad (9.58)$$

Rozwiązując układ równań (9.58) ze względu na I_C , otrzymujemy

$$I_C = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R} - 2I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R} - 2 \frac{I_C}{\beta_0} \quad (9.59)$$

Jeżeli $U_{CC} \gg U_{BE}$, $\beta_0 \gg 2$, to wzór (9.59) upraszcza się do postaci

$$I_C \approx \frac{U_{CC}}{R} \quad (9.60)$$

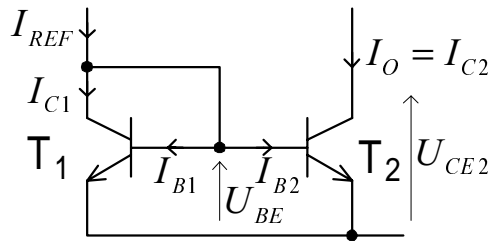
Zatem współrzędne punktu pracy tranzystora T_2 określają zależności

$$\left. \begin{aligned} I_{C2} &= I_C \approx \frac{U_{CC}}{R} \\ U_{CE2} &= U_{CC} - I_{C2}R_C \approx U_{CC} \left(1 - \frac{R_C}{R}\right) \end{aligned} \right\} \quad (9.61)$$

Ponieważ temperaturowe zmiany rezystancji R_C i R w układzie scalonym mogą być współbieżne (temperaturowy współczynnik stosunku R_C/R jest bardzo mały), zatem punkt pracy tranzystora T_2 nie zależy od zmian temperatury, a jedynie od różnicy parametrów tranzystorów T_1 i T_2 .

Ten prosty sposób wymuszania prądu jednego tranzystora przez drugi stanowi podstawę realizacji *źródeł stałoprądowych* w układach scalonych.

Schemat ideowy najprostszego, a przy tym podstawowego źródła stałoprądowego z tranzystorami bipolarnymi przedstawiono na rys.9.15.



Rys.9.15. Podstawowe źródło stałoprądowe - lustro prądowe

Zakładając, jak poprzednio, identyczność tranzystorów oraz pomijając wpływ napięcia U_{CE2} tranzystora T_2 na jego prąd kolektora w obszarze aktywnym możemy napisać

$$I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} = I_{C1} + 2I_B = I_O + \frac{2I_{C1}}{\beta_0} = I_{REF} \quad (9.62)$$

stąd otrzymujemy

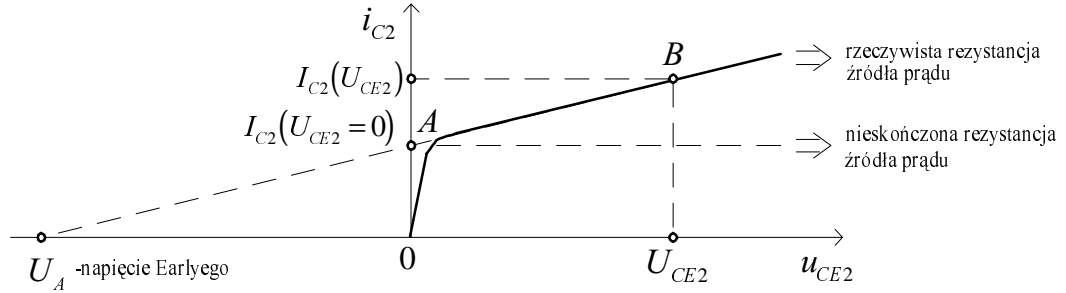
$$I_O = \frac{I_{REF}}{1 + 2/\beta_0} = I_{C1} \quad (9.63a)$$

Jeżeli $\beta_0 \gg 1$, to

$$I_O \approx I_{REF} \quad (9.63b)$$

Prąd wyjściowy źródła I_O jest równy w przybliżeniu prądowi odniesienia I_{REF} , wymuszonemu przez *źródło odniesienia* (ang.

reference current). Ten rodzaj źródła stałoprądowego nosi nazwę zwierciadła prądowego, lub lustra prądowego (ang. current mirror). Wpływ napięcia U_{CE2} na prąd źródła określimy na podstawie charakterystyki wyjściowej tranzystora T_2 (rys.9.16)



Rys.9.16. Wpływ napięcia U_{CE2} na prąd źródła

Przy zmianie napięcia U_{CE2} zmienia się prąd kolektora I_{C2} wskutek zjawiska modulacji szerokości bazy

$$I_{C2} = I_S \left(\exp \frac{U_{BE}}{\varphi_T} \right) \left(1 - \frac{U_{CE2}}{U_A} \right) \quad (9.64)$$

Korzystając z proporcji możemy napisać

$$\frac{I_{C2}(U_{CE2})}{U_A + U_{CE2}} = \frac{I_{C2}(U_{CE2} = 0)}{U_A} \quad (9.65)$$

Czyli

$$I_O = I_{C2}(U_{CE2}) = I_{C2}(U_{CE2} = 0) \left(1 + \frac{U_{CE2}}{U_A} \right) \quad (9.66)$$

Ze względu na różne napięcia U_{CE} tranzystorów, również prądy ich kolektorów nie są jednakowe ($I_{C1} \neq I_{C2}$). Zakładając równość prądów przy zerowym napięciu U_{CE} , stosunek tych prądów wynosi

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{1 + \frac{U_{CE2}}{U_A}}{1 + \frac{U_{CE1}}{U_A}} \approx 1 + \frac{U_{CE2}}{U_A} \quad (9.67)$$

Różniczkowa rezystancja wyjściowa źródła wynosi

$$r_o = \frac{\Delta u_{CE2}}{\Delta i_{C2}} = \frac{U_A + U_{CE2}}{I_{C2}(U_{CE2})} \approx \frac{U_A}{I_{C2}(U_{CE2})} \approx r_{ec} \quad (9.68)$$

W lustrze prądowym istnieje możliwość wymuszenia w drugim tranzystorze prądu różnego od prądu odniesienia. Zaleta ta jest bardzo ważna ze względów praktycznych. Jeżeli powierzchnia złącz emiter - baza tranzystorów T_1 i T_2 w układzie z rys.9.15 są różne i wynoszą odpowiednio S_1 i S_2 , to stosunek prądów kolektorów tych tranzystorów jest równy stosunkowi powierzchni ich złącz emiterowych.

Zatem

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{S_1}{S_2} \quad (9.69)$$

Ponieważ

$$I_{C1} = I_{REF} - I_{B1} - I_{B2} = I_{REF} - \frac{I_{C1}}{\beta_0} - \frac{I_{C2}}{\beta_0} \quad (9.70)$$

to po podstawieniu (9.69) do (9.70), otrzymujemy

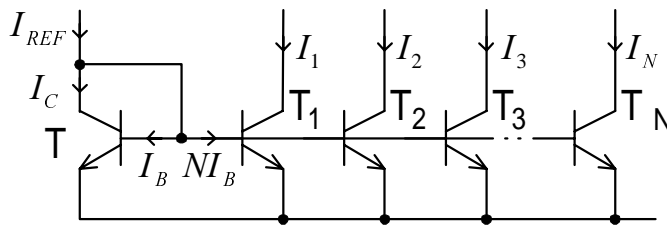
$$I_O = I_{C2} = I_{REF} \frac{S_2/S_1}{1 + \frac{S_2/S_1}{\beta_0}} \quad (9.71)$$

Jeżeli $S_1 = S_2$ to wzór (9.71) przyjmuje postać (9.63), natomiast gdy $\beta_0 \gg 1 + S_2/S_1$, to

$$I_O \approx I_{REF} \frac{S_2}{S_1} \quad (9.72)$$

Wyrażenie $\frac{S_2/S_1}{1 + \frac{S_2/S_1}{\beta_0}} \approx \frac{S_2}{S_1}$ nazywa się *wzmocnieniem lustra prądowego*.

Na rys.9.17 przedstawiono zespół luster prądowych, w którym ten sam prąd odniesienia wymusza jednocześnie, zgodnie z zależnością (9.72), ustalone prądy wyjściowe w wielu tranzystorach.



Rys.9.17. Zespół luster prądowych

Założmy, dla uproszczenia rozważań, że wszystkie tranzystory są jednakowe (mają tę samą powierzchnię złącza emiterowego).

Wtedy, zgodnie ze schematem, otrzymujemy

$$I_{REF} = I_C + (N + 1)I_B \quad (9.73)$$

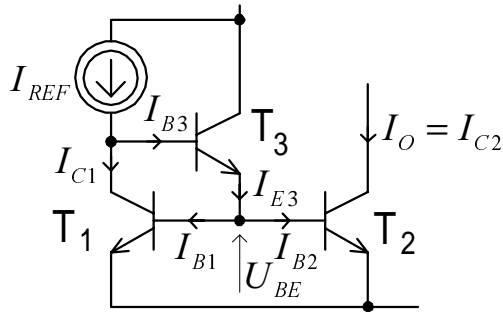
Stąd

$$I_1 = I_2 = \dots = I_N = I_O = \frac{I_{REF}}{1 + \frac{N + 1}{\beta_0}} \quad (9.74)$$

Dla dużych wartości β_0 i niezbyt dużej liczby N wszystkie prądy wyjściowe są w przybliżeniu równe I_{REF} . Zróżnicowanie tych prądów otrzymujemy przy różnych powierzchniach złącz emiterowych.

W przypadku zastosowania tranzystorów p-n-p o małej wartości β_0 ($\beta_0 \approx 10$), albo przy połączeniu razem zbyt dużej ilości baz tranzystorów realizujących zespół lusterek prądowych pojawiają się coraz większe różnice pomiędzy prądem odniesienia I_{REF} , a prądem wyjściowym.

Na rys.9.18. przedstawiono zmodyfikowany układ źródła stałoprądowego - lustro prądowe o zmniejszonym wpływie prądów baz.



Rys.9.18. Źródło stałoprądowe - lustro prądowe o zmniejszonym wpływie prądów baz

Prądy emitera i bazy tranzystora T_3 wynoszą

$$I_{E3} = I_{B1} + I_{B2} = \frac{I_{C1} + I_{C2}}{\beta_0} = \frac{2}{\beta_0} I_O \quad (9.75)$$

$$I_{B3} = \frac{I_{E3}}{\beta_0 + 1} = \frac{2}{\beta_0(\beta_0 + 1)} I_O \quad (9.76)$$

Po zsumowaniu prądów w węźle kolektora tranzystora T_3 otrzymujemy

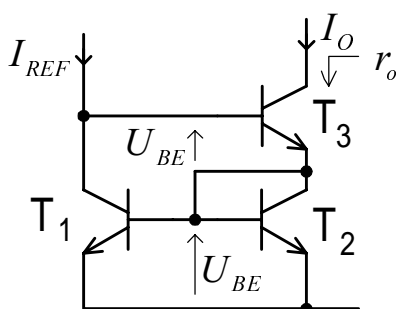
$$I_{REF} - I_{C1} - \frac{2}{\beta_0(\beta_0 + 1)} I_O = 0 \quad (9.77)$$

Stąd

$$I_o = \frac{I_{REF}}{1 + \frac{2}{\beta_0(\beta_0 + 1)}} \quad (9.78)$$

Nawet dla małych wartości β_0 , warunek $\beta_0(\beta_0 + 1) \gg 2$ jest spełniony, a tym samym prąd wyjściowy I_o niewiele różni się od prądu odniesienia I_{REF} .

Podobne właściwości do opisanych wyżej posiada źródło prądowe - lustro prądowe Wilsona (rys.9.19), w którym relację pomiędzy prądem wyjściowym I_o a prądem odniesienia I_{REF} opisuje identyczna zależność jak (9.78).



Rys.9.19. Lustro prądowe Wilsona

Ze względu na kaskodowe połączenie tranzystorów T_2 i T_3 , lustro prądowe Wilsona posiada znacznie większą dynamiczną rezystancję wyjściową niż układy z pojedynczymi tranzystorami.

Rezystancja ta wynosi

$$r_o \approx \beta_0 \frac{U_A}{2I_o} \quad (9.79)$$

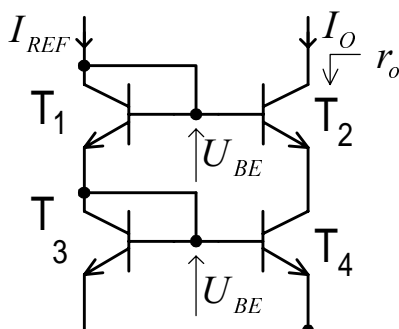
Ponadto lustro prądowe Wilsona charakteryzuje się lepszymi właściwościami częstotliwościowymi (szerokopasmowymi), w porównaniu do innych lusterek prądowych.

Ogólną metodą zapewniającą zwiększenie rezystancji wyjściowej źródła stałoprądowego - lustra prądowego jest budowanie układów kaskodowych.

Podstawowy układ kaskodowego lustra prądowego przedstawiono na rys.9.20.

Tranzystor T_4 pracuje, podobnie jak tranzystor T_3 , przy napięciu $U_{CB} = 0$. Dynamiczna rezystancja wyjściowa tego tranzystora, równa $r_{ce4} = U_A / I_{C4} \approx U_A / I_o$, wnosi ujemne sprzężenie zwrotne prądowe szeregowo w obwodzie emitera tranzystora T_2 , powodując znaczne zwiększenie wypadkowej dynamicznej rezystancji wyjściowej układu do wartości

$$r_o \approx \beta_0 \frac{U_A}{I_O} \quad (9.80)$$



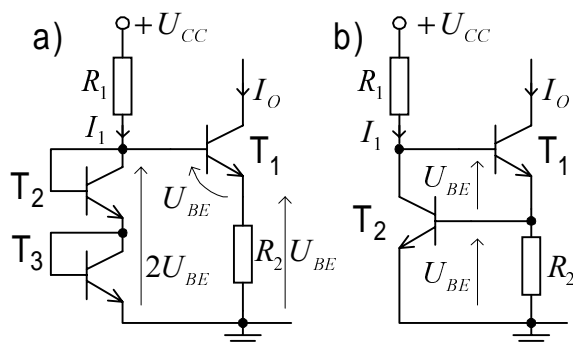
Rys.9.20. Kaskodowe źródło stałoprądowe- lustro prądowe

Dzięki tak dużej wartości dynamicznej rezystancji wyjściowej prąd wyjściowy źródła nie ulega zmianie pod wpływem zmieniającego się napięcia na wyjściu.

9.4.2.2. Stałoprądowe źródła odniesienia

Omówione w poprzednim rozdziale źródła stałoprądowe, nazywane równocześnie lustrami prądowymi, rozważano głównie pod kątem dokładności, z jaką wymuszany jest prąd wyjściowy I_O przez prąd odniesienia I_{REF} . Nie zajmowano się natomiast, w jaki sposób wytworzyć prąd odniesienia o małej wrażliwości na zmiany napięcia zasilającego i temperatury.

W przypadku realizacji stałoprądowych źródeł odniesienia podstawową sprawą jest stabilizacja napięciowa tak, aby wyjściowe prądy odniesienia były niezależne od napięć zasilających. Na rys.9.21 przedstawiono proste przykłady takich źródeł, w których występuje jednak słaba zależność prądu wyjściowego od napięcia zasilającego.



Rys.9.21. Źródła stałoprądowe niezależne od napięcia zasilania

Zaniedbując prąd bazy tranzystora T_1 , dla obu układów można napisać

$$I_o \approx \frac{U_{BE}}{R_2} = \frac{\varphi_T}{R_2} \ln \frac{I_1}{I_S} \quad (9.81)$$

Ponieważ prąd I_1 zależy od napięcia U_{CC}

$$I_1 = \frac{U_{CC} - 2U_{BE}}{R_1} \quad (9.82)$$

zatem prąd źródła pośrednio jest logarytmiczną funkcją napięcia zasilania.

Na podstawie zależności (9.81), (9.82) możemy wyznaczyć wrażliwość I_o prądu na zmiany napięcia U_{CC}

$$S_{U_{CC}}^{I_o} = \frac{U_{CC}}{I_o} \left(\frac{\partial I_o}{\partial U_{CC}} \right) = \frac{\varphi_T}{I_o R_2} \quad (9.83)$$

Wadą układów z rys.9.21 jest silna zależność napięcia U_{BE} od temperatury.

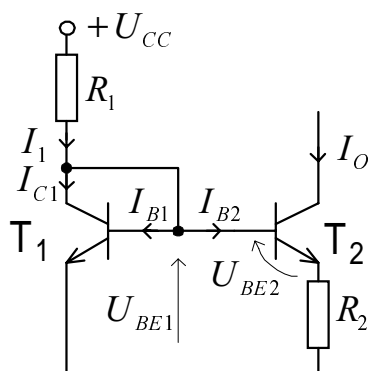
Dla oceny wrażliwości źródła na zmiany temperatury definiuje się temperaturowy współczynnik względnej zmiany prądu źródła.

$$TW(I_o) = \frac{1}{I_o} \frac{\partial I_o}{\partial T} = \frac{1}{T} \frac{T}{I_o} \left(\frac{\partial I_o}{\partial T} \right) = \frac{1}{T} S_T^{I_o} \quad (9.84)$$

Współczynnik TW wyraża się w jednostkach $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ lub w $\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$.

Analizowany układ charakteryzuje się dość dużą wrażliwością I_o na zmiany U_{CC} , wynoszącą ok. 0,035, oraz dużym współczynnikiem $TW(I_o)$, który można oszacować ok. -1100 $\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$.

Lepszym rozwiązaniem jest źródło stałoprądowe przedstawione na rys.9.22, nazywane źródłem Widlara.



Rys.9.22. Stałoprądowe źródło Widlara

Stosując prawo Kirchhoffa, otrzymujemy

$$U_{BE1} - U_{BE2} - I_O R_2 = \varphi_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{ES1}} - \varphi_T \ln \frac{I_O}{I_{ES2}} - I_O R_2 = 0 \quad (9.85)$$

Jeżeli tranzystory są jednakowe, to $I_{ES1} = I_{ES2}$ i wtedy

$$I_O = \frac{\varphi_T}{R_2} \ln \frac{I_{C1}}{I_O} \quad (9.86)$$

Zakładając: $I_{B1}, I_{B2} \ll I_{C1}$ oraz $U_{BE1} \ll U_{CC}$ możemy wyznaczyć przybliżoną wartość prądu kolektora I_{C1}

$$I_{C1} \approx I_1 = \frac{U_{CC} - U_{BE1}}{R_1} \approx \frac{U_{CC}}{R_1} \quad (9.87)$$

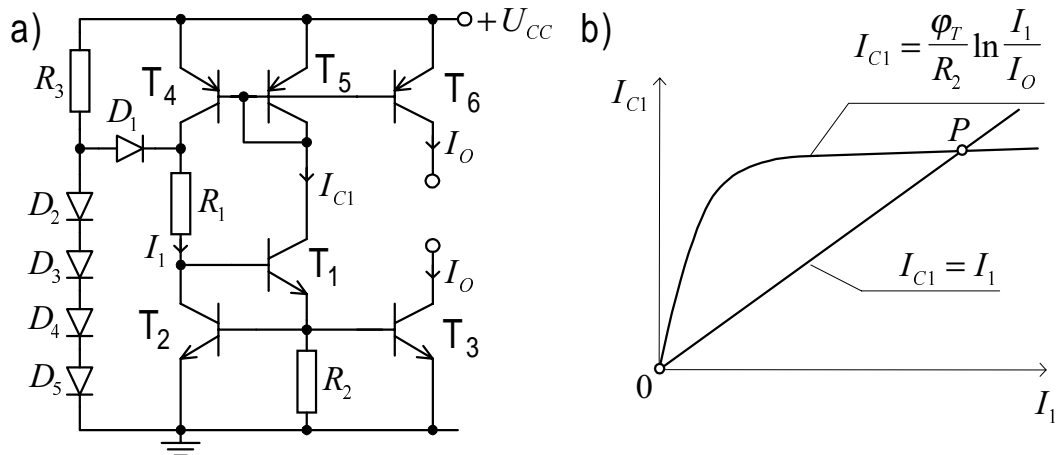
Podstawiając (9.87) do (9.86), otrzymujemy

$$I_O \approx \frac{\varphi_T}{R_2} \ln \frac{U_{CC}}{I_O R_1} \quad (9.88)$$

Jak wynika z równania (9.85) spadek napięcia $I_O R_2$ jest równy różnicy $U_{BE1} - U_{BE2}$, co oznacza, że nawet przy stosowaniu niezbyt dużych wartości R_2 prąd I_O może być mały. Jest to właściwość źródła Widlara, wykorzystywana zawsze, gdy wymagany jest mały prąd źródła.

Prąd źródła I_O jest logarytmiczną funkcją napięcia zasilania U_{CC} (rów.9.88), a jego wrażliwość na zmiany temperaturowe jest mniejsza niż w układzie z rys.9.21.

Na rys.9.23 przedstawiono stałoprądowe źródło odniesienia z samoczynną polaryzacją napięciem U_{BE} , w którym prądy wyjściowe są całkowicie niezależne od napięcia zasilającego (ang. *self - biasing U_{BE} reference*) [22].



Rys.9.23. Stałoprądowe źródło odniesienia z samoczynną polaryzacją napięciem U_{BE} :
a) schemat blokowy, b) charakterystyka przejściowa

Układ ma dwa wyjścia: jedno typu emisyjnego, w którym prąd źródła wypływa od dodatniego bieguna napięcia zasilania oraz drugie typu absorbcyjnego, w którym prąd źródła wpływa do masy układu (ang. *current source / sink*).

Tranzystory T_1 , T_2 tworzą układ jak na rys.9.21b, zatem prąd kolektora I_{C1} dany jest wzorem (9.81). Lustro prądowe złożone z tranzystorów T_1 , T_2 wymusza równość prądów $I_{C1} = I_1$. Rozwiązaniem obu równań, jak to przedstawiono graficznie na rys.9.23b, jest punkt P , lub punkt znajdujący się w początku układu współrzędnych (czyli $I_{C1} = I_1 = 0$). Aby wyeliminować możliwość ustalenia się niepożądanego punktu pracy, przy $I_{C1} = 0$, układ posiada specjalne zabezpieczenie z diodami D_1 - D_5 (tranzystory w połączeniu diodowym), którego zadaniem jest spowodowanie przepływu prądu przez rezystor R_I wówczas, gdy $I_{C1} = 0$. Z chwilą, gdy osiągnięty zostanie właściwy punkt pracy P , dioda D_1 spolaryzowana jest zaporowo i układ zabezpieczający zostaje odłączony od reszty układu.

9.4.2.3. Źródła napięcia odniesienia

Źródła napięcia odniesienia (ang. *voltage references*) powinny posiadać małą rezystancję wyjściową oraz powinny być niewrażliwe na zmiany napięcia zasilania i temperatury. W przypadku realizacji tych źródeł głównym zadaniem jest stabilizacja temperaturowa. Kosztem rezygnacji z bardzo małej rezystancji wyjściowej wymaga się, aby temperaturowy współczynnik napięcia odniesienia $TW(U_{REF})$ był mniejszy niż 100 ppm/°C.

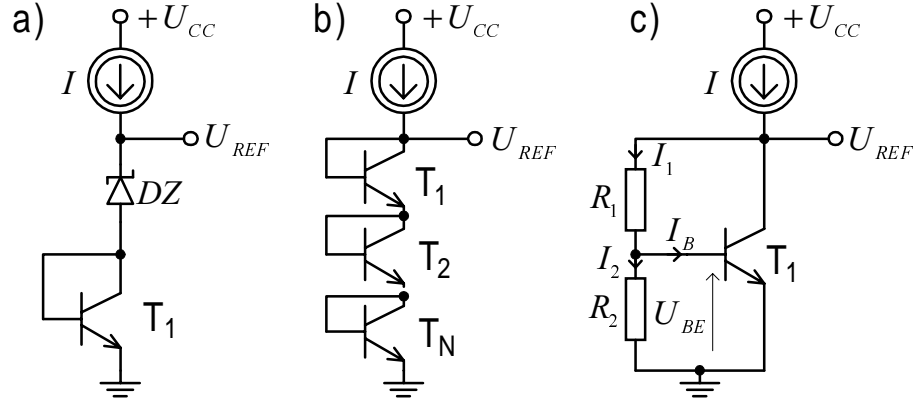
Proste przykłady źródeł napięciowych, przedstawione na rys.9.24, ilustrują jedynie metody ustalania napięcia wyjściowego o zmniejszonej wrażliwości na zmiany napięcia zasilania, bez stabilizacji temperaturowej.

Napięcie na wyjściu oraz dynamiczna rezystancja wyjściowa układu z rys.9.24a wynoszą

$$U_{REF} = U_Z + U_{BE} \quad (9.89)$$

$$r_o = \frac{\partial U_Z}{\partial I} + \frac{\partial U_{BE}}{\partial I} = r_z + \frac{\phi_T}{I} \quad (9.90)$$

Napięcie U_{BE} na tranzystorze T_1 w połączeniu diodowym o ujemnym współczynniku temperaturowym częściowo kompensuje temperaturowe zmiany napięcia U_Z o dodatnim współczynniku temperaturowym.



Rys.9.24. Proste przykłady źródeł napięciowych: a) z diodą Zenera, b) o napięciu wyjściowym NU_{BE} , c) mnożnik U_{BE}

Źródło napięciowe na rys.9.24b posiada napięcie wyjściowe

$$U_{REF} = NU_{BE} \quad (9.91)$$

oraz dynamiczną rezystancję wyjściową

$$r_o = N \frac{\partial U_{BE}}{\partial I} = N \frac{\phi_T}{I} \quad (9.92)$$

Wadą tego układu jest bardzo duża wartość temperaturowego współczynnika napięcia wyjściowego

$$\frac{\partial U_{REF}}{\partial T} = N \frac{\partial U_{BE}}{\partial T} \approx -2N \text{ mV}/^\circ\text{C} \quad (9.93)$$

Rys.9.24c przedstawia alternatywne rozwiązanie, nazywane *mnożnikiem* U_{BE} , w którym przy pominięciu prądu bazy w stosunku do prądu dzielnika ($I_1 \approx I_2$), otrzymujemy

$$U_{BE} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{REF}$$

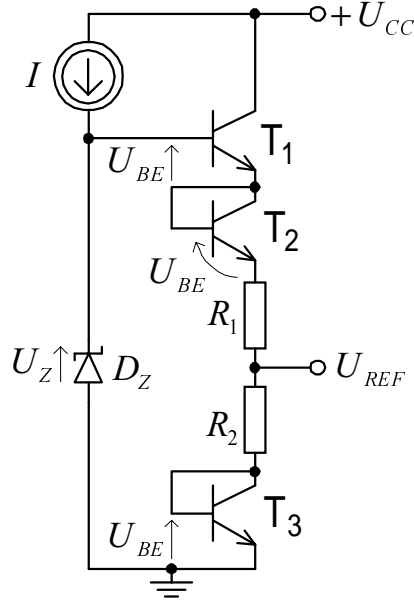
Stąd

$$U_{REF} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) U_{BE} \quad (9.94)$$

Dynamiczna rezystancja wyjściowa źródła wynosi

$$r_o = \frac{R_1}{\beta_0} + \frac{R_1 + R_2}{g_m R_2} \quad (9.95)$$

Na rys.9.25 przedstawiono źródło napięcia odniesienia z temperaturową kompensacją napięć U_Z i U_{BE} [22].



Rys.9.25. Źródło napięcia odniesienia z temperaturową kompensacją napięć U_Z i U_{BE}

Napięcie wyjściowe źródła wynosi

$$U_{REF} = U_{BE} + (U_Z - 3U_{BE}) \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_2 U_Z + (R_1 - 2R_2) U_{BE}}{R_1 + R_2} \quad (9.96)$$

Zaniedbując wpływ temperaturowego współczynnika stosunku rezystorów R_1/R_2 na napięcie wyjściowe, warunek kompensacji otrzymuje się, przyrównując do zera pochodną dU_{REF}/dT , czyli

$$\frac{dU_{REF}}{dT} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{dU_Z}{dT} + \frac{R_1 - 2R_2}{R_1 + R_2} \frac{dU_{BE}}{dT} = 0 \quad (9.97)$$

Z równania (9.97) otrzymujemy warunek kompensacji

$$\frac{R_1}{R_2} = 2 + \frac{\frac{dU_Z}{dT}}{\frac{dU_{BE}}{dT}} \quad (9.98)$$

Zakładając typowe wartości

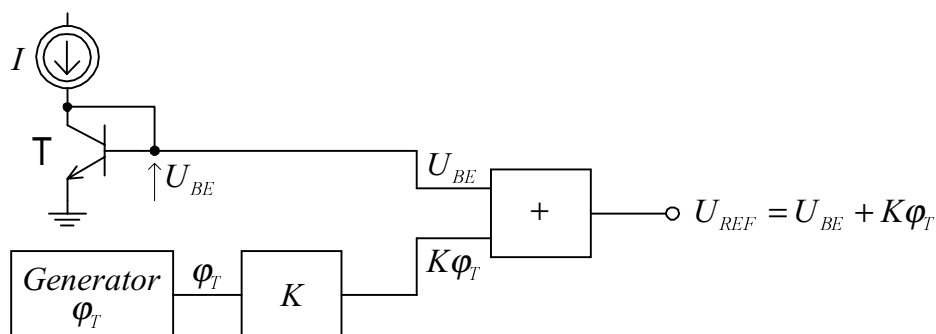
$$\frac{dU_Z}{dT} = +3 \text{ mV}/^\circ\text{C} \text{ oraz } \frac{dU_{BE}}{dT} = -2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$$

otrzymujemy

$$R_1 / R_2 = 0,5, \quad U_{REF} = U_Z / 3 \quad (9.99)$$

W technice układów monolitycznych bardzo często wykorzystuje się ogólną zasadę realizacji źródła napięcia odniesienia polegającą na kompensacji ujemnego temperaturowego współczynnika napięcia U_{BE}

przez dodatni współczynnik napięcia ϕ_T . Zasadę tę zilustrowano schematem blokowym na rys.9.26 [22].



Rys.9.26. Ogólna zasada realizacji źródła napięcia odniesienia typu *band - gap*

Napięcie odniesienia U_{REF} jest równe

$$U_{REF} = U_{BE} + K\phi_T \quad (9.100)$$

Warunek kompensacji otrzymuje się, gdy

$$\frac{dU_{REF}}{dT} = \frac{dU_{BE}}{dT} + K \frac{d\phi_T}{dT} = 0 \quad (9.101)$$

Z równania (9.101) możemy wyznaczyć wymaganą wielkość niezależnego od temperatury współczynnika K

$$K = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta T} \bigg/ \frac{\Delta \phi_T}{\Delta T} \quad (9.102)$$

Uwzględniając typowe wartości

$$\frac{dU_{BE}}{dT} = -2 \text{ mV}/^\circ\text{C} \text{ oraz } \frac{\Delta \phi_T}{\Delta T} = +0,085 \text{ mV}/^\circ\text{C}$$

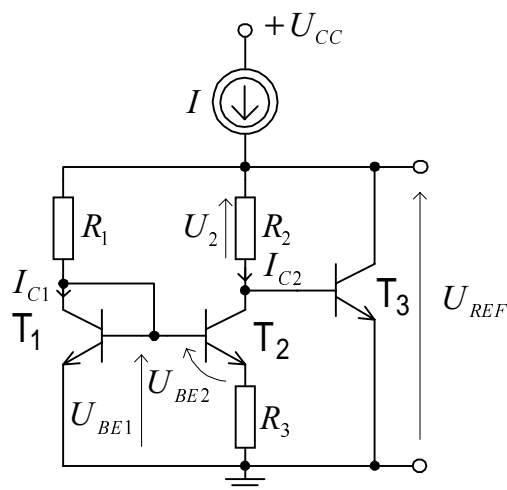
otrzymujemy $K = 23,5$ oraz $U_{REF} = 1,26\text{V}$.

Ponieważ wartość napięcia odniesienia jest zbliżona do wartości napięcia bariery potencjału krzemu, dlatego układy realizowane wg. tej zasady są nazywane *układami z barierą potencjału* (ang. *band - gap reference circuits*).

Na rys.9.27 przedstawiono przykładowe rozwiązanie źródła napięcia odniesienia typu *band - gap*.

Tranzystory T_1 i T_2 tworzą stałoprądowe źródło Widlara. Spadek napięcia na rezystancji R_3 , przy pominięciu prądów baz, wynosi

$$I_{C2}R_3 = U_{BE1} - U_{BE2} = \phi_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \quad (9.103)$$



Rys.9.27. Przykładowa realizacja źródła odniesienia typu *band - gap*

Wyznaczając z równania (9.103) prąd I_{C2} , przy $\beta_0 \gg 1$, możemy wyznaczyć napięcie na rezystancji R_2

$$U_2 = I_{C2} R_2 = \varphi_T \frac{R_2}{R_3} \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \quad (9.104)$$

Napięcie odniesienia jest równe

$$U_{REF} = U_2 + U_{BE3} = U_{BE3} + \varphi_T \frac{R_2}{R_3} \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \quad (9.105)$$

Porównując (9.100) i (9.105) otrzymujemy

$$K = \frac{R_2}{R_3} \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \quad (9.106)$$

Stosunek prądów I_{C1}/I_{C2} jest niezależny od temperatury.

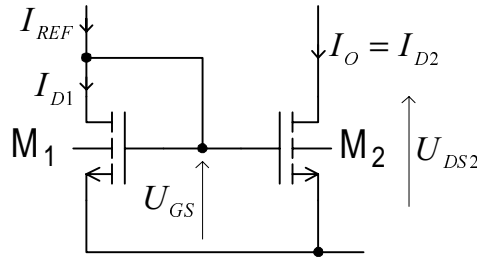
Aby uzyskać pełną kompensację temperaturową napięcia U_{REF} , to dobierając np. (dla $T=300K$) $I_{C1}/I_{C2} = 10$ musimy zapewnić $R_2/R_3 = 10,2$.

9.4.3. Podstawowe bloki w układach zasilania i stabilizacji punktów pracy tranzystorów unipolarnych

9.4.3.1. Źródła stałoprądowe - lustra prądowe

Układy źródeł stałoprądowych - luster prądowych realizowane są w technologii MOS na bardzo podobnych zasadach jak w technologii bipolarnej.

Na rys.9.28 przedstawiono proste źródło stałoprądowe - lustro prądowe, z tranzystorami MOSFET z kanałem wzbogacanym typu n, stanowiące odpowiednik układu z rys.9.15.



Rys.9.28. Proste lustro prądowe

Jeżeli tranzystory M_1 , M_2 pracują w obszarze nasycenia, to

$$\begin{aligned} I_{D1} &= K'_N W_1/L_1 (U_{GS} - U_T)^2 (1 + \lambda U_{DS1}) \\ I_{D2} &= K'_N W_2/L_2 (U_{GS} - U_T)^2 (1 + \lambda U_{DS2}) \end{aligned} \quad (9.107)$$

Ponieważ oba tranzystory pracują przy tym samym napięciu podłoża - źródło (U_{BS}), dlatego mają te same napięcia progowe: $U_{T1} = U_{T2} = U_T$. Zatem na podstawie równań (9.107) otrzymujemy

$$\frac{I_O}{I_{REF}} = \frac{I_{D2}}{I_{D1}} = \frac{K'_N (W/L)_2 (1 + \lambda U_{DS2})}{K'_N (W/L)_1 (1 + \lambda U_{DS1})} \quad (9.108)$$

Przy pominięciu efektu modulacji długości kanału stosunek prądów I_O/I_{REF} zależy tylko od rozmiarów tranzystorów

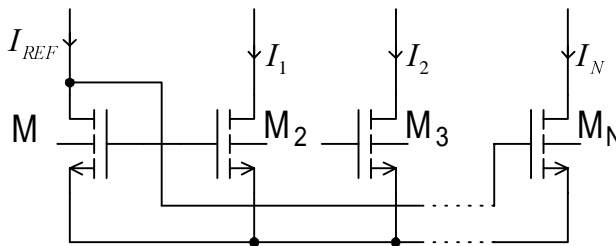
$$\frac{I_O}{I_{REF}} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} \quad (9.109)$$

Dynamiczna rezystancja wyjściowa źródła wynosi

$$r_o = \frac{\Delta U_{DS2}}{\Delta I_{D2}} = \frac{1}{\lambda I_{D2}} = \frac{1}{\lambda I_O} = r_{ds2} \quad (9.110)$$

Aby tranzystor M_2 pracował zawsze w obszarze nasycenia, musi być spełniony warunek

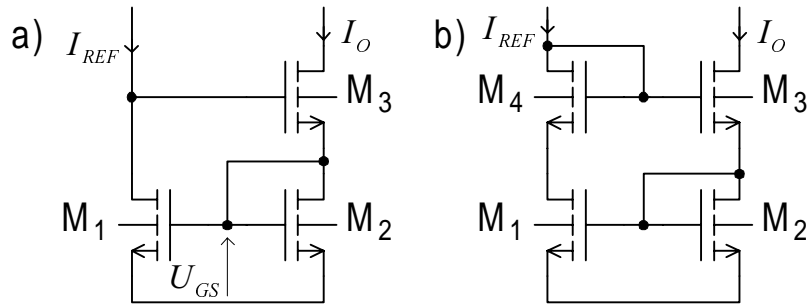
$$U_{GS} - U_T > U_{DS2} = U_{0min} \quad (9.111)$$



Rys.9.29. Zespół lusterek prądowych

Na rys.9.29 przedstawiono zespół luster prądowych, w którym ten sam prąd wejściowy lustra I_{REF} wymusza jednocześnie N prądów wyjściowych, zgodnie z relacją (9.109).

Na rys.9.30 przedstawiono schematy luster prądowych Wilsona, które z uwagi na kaskodowe połączenie dwóch tranzystorów w obwodzie wyjściowym charakteryzują się dużo większą rezystancją wyjściową niż rezystancja prostego lustra.



Rys.9.30. Lustra Wilsona (a), zmodyfikowane (b)

W układzie zmodyfikowanym na rys.9.30b, dzięki dodaniu tranzystora M_4 , w obu gałęziach tranzystory pracują przy takich samych napięciach U_{DS} , co ma istotne znaczenie dla spełnienia relacji $I_{REF} = I_O$.

Z pośród wielu różnych rozwiązań układowych luster prądowych, lustro Wilsona wyróżniają się korzystniejszymi właściwościami częstotliwościowymi (szerokopasmowymi).

W wielu zastosowaniach wymaga się bardzo dużej rezystancji dynamicznej źródła prądu, w szerokim zakresie zmian napięcia źródła.

Opisane rozwiązania układowe źródeł prądowych w technologii bipolarnej, mogą mieć również zastosowanie do realizacji źródeł prądowych w technologii CMOS.

Na rys.9.31 przedstawiono schemat ideowy kaskodowego lustra prądowego, stanowiące odpowiednik bipolarnego układu z rys.9.18.

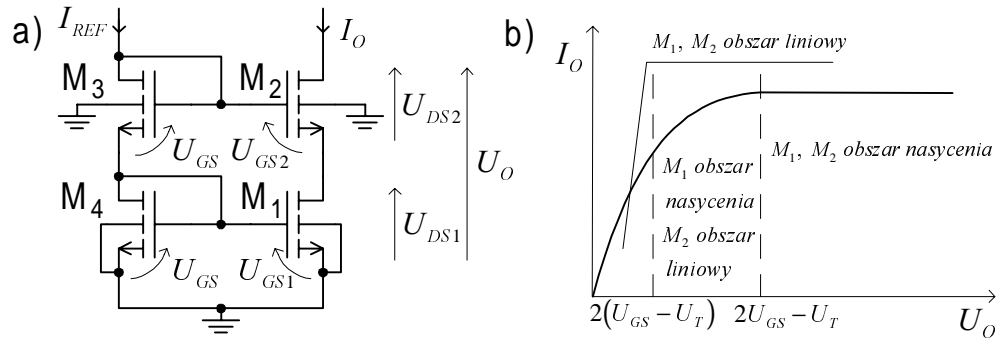
Zakładając, że tranzystory $M_1 - M_4$ są identyczne, ze schematu na rys.9.30a otrzymujemy

$$\left. \begin{aligned} U_{DS1} &= 2U_{GS} - U_{GS2} \\ U_{GS2} &= U_{GS1} = U_{GS} \Big|_{I_D = I_{REF} = I_O} \end{aligned} \right\} \quad (9.112)$$

$$U_{DS1} = U_{GS} \quad (9.113)$$

Warunkiem pracy tranzystorów M_1 i M_2 w obszarze nasycenia jest, aby spełnione były nierówności

$$\left. \begin{array}{l} U_{DS2} \geq U_{GS2} - U_T \\ U_O \geq 2U_{GS} - U_T \end{array} \right\} \quad (9.114)$$



Rys.9.31. Kaskodowe lustro prądowe: a) schemat ideowy, b) charakterystyka prądowo napięciowa

W tym zakresie napięć wyjściowych prąd źródła jest stały. Dalsze zmniejszanie napięcia U_O powoduje zmniejszenie napięcia U_{DS2} , gdyż napięcie U_{DS1} jest ustalone przez koło napięć $2U_{GS} - U_{GS2} = U_{DS1}$ i tranzystor M_1 pracuje dalej w obszarze nasycenia. Tranzystor M_2 zaczyna pracować w obszarze liniowym, a prąd wyjściowy I_O maleje, co jest spowodowane zmniejszaniem się napięcia U_{DS2} . W momencie gdy wartość napięcia U_O zmniejszy się poniżej $2(U_{GS} - U_T)$, oba tranzystory pracują w obszarze liniowym (rys.9.31b).

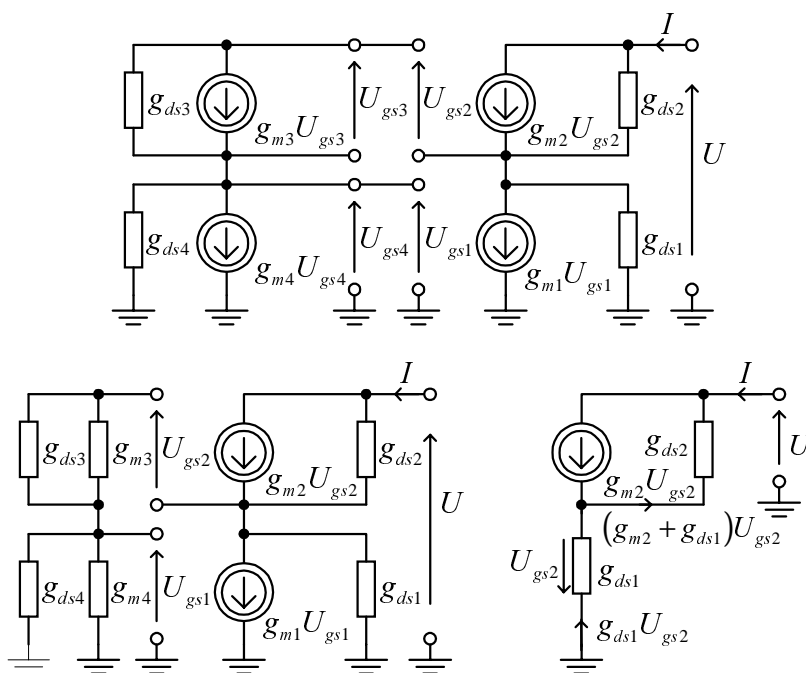
Dynamiczną rezystancję wyjściową lustra kaskodowego możemy wyznaczyć na podstawie jego małosygnałowego schematu zastępczego i jego kolejnych przekształceń, przedstawionych na rys.9.32 [28].

Rezystancja ta wynosi

$$\begin{aligned} r_o &= \frac{U}{I} = \frac{-[U_{gs2} + r_{ds2} U_{gs2} (g_{m2} + g_{ds1})]}{-U_{gs2} g_{ds1}} \\ &= r_{ds1} + r_{ds2} (1 + g_{m2} r_{ds1}) \approx r_{ds2} (1 + g_{m2} r_{ds1}) \end{aligned} \quad (9.115)$$

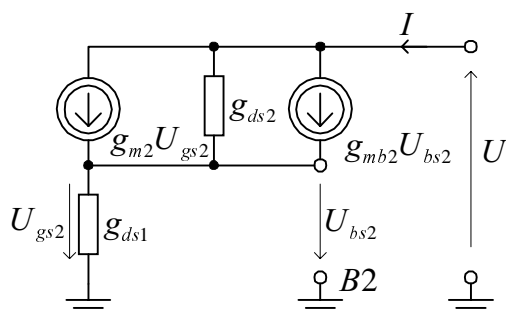
W stosunku do podstawowego lustra prądowego z rys.9.28 rezystancja wyjściowa lustra kaskodowego wzrosła $(1 + g_{m2} r_{ds1})$ razy.

Ponieważ potencjał drenu tranzystora M_1 może się nieznacznie zmieniać, to zmiana ta powoduje zmianę napięcia źródło - podłoże w tranzystorze M_2 , zatem w tranzystorze tym wystąpi efekt podłoża.



Rys.9.32. Małosygnałowy schemat zastępczy lustra kaskodowego i jego kolejne przekształcenia

Na rys.9.33 przedstawiono końcową postać przekształconego schematu zastępczego z rys.9.32, w którym uwzględniono składową zmienną napięcia źródło - podłoże U_{bs2} tranzystora M_2 .



Rys.9.33. Małosygnałowy schemat zastępczy lustra kaskodowego, uwzględniający efekt podłoża tranzystora M_2

Dynamiczna rezystancja wyjściowa lustra, przy uwzględnieniu efektu podłoża tranzystora

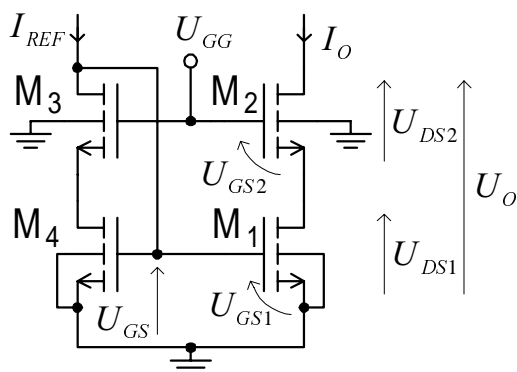
$$r_o = r_{ds1} + r_{ds2} [1 + (g_{m2} + g_{mb2}) r_{ds1}] \quad (9.116)$$

jest nieco większa niż ta, którą wyznaczono przy pominięciu efektu podłoża.

Kaskodowe lustro prądowe z tranzystorami MOSFET zapewnia znacznie większą dynamiczną rezystancję wyjściową niż jego odpowiednik z tranzystorami bipolarnymi. Wadą kaskodowego lustra prądowego z rys.9.31 jest stosunkowo duże napięcie na wejściu lustra, równe $2U_{GS}$, oraz stosunkowo duża wartość minimalnego napięcia wyjściowego, która nie może być mniejsza niż $U_{omin} \geq 2U_{GS} - U_T$ (jak

wyjaśniono wcześniej, przy dalszym obniżaniu napięcia na wyjściu tranzystor M_2 wchodzi w obszar liniowy i prąd wyjściowy maleje). Ogranicza to znacznie możliwość wykorzystania tych luster we współczesnych analogowych układach scalonych CMOS pracujących przy niskich napięciach zasilających.

Na rys.9.34 przedstawiono schemat ideowy niskonapięciowego lustra prądowego (ang. *high swing current mirror*), które w porównaniu do kaskadowego lustra z rys.9.31 posiada mniejsze napięcie wejściowe i większy zakres napięcia wyjściowego [14]



Rys.9.34. Niskonapięciowe lustro prądowe typu „high swing”

Założmy, dla uproszczenia rozważań, że wszystkie tranzystory M_1 - M_4 mają te same rozmiary i te same napięcia U_{GS} . Napięcie U_{GG} polaryzujące bramki tranzystorów M_2 i M_3 należy tak dobrać, aby wszystkie tranzystory pracowały w obszarach nasycenia.

Zatem

$$\left. \begin{aligned} U_{DS1min} &\geq U_{GS} - U_T \\ U_{GG} &= U_{DS1min} + U_{GS} = 2U_{GS} - U_T \end{aligned} \right\} \quad (9.117)$$

Aby tranzystor M_2 pracował w obszarze nasycenia, potencjał jego drenu nie może być niższy od $U_{GG} - U_T$ (tzn. $U_{GD2} < U_T$).

Stąd, napięcie wyjściowe U_O nie może obniżyć się poniżej pewnej minimalnej wartości

$$U_{Omin} \geq U_{GG} - U_T = 2U_{GS} - 2U_T \quad (9.118)$$

Porównując zależności (9.114) i (9.118) widzimy, że napięcie U_{Omin} lustra prądowego typu „high swing” jest mniejsze o wartość napięcia progowego U_T od napięcia U_{Omin} w konwencjonalnym lustrze kaskadowym z rys.9.32a.

Biorąc pod uwagę, że napięcie progowe U_T zawiera się w granicach 0,7 – 1V, ma to istotne znaczenie przy realizacji niskonapięciowych analogowych układów CMOS.

Również napięcie wejściowe lustra typu „high swing” jest mniejsze i wynosi U_{GS} (w klasycznym lustrze kaskodowym $2U_{GS}$).

9.4.3.2. Źródła napięciowe

Bardzo często punkty pracy tranzystorów w unipolarnym układzie scalonym ustalane są za pomocą źródeł napięciowych dołączonych do bramek tych tranzystorów.

W zakresie zmiennoprądowym bramki tych tranzystorów zwarte są do masy. Źródła napięciowe o takim przeznaczeniu mogą posiadać dość duże rezystancje wewnętrzne, ponieważ obciążone są bardzo dużymi impedancjami wejściowymi tranzystorów MOSFET, a przez to mogą być realizowane w najprostszej postaci, np. dzielników napięciowych.

Szczególnym rodzajem źródeł napięciowych są układy przesuwania napięcia stałego, które są stosowane w obwodach sprzęgających dwóch kolejnych stopni układu scalonego oraz na wyjściu ostatniego stopnia w celu zapewnienia zerowego napięcia wyjściowego przy zerowym napięciu wejściowym. Ponieważ układy przesuwania napięcia znajdują się w głównym torze transmisji sygnału, dlatego nie powinny wносить tłumienia sygnału użytecznego, obciążać stopnia poprzedniego oraz powinny gwarantować sterowanie napięciowe stopnia następnego.

Źródła napięciowe o małej wrażliwości napięcia na zmiany temperatury i napięcia zasilania nazywa się źródłami odniesienia. Źródła napięciowe są w znacznie większym stopniu wrażliwe na zmiany temperatury niż na zmiany napięcia zasilania (odwrotnie niż w przypadku źródeł prądowych).

Na rys.9.35 przedstawiono przykłady realizacji dzielników napięciowych w technologii NMOS i CMOS zbudowanych z tranzystorów MOSFET w połączeniu diodowym.

Ponieważ przez dzielnik tranzystorowy przepływa ten sam prąd drenu I_D (przy pomijalnie małych prądach obciążeń) zatem napięcie U_{DSi} i-tego tranzystora w dzielniku jest równe

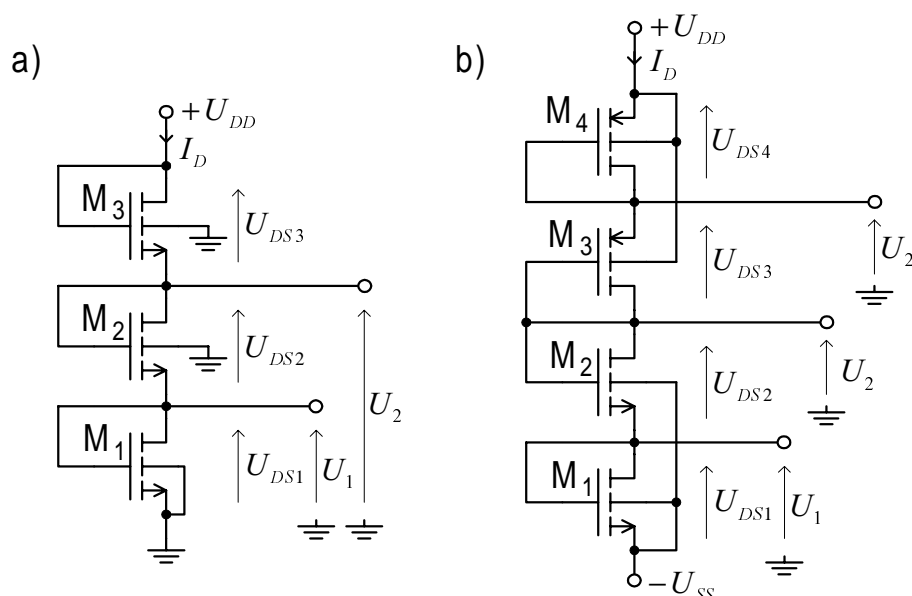
$$U_{DSi} = \sqrt{\frac{I_D}{(K'W/L)_i}} + U_T \quad (9.119)$$

Napięcie na j-tym wyjściu dzielnika wynosi

$$U_j = \sum_{i=1}^j U_{DSi} - |U_{SS}| \quad dla \quad j = 1, \dots, k-1 \quad (9.120)$$

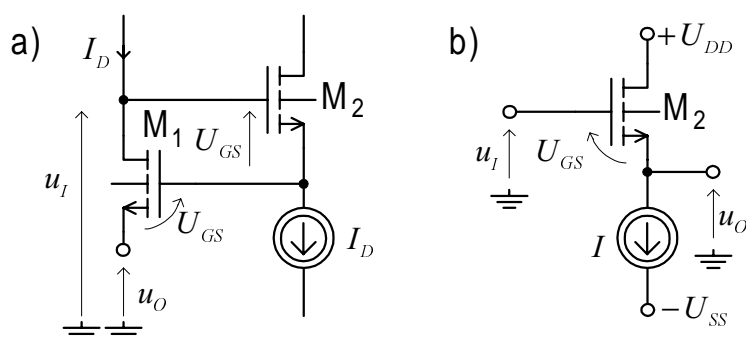
przy czym k jest w ogólnym przypadku liczbą tranzystorów tworzących dzielnik, zasilany napięciem $U_{DD} + |U_{SS}|$, czyli

$$U_{DD} + |U_{SS}| = \sum_{i=1}^k U_{DSi} \quad (9.121)$$



Rys.9.35. Dzielniki napięciowe zbudowane z tranzystorów MOSFET w połączeniu diodowym: a) w technologii NMOS, b) w technologii CMOS

Na rys.9.36 przedstawiono proste przykłady układów przesuwania napięcia stałego.



Rys.9.36. Układy przesuwania napięcia stałego: a) ze źródłem stałoprądowym, b) wtórnikowy

W układzie na rys.9.36a poziom napięcia wyjściowego u_o jest przesunięty względem poziomu napięcia wejściowego u_i o stałą wartość $-2U_{GS}$, który przy identycznych tranzystorach M_1, M_2 wynosi

$$u_o - u_i = -2U_{GS} = -2\left(\sqrt{\frac{I_D}{K'W/L}} - U_T\right) \quad (9.122)$$

W układzie na rys.9.36b przesunięcie to wynosi $-U_{GS}$.

Inne typowe rozwiązania stosowane w obwodach zasilania układów scalonych są przytaczane w dalszych rozdziałach przy omawianiu konkretnych rozwiązań układowych.