

1. Zasilanie układów elektronicznych

Jednym z najbardziej istotnych czynników niezbędnych dla prawidłowej pracy układów elektronicznych, zarówno analogowych jak i cyfrowych jest ich zasilanie. Ogólnie przed układami zasilania stawia się następujące wymagania:

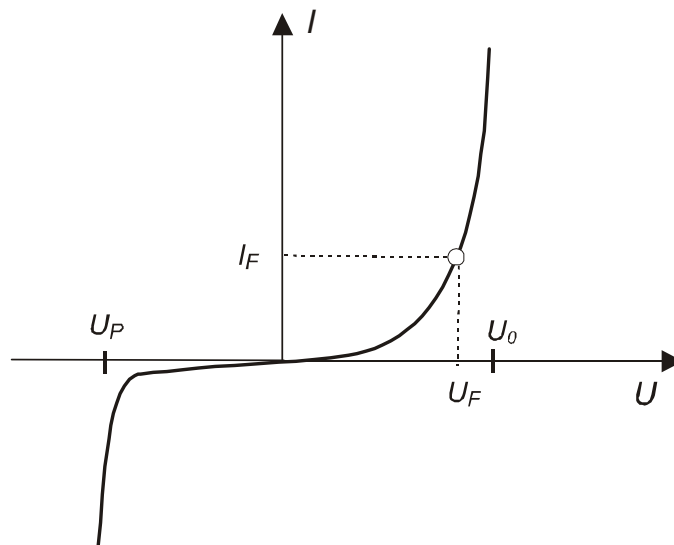
- ustalenie odpowiednich wartości prądów i napięć polaryzujących (punkt pracy) i zapewnienie ich stałości przy różnych zmianach warunków zewnętrznych
- prawidłowa polaryzacja elektrod przyrządów półprzewodnikowego
- doprowadzenie odpowiedniej energii (mocy) ze źródła prądu stałego, która ma być zamieniona na energię sygnału zmiennego

W dalszej części skryptu opiszemy bliżej, w jaki sposób można realizować układy zasilające spełniające przedstawione powyżej wymagania.

1.1. Punkt pracy elementów elektronicznych

Diody, tranzystory czy też inne nieliniowe elementy elektroniczne muszą mieć ustalone wartości płynących przez nie prądów stałych oraz napięć stałych. Zbiór takich wartości napięć i prądów jednoznacznie określających zachowanie się elementu nazywamy jego **punktem pracy**. Od punktu pracy, który decyduje o statycznym stanie elementu zależą jego właściwości dynamiczne takie jak: wzmocnienie, charakterystyki częstotliwościowe, stopień nieliniowości i inne.

Najprostszym nieliniowym elementem półprzewodnikowym jest dioda. Punkt pracy diody określa się zazwyczaj na jej charakterystyce statycznej. Przykładową charakterystykę statyczną diody wraz z zaznaczonym punktem pracy przedstawia Rys.1.1. Widać tu, że punkt pracy opisuje jednoznacznie tylko jedna wartość: napięcie na diodzie lub prąd płynący przez diodę



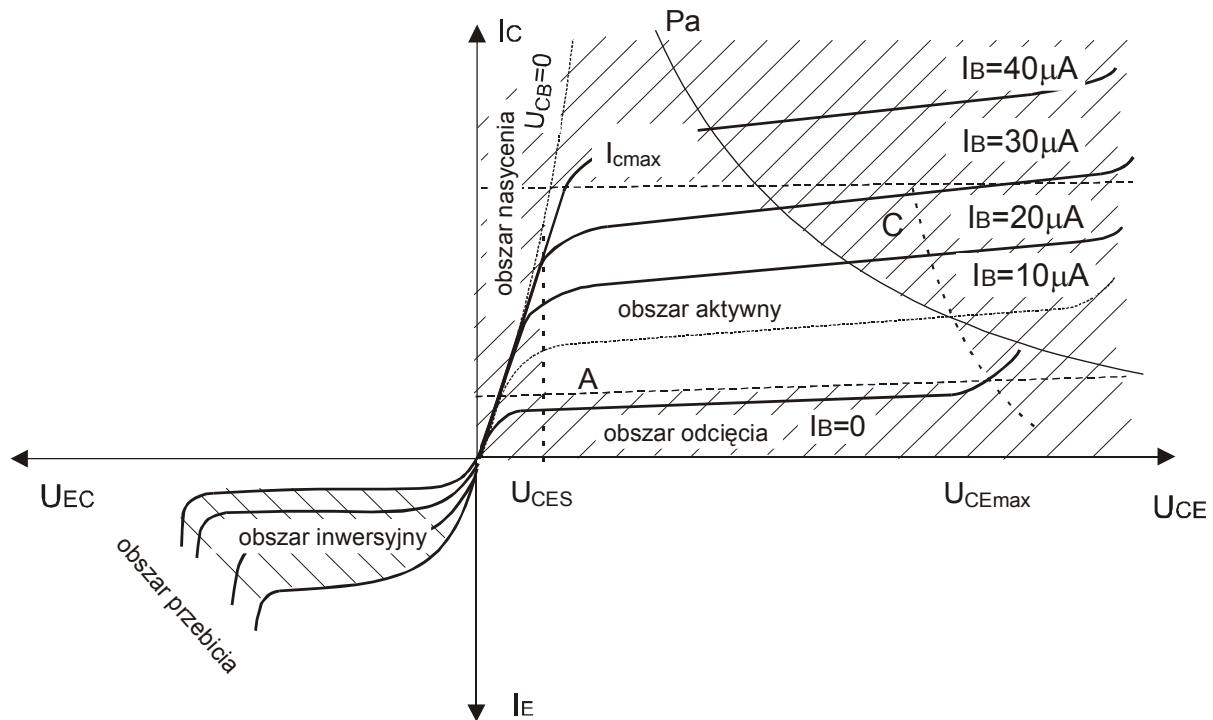
Rys.1.1. Charakterystyka statyczna diody półprzewodnikowej

Analizując przebieg charakterystyki statycznej można wyróżnić trzy zakresy:

- zakres przewodzenia (przepustowy), gdy $U_F > U_T$ (gdzie $U_T = kT/q$)
- zakres odcięcia (zaporowy), gdzie $-U_P \leq U_F \leq U_T$
- zakres przebiecia, gdy $U_F < U_P$

W zakresach przewodzenia i przebiecia rezystancja dynamiczna diody jest mała, dlatego jej punkt pracy najprościej jest opisać wartością prądu, który przez nią płynie, natomiast w zakresie zaporowym rezystancja diody jest bardzo duża i wtedy najłatwiej jej punkt pracy opisać napięciem

Podobnie jak dla diody punkt pracy tranzystora bipolarnego najlepiej jest określać na jego charakterystykach statycznych. Na Rys.1.2. widać charakterystyki statyczne tranzystora bipolarnego pracującego w układzie WE



Rys.1.2. Charakterystyki statyczne tranzystora bipolarnego w układzie WE

Na ich można wyróżnić cztery podstawowe obszary pracy tranzystora bipolarnego:

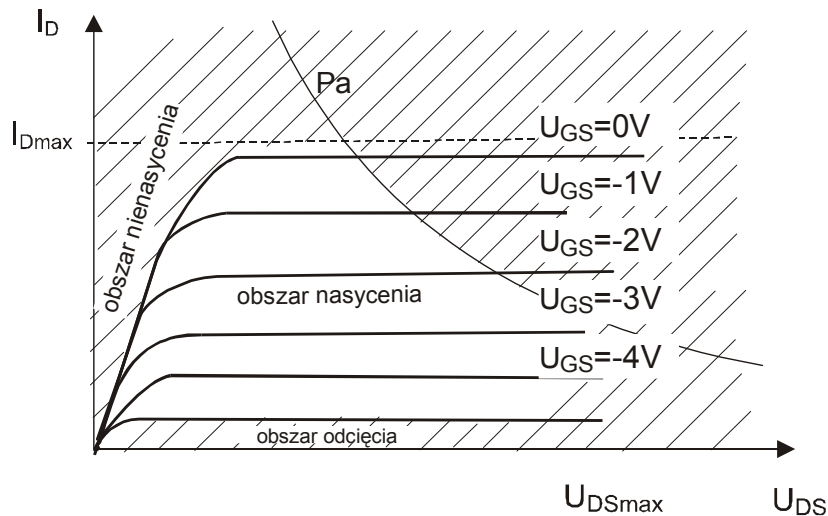
- obszar aktywny (przewodzenia), dla którego złącze baza-emiter spolaryzowane jest w kierunku przewodzenia zaś złącze baza kolektor w kierunku zaporowym
- obszar odcięcia (zaporowy), w którym $U_{BE} < U_D$ i oba złącza tranzystora spolaryzowane są w kierunku zaporowym
- obszar nasycenia, gdy napięcie U_{CE} jest mniejsze niż napięcie przy którym następuje przegięcie charakterystyk statycznych. Oba złącza są wtedy spolaryzowane w kierunku przewodzenia
- obszar inwersyjny, gdy złącze baza-emiter spolaryzowane jest w kierunku zaporowym a złącze baza-kolektor w kierunku przewodzenia

Istnieje również możliwość znalezienia się tranzystora w zakresie przebicia lawinowego przy dużych napięciach zaporowych złącza baza-emiter i baza-kolektor. Trzeba też pamiętać, że obszar aktywny tranzystora dodatkowo ograniczają:

- maksymalna moc strat wynikająca z możliwości rozproszenia średniej mocy wydzielonej w tranzystorze i dopuszczalnej temperatury struktury tranzystora (krzywa Pa)
- maksymalne napięcie U_{CE} po przekroczeniu którego następuje przebicie złącza cieplne lub lawinowe. Na złączu B-E jest to przebicie Zenera, na złączu B-C występuje przebicie lawinowe, zaś pomiędzy E-C następuje przebicie skrośne
- zniekształcenia nieliniowe przy zbliżaniu się prądu kolektora do poziomu prądów zerowych (linia A)
- zniekształcenia nieliniowe spowodowane nieliniowością charakterystyk i wchodzeniem tranzystora w zakres nasycenia (linia U_{CES})
- przebicie wtórne na skutek defektów sieci krystalicznej (krzywa C)

Punkt pracy tranzystora bipolarnego jednoznacznie opisują dwie wielkości. Dla zakresów charakterystyk statycznych nie obejmujących obszaru odcięcia najczęściej podaje się napięcie U_{CE} i prąd I_C lub I_B natomiast dla zakresu odcięcia podaje się napięcia U_{CE} i U_{BE} . W układach analogowych punkt pracy ustalany jest najczęściej w obszarze aktywnym, zaś w układach impulsowych i cyfrowych najczęściej w obszarze nasycenia lub odcięcia rzadziej w obszarze inwersyjnym. Obszar przebicia bywa czasem wykorzystywany przy generacji wąskich impulsów. W trakcie realizacji układów elektronicznych może, więc zajść potrzeba umieszczenia punktu pracy w dowolnym zakresie charakterystyk statycznych tranzystora.

W przypadku tranzystora unipolarnego należy zwrócić uwagę na fakt dużego podobieństwa jego charakterystyk statycznych (wyjściowych) w odniesieniu do tranzystora bipolarnego.



Rys.1.3. Charakterystyki statyczne tranzystora unipolarnego w układzie WS

Trzeba jednak pamiętać o różnicach w nazewnictwie tych samych zakresów charakterystyk dla obu rodzajów tranzystorów, o czym można przekonać się porównując Rys.1.2. i Rys.1.3. na których przedstawiono odpowiednio charakterystyki wyjściowe tranzystora bipolarnego pracującego w układzie WE i przykładowe charakterystyki statyczne (wyjściowe) tranzystora unipolarnego. Punkt pracy tranzystora unipolarnego pracującego w układach analogowych ustala się na ogół w zakresie nasycenia, gdzie tranzystor przejawia najsilniejsze właściwości aktywne, natomiast dla układów impulsowych i cyfrowych w obszarach: liniowym lub odcięcia.

1.2. Wyznaczanie i realizacja punktu pracy

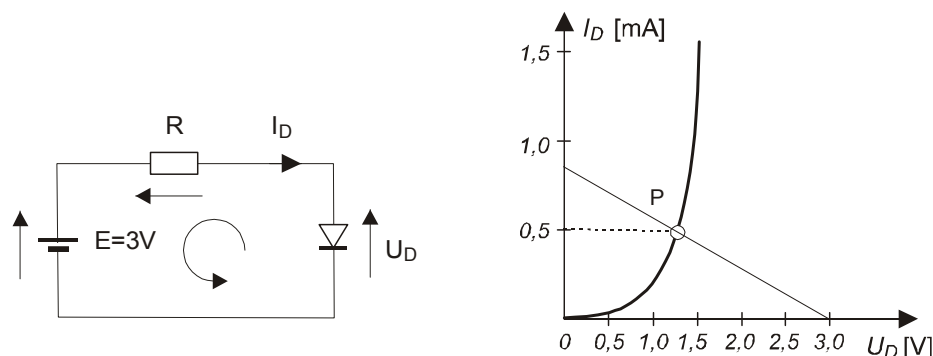
W tym podrozdziale zajmiemy się metodami wyznaczania i obliczania a także realizacją punktu pracy dla podstawowych układów elektronicznych

1.2.1. Graficzne metody realizacji punktu pracy.

Graficzne metody realizacji określonego punktu pracy opierają się na charakterystykach statycznych uzyskanych na podstawie pomiarów, przez co nie są obciążone błędem związanym z modelowaniem a ich dokładność zależy od dokładności pomiarów i rysunku. Sposób realizacji punktu pracy diody przedstawia przykład poniżej.

Przykład 1.1

Obliczyć wartość rezystora R układu przedstawionego na Rys.1.4.a) która dla diody o charakterystyce statycznej widocznej na Rys.1.4.b) zapewni prąd o wartości 0.5 mA



Rys.1.4. Schemat układu oraz graficzne przedstawienie rozwiązania przykładu

Rozwiązanie:

Działanie obwodu możemy przedstawić za pomocą równania oczkowego w postaci:

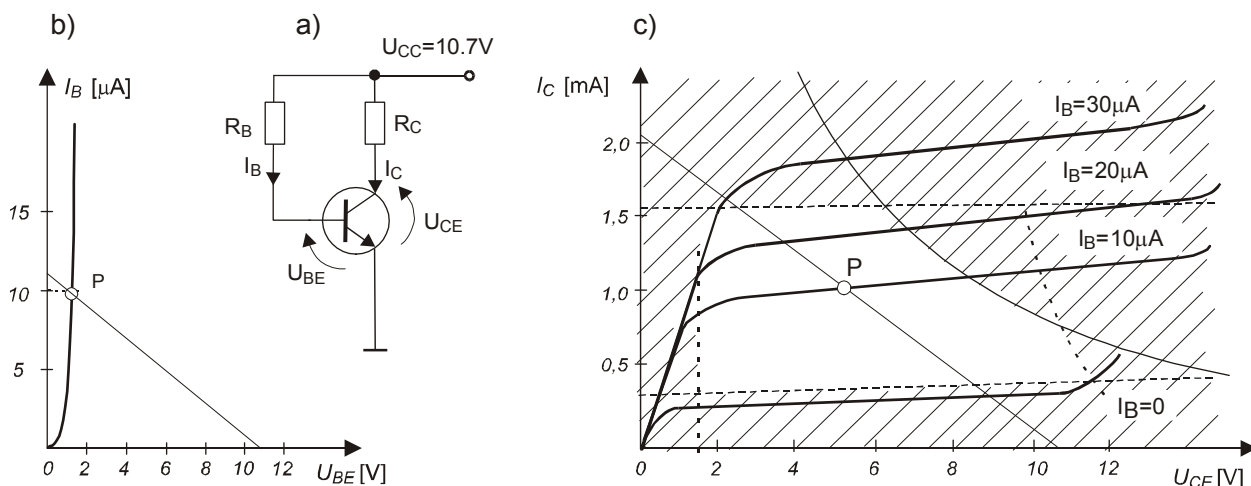
$$E = U_D + I_D R \quad (1.1.)$$

Jest to równanie liniowe możemy, więc na wykresie charakterystyki statycznej diody przedstawić je jako prostą przechodzącą przez punkty $U_D = E = 3 \text{ V}$ oraz punkt pracy P dla $I_D = 0.5 \text{ mA}$. Prosta ta przecina oś rzędnych dla wartości $I_{D0} = E/R \approx 0.85 \text{ mA}$ stąd $R = E/I_{D0} = 3.5 \text{ k}\Omega$

Przedstawiony tu przykład może wydawać się banalny, ale należy pamiętać, że bardziej skomplikowane układy prawie zawsze daje się sprowadzić do superpozycji układów prostych (np. przy wykorzystaniu metody Thevenina) a stąd tylko krok do rozwiązania. Realizację punktu pracy dla tranzystora bipolarnego ilustruje przykład poniżej.

Przykład 1.2

Dla układu na Rys.1.5. wyznaczyć rezystancje R_B i R_C w celu realizacji punktu pracy o wartościach $I_C = 1 \text{ mA}$ i $U_{CE} = 5 \text{ V}$



Rys.1.5. Schemat układu a) charakterystyka wejściowa (bazowa) b) oraz charakterystyka wyjściowa (kolektorowa) c) jako graficzne przedstawienie rozwiązania przykładu 1.2

Rozwiązanie:

Rozwiązanie rozpoczynamy od wykreślenia prostej obciążenia, która przecina oś odciętych charakterystyk wyjściowych w punkcie $U_{CE} = 10.7 \text{ V}$ oraz przechodzi przez punkt pracy P ($U_{CE} = 5 \text{ V}$, $I_C = 1 \text{ mA}$). Prosta obciążenia przecina oś rzędnych w punkcie $I_{C0} = 2.14 \text{ mA}$. Jej nachylenie wyznacza wartość $R_C = U_{CC}/I_{C0} = 5 \text{ k}\Omega$. Z charakterystyk wyjściowych wynika, że prąd bazy w punkcie pracy wynosi $10 \mu\text{A}$, umożliwia to określenie punktu pracy na charakterystyce wejściowej. Wykorzystując fakt, że rezystor R_B włączony jest do zasilania o wartości U_{CC} możemy wykreślić prostą obciążenia obwodu wejściowego, która przecina oś rzędnych dla $I_{B0} = 10.7 \mu\text{A}$. Nachylenie tej prostej określa wartość $R_B = U_{CC}/I_{B0} = 1 \text{ M}\Omega$.

Układ z Rys.1.5. a) jest najprostszą realizacją punktu pracy dla tranzystora bipolarnego niestety na tym kończą się jego zalety, gdyż jest bardzo niestabilny W dalszej części skryptu poznamy też inne układy zasilania i zajmiemy się ich szczegółową analizą.

Układy zasilania tranzystorów unipolarnych są znacznie prostsze w porównaniu z układami zasilającymi tranzystory bipolarnie, ponieważ mają one praktycznie zerowy prąd bramki, czyli elektrody wejściowej. Tranzystor unipolarny może być jednoznacznie opisany za pomocą statycznych charakterystyk wyjściowych (drenowych $I_D = f(U_{DS})$) i przejściowych ($I_D = f(U_{GS})$). Realizację punktu pracy tranzystora unipolarnego prezentuje przykład poniżej

Przykład 1.3

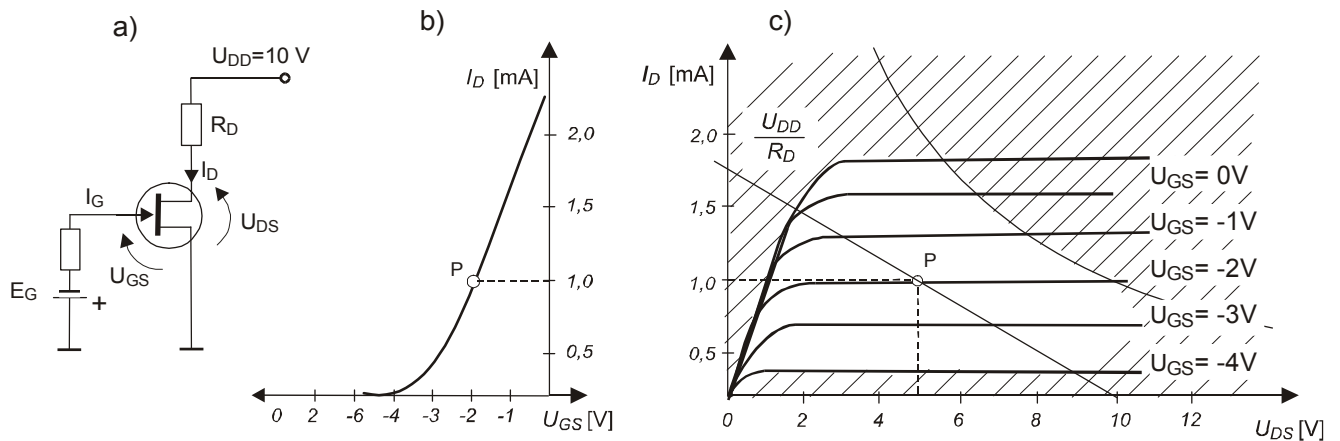
Zrealizować układ zasilania tranzystora unipolarnego ze stałym napięciem bramki dla punktu pracy P ($I_D = 1 \text{ mA}$ i $U_{DS} = 5 \text{ V}$) przy złożeniu $U_{DD} = 10 \text{ V}$ i $E_G = -2 \text{ V}$.

Rozwiązanie:

Schemat układu polaryzacji ze stałym napięciem bramki dla tranzystora unipolarnego złączowego z kanałem typu n przedstawia Rys.1.6. a) Rozwiązanie problemu zaczynamy od określenia równania oczkowego dla obwodu drenowego:

$$U_{DD} = U_{DS} + I_D R_D \quad (1.2.)$$

Może być ono przedstawione na charakterystykach wyjściowych z Rys.1.6. c) jako prosta przecinająca oś odciętych w punkcie $U_{DS} = U_{DD}$ o nachyleniu $R_D = U_{DD}/I_D$



Rys.1.6. Schemat układu a) charakterystyka przejściowa b) oraz charakterystyka wyjściowa (drenowa) c) jako graficzne przedstawienie rozwiązania przykładu 1.3

Jeżeli założymy, że prąd bramki wynosi zero, co jest bardzo częstą praktyką w tego typu układach to przy zerowym spadku napięcia na oporniku R_G , punkt pracy jest określony przez przecięcie tej prostej z charakterystyką $U_{GS}=E_G$

Przedstawiony powyżej układ charakteryzuje się dużą niestabilnością, dlatego często jest on uzupełniany o dodatkowy rezystor włączany pomiędzy źródło a masę, która ma zapewniać lepszą stabilność punktu pracy

1.2.2. Analityczne metody obliczania punktu pracy.

Analityczne metody obliczania punktu pracy opierają się na modelach elementów sterowanych opisanych zależnościami analitycznymi. Dokładność tych metod zależy od złożoności zastosowanego modelu. W przybliżonych metodach obliczania punktu pracy stosuje się modele na tyle proste, aby możliwe były obliczenia ręczne bez pomocy komputera.

W przypadku diody możliwe jest zastosowanie opisu za pomocą poznanego wcześniej wzoru Shockley'a

$$I = I_s \exp\left(\frac{Uq}{\eta kT} - 1\right) \quad (1.3.)$$

lub po przekształceniu:

$$U = \frac{\eta kT}{q} \ln\left(\frac{I}{I_s} + 1\right) \quad (1.4.)$$

Jeśli będziemy rozpatrywać obwód przedstawiony w przykładzie 1.1 to równanie oczkowe z wykorzystaniem zależności (1.4.) ma postać:

$$E = IR + \frac{\eta kT}{q} \ln\left(\frac{I}{I_s} + 1\right) \quad (1.5.)$$

Jeśli mamy dane parametry diody, to zaprojektowanie układu realizującego określony punkt pracy nie powinno przysporzyć większego problemu. Nieco trudniejsza sytuacja występuje w przypadku, kiedy należy obliczyć prąd I_D przy danych wartościach R i E , można wtedy posłużyć się modelem odcinkowo liniowym i dokonać obliczeń iteracyjnie

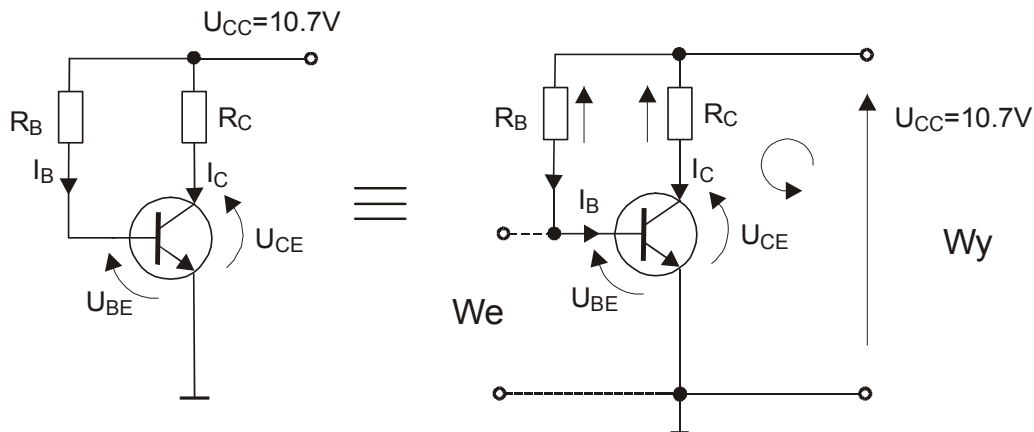
Sposób obliczania punktu pracy dla tranzystora bipolarnego przedstawimy na przykładzie bazującym na rozpatrywanym wcześniej układzie z Rys.1.5.

Przykład 1.4

Obliczyć punkt pracy tranzystora pracującego w układzie jak Rys.1.5. dla $R_B=1M\Omega$, $R_C=5k\Omega$, $U_{CC}=10,7$, $\beta=100$.

Rozwiązanie:

Na początku przedstawimy schemat rozpatrywanego układu w 2 postaciach co ułatwi nam napisanie równań oczkowych



Dla obwodu bazy możemy napisać następujące równanie oczkowe:

$$U_{BE} + I_B R_B - U_{CC} = 0 \quad (1.6.)$$

stąd po przekształceniu:

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B} = \frac{10,7 - 0,7}{1 M\Omega} = 10 \mu A \quad (1.7.)$$

korzystając z definicji współczynnika wzmocnienia prądowego β otrzymujemy

$$I_C = \beta I_B = 100 \cdot 10 \mu A = 1 mA \quad (1.8.)$$

Z obwodu kolektora otrzymujemy

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C R_C = 10.7V - 1 mA \cdot 5 k\Omega = 5.7 V \quad (1.9.)$$

Przy doborze elementów polaryzujących tranzystor należy pamiętać, że nawet niewielka zmiana wartości któregoś z rezystorów może mieć wpływ na poprawne działanie całego układu. Ilustruje to przykład:

Przykład 1.5

Obliczyć punkt pracy tranzystora pracującego w układzie jak Rys.1.5. dla $R_B=1M\Omega$, $R_C=15k\Omega$, $U_{CC}=10,7$, $\beta=100$.

Rozwiązanie:

Postępując podobnie jak w poprzednim przykładzie otrzymujemy

$$I_B = 10 \mu A \quad I_C = 1 mA \quad (1.10.)$$

a następnie:

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C R_C = 10.7V - 1 mA \cdot 15 k\Omega = -4.3 V \quad (1.11.)$$

okazuje się więc że tranzystor znajduje się w zakresie nasycenia przyjmujemy więc założenie

$$U_{CE} \approx 0.2V \quad (1.12.)$$

a następnie określamy wartość I_C

$$I_C = \frac{U_{CC} - 0.2 V}{R_C} = 0.67 mA \quad (1.13.)$$

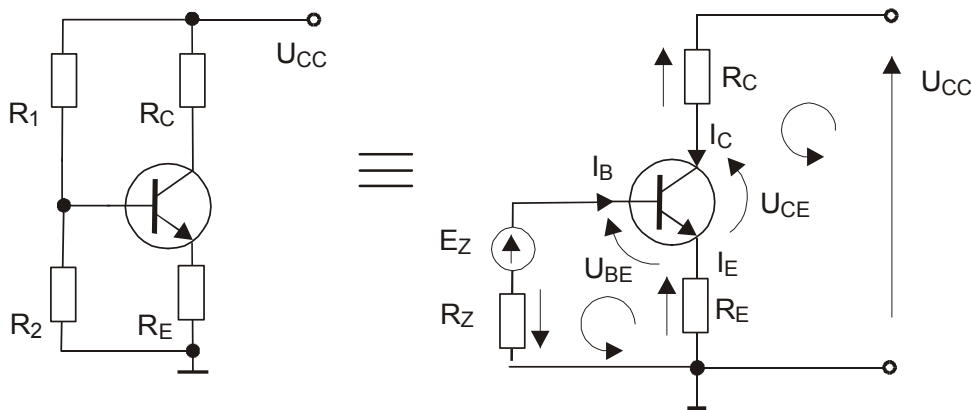
oraz sprawdzamy wartość współczynnika wzmocnienia

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{0.67 \text{ mA}}{10 \mu\text{A}} = 67 \quad (1.14.)$$

Najczęściej spotykanym układem polaryzacji tranzystora bipolarnego jest tzw. układ potencjometryczny poniżej przedstawiono przykład ilustrujący sposób obliczania punktu pracy dla tego przypadku

Przykład 1.6

Obliczyć punkt pracy tranzystora pracującego w układzie jak rysunku dla znanych wartości rezystorów i współczynnika wzmocnienia prądowego β .



Rozwiązanie:

Pierwszym krokiem może być przekształcenie zgodnie z twierdzeniem Thevenena układu 1 do postaci 2, gdzie nowopowstałe elementy można określić według zależności:

$$E_Z = U_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad R_Z = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.15.)$$

Dla obwodu bazy możemy napisać następujące równanie (od punktu masy do punktu masy):

$$U_{BE} - E_Z + I_B R_Z + I_E R_E = 0 \quad (1.16.)$$

korzystając z zależności

$$I_E = (\beta + 1) I_B \quad (1.17.)$$

otrzymujemy

$$U_{BE} - E_Z + I_B R_Z + (\beta + 1) I_B R_E = 0 \quad (1.18.)$$

stąd po przekształceniu:

$$I_B = \frac{E_Z - U_{BE}}{(\beta + 1) R_E + R_Z} \quad (1.19.)$$

korzystając z definicji współczynnika wzmocnienia prądowego β otrzymujemy

$$I_C = \beta I_B \quad (1.20.)$$

Z obwodu kolektora otrzymujemy

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \quad (1.21.)$$

Do wyznaczania punktu pracy tranzystora unipolarnego wykorzystujemy równania charakterystyk przejściowych:

- dla tranzystora złączowego:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right)^2 \quad (1.22.)$$

- dla tranzystora MOS z kanałem indukowanym

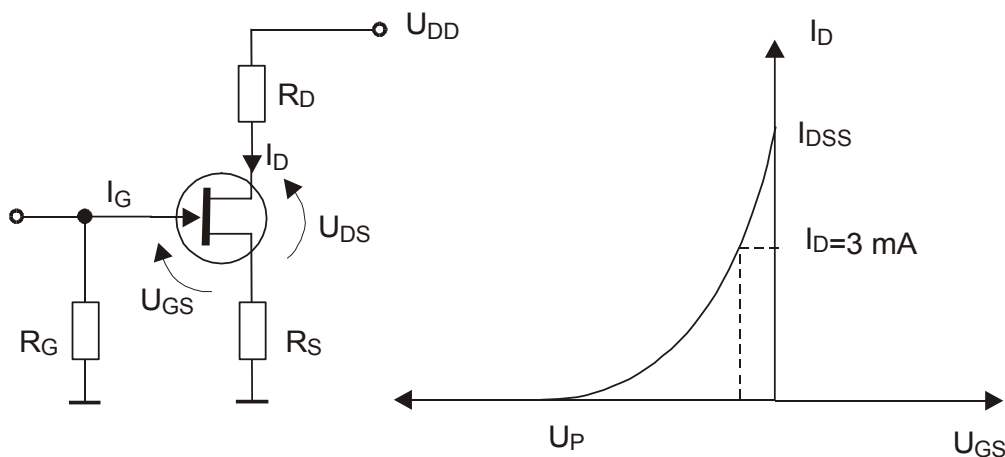
$$I_D = K \left(\frac{U_{GS}}{U_T} - 1 \right)^2 \quad (1.23.)$$

Przykład 1.7

Zaprojektować układ polaryzacji tranzystora JFET z kanałem typu n posiadającym parametry $I_{DSS}=5 \text{ mA}$, $U_P=-4 \text{ V}$, tak aby punkt pracy wynosił: $I_D=3 \text{ mA}$ i $U_{DS}=5 \text{ V}$. Napięcie zasilania $U_{DD}=15 \text{ V}$

Rozwiązanie:

Rozwiązanie zaczynamy od przedstawienia układu polaryzacji tranzystora oraz jego charakterystyki przejściowej



Rys.1.7. Schemat układu polaryzacji i charakterystyka przejściowa tranzystora pracującego w układzie.

Korzystając z zależności (1.22.) opisującej charakterystykę przejściową tranzystora wyznaczamy wartość U_{GS}

$$U_{GS} = \left(1 \pm \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \right) U_P = -0.92 \text{ V} \quad (1.24.)$$

Zakładamy, że $I_S=I_D$ oraz dużą rezystancję $R_G \approx 1 \text{ M}\Omega$, co wiąże się z pomijalnie małą wartością I_G , dlatego można napisać:

$$I_D R_S + U_{GS} = 0 \quad (1.25.)$$

stąd:

$$R_S = \frac{-U_{GS}}{I_D} = 0.31 \text{ k}\Omega \quad (1.26.)$$

dla obwodu wyjściowego mamy

$$U_{DD} - I_D R_D - U_{DS} - I_D R_S = 0 \quad (1.27.)$$

stąd:

$$R_D = \left(\frac{U_{DD} - U_{DS} - I_D R_S}{I_D} \right) = \frac{15 - 5 - 0.92}{3} = 3.1 \text{ k}\Omega \quad (1.28.)$$

pozostaje jeszcze sprawdzenie stanu pracy tranzystora

$$U_{GD} = U_{GS} - U_{DS} = -0.92 - 5 = -5.92 < U_P \quad (1.29.)$$

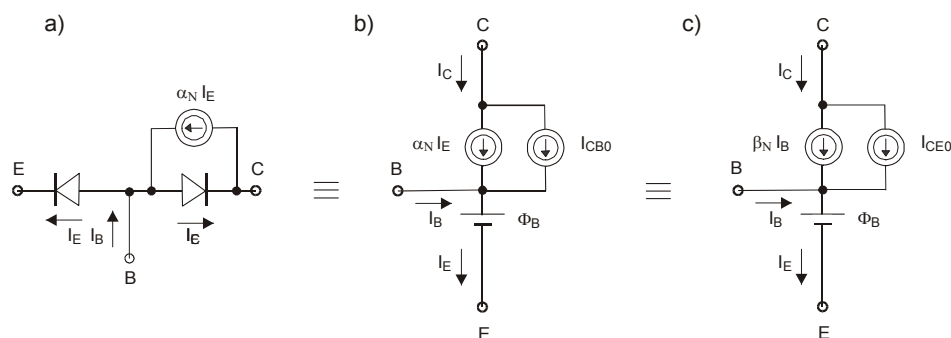
1.3. Typowe wartości punktu pracy tranzystorów

Zastosowanie	I_C (I_{CM})	U_{CE} (U_{CM})
Stopnie wejściowe wzmacniaczy m.cz. o małym poziomie szumów	20-200 μA	1-5 V
Stopnie pośrednie wzmacniaczy małych sygnałów m.cz. i w.cz.	0.2-2 mA	3-10 V
Stopnie wejściowe wzmacniaczy operacyjnych	1-10 μA	0.7-5 V
Wzmacniacze szerokopasmowe 100 MHz-1 GHz	5-50 mA	5-10 V
Wzmacniacze akustyczne średniej mocy	0.1-1 A	5-12 V
Wzmacniacze akustycznej dużej mocy	2-10 A	20 –100 V
Stopień odchyłania poziomego w telewizorze	3-6 A	800-1100 V
Nadajniki KF i UKF	5-30 A	30-60 V

1.4. Stabilizacja punktu pracy tranzystora

Przy projektowaniu punktu pracy układów tranzystorowych bardzo duże znaczenie ma zapewnienie jego niezmienności w czasie bez względu na zmiany czynników zewnętrznych jak i parametrów samego tranzystora. Istotne jest też uwzględnienie na etapie projektu układu rozrzutów parametrów tranzystora, podawanych zwykle przez producenta. Właściwy projekt punktu pracy musi więc zapewnić jego stałość w określonych granicach, co nabiera ogromnego znaczenia w przypadku projektowania układów scalonych gdzie nie ma możliwości ewentualnych poprawek.

Spróbujemy teraz zająć się analizą stałości punktu pracy tranzystora bipolarnego. Analizę jakości stabilizacji punktu pracy przeprowadzamy w oparciu o model nieliniowy statyczny tranzystora (Ebersa-Molla)



Rys.1.8. Modele tranzystorów bipolarnych stosowanych w analizie stałoprądowej: a) model Ebersa–Molla dla zakresu aktywnego normalnego; b), c) dwie równoważne wersje uproszczonego modelu Ebersa–Molla

Interesuje nas praca tranzystora w układzie wzmacniacza małych sygnałów, czyli przy polaryzacji złącza baza-emiter w kierunku przewodzenia i złącza baza-kolektor w kierunku zaporowym. Do przybliżonych analiz, o których mowa w tej części skryptu wystarczająco dokładne są modele uproszczone (Rys.1.8. b, c), które otrzymujemy zastępując diodę D_{EB} źródłem napięciowym Φ_B (dla tranzystora krzemowego $\Phi_B \approx 0.7$ V, zaś dla germanowego $\Phi_B \approx 0.3$ V) a diodę D_{CB} źródłem prądowym I_{CBO} lub I_{CEO} , oba źródła prądowe w wielu przypadkach można pominąć. Na podstawie schematów przedstawionych powyżej możemy zapisać:

$$I_C = I_E \alpha_N + I_{CBO} \quad (1.30.)$$

$$I_C = I_B \beta_N + I_{CEO} \quad (1.31.)$$

$$I_C = I_B \beta_N + (\beta_N + 1) I_{CBO} \quad (1.32.)$$

Stąd możemy dojść do wniosku że:

$$I_C = f(\beta_N, I_{CBO}, I_B) \quad - \quad \text{dla układów WE oraz WC} \quad (1.33.)$$

$$I_C = f(\alpha_N, I_{CBO}, I_E) \quad - \quad \text{dla układów WB} \quad (1.34.)$$

Ponieważ zarówno prąd bazy I_B jak i prąd emitera I_E zależą od wartości Φ_B mamy:

$$I_C = f(\beta_N, I_{CBO}, \Phi_B) \quad - \quad \begin{array}{l} \text{dla układów wspólny emiter (WE)} \\ \text{i wspólny kolektor (WC)} \end{array} \quad (1.35.)$$

$$I_C = f(\alpha_N, I_{CBO}, \Phi_B) \quad - \quad \text{dla układów wspólna baza (WB)} \quad (1.36.)$$

Jakość układów polaryzacji oceniamy poprzez sprawdzenie ich wrażliwości na zmiany: β_N , I_{CBO} , Φ_B . Ogólnie sprowadza się to do obliczenia różniczki zupełnej określającej przyrost prądu kolektora przy małych przyrostach powyższych parametrów w postaci:

$$dI_C = \frac{\partial I_C}{\partial \beta_N} d\beta_N + \frac{\partial I_C}{\partial I_{CBO}} dI_{CBO} + \frac{\partial I_C}{\partial \Phi_B} d\Phi_B \quad (1.37.)$$

Wygodniej jest jednak wprowadzić trzy parametry nazywane *współczynnikami stabilizacji* prądu kolektora:

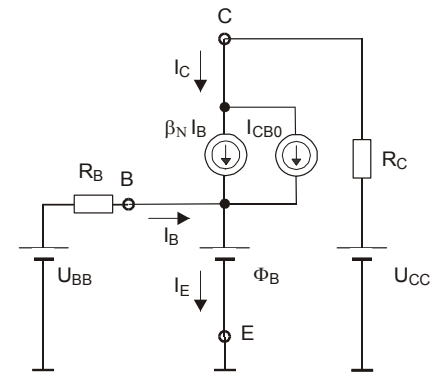
$$S_\beta = \left. \frac{\partial I_C}{\partial \beta_N} \right|_{I_{CBO}, \Phi_B} \quad S_i = \left. \frac{\partial I_C}{\partial I_{CBO}} \right|_{\beta_N, \Phi_B} \quad S_U = \left. \frac{\partial I_C}{\partial \Phi_B} \right|_{I_{CBO}, \beta_N} \quad (1.38.)$$

Im mniejsze są wartości powyższych współczynników stabilizacji tym lepsza jest stałość prądu kolektora

Przykład 1.8

Przeanalizujemy teraz pod kątem jakości stabilizacji punktu pracy tranzystora bipolarnego układ ze stałym prądem bazy.

Analizę zaczniemy od narysowania schematu zastępczego układu z wykorzystaniem uproszczonego modelu stałoprądowego Ebersa-Molla dla tranzystora krzemowego pracującego w zakresie aktywnym normalnym (**Rys.1.8. c**). Zgodnie z przedstawionym na **Rys.1.9.** schematem zastępczym układu możemy napisać:



Rys.1.9. Schemat zastępczy układu ze stałym prądem bazy

$$I_B = (U_{BB} - \Phi_B) / R_B \quad (1.39.)$$

Zwykle $U_{BB} \gg \Phi_B$ oraz $U_{BB} = U_{CC}$ stąd:

$$I_B \approx U_{BB} / R_B = \text{const} \quad (1.40.)$$

Po podstawieniu zależności na I_B do I_C

$$I_C = \beta_N (U_{BB} - \Phi_B) / R_B + (\beta_N + 1) I_{CBO} \quad (1.41.)$$

Po obliczeniu pochodnych mamy:

$$S_\beta = (U_{BB} - \Phi_B) / R_B + I_{CBO} \quad (1.42.)$$

$$S_i = (\beta_N + 1) \approx \beta_N \quad (1.43.)$$

$$S_u = \beta_N / R_B \quad (1.44.)$$

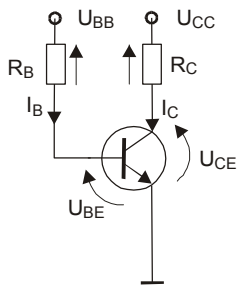
Jak widać w układzie nie ma żadnych możliwości optymalizacji wartości elementów obwodu polaryzacji (U_{BB} i R_B), wszystkie wartości współczynników są stosunkowo duże.

1.5. Podstawowe układy zasilania i stabilizacji punktu pracy tranzystora bipolarnego

Zadaniem konstruktora układu elektronicznego jest takie zaprojektowanie obwodów zasilania tranzystorów, aby zapewniały one uzyskanie założonych punktów pracy i utrzymanie ich w różnych

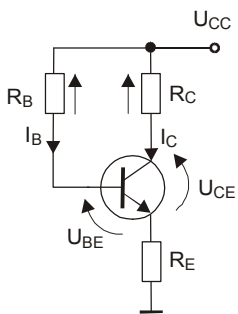
warunkach, np. przy zmianie temperatury czy przy zmianie elementów. Układy polaryzacji prezentowane w dalszej części skryptu, można traktować jako przykłady celowego wyboru punktów pracy w określonych zastosowaniach.

Układ zasilania ze stałym prądem bazy.



W układzie tym jak mogliśmy się przekonać w *przykładzie 1.8* nie ma możliwości optymalizacji elementów obwodu polaryzacji, gdyż dla zadanego punktu pracy (I_C , U_{CE}) i napięcia zasilania U_{CC} wynikają jednoznacznie określone wartości elementów R_C i R_B wyliczone z równań opisujących układ. Można tylko zauważyć, że zwiększenie U_{BB} i R_B w jednakowych proporcjach nie zmienia praktycznie wartości współczynników S_{β} i S_i , lecz prowadzi do zmniejszenia wartości współczynnika S_u . Punkt pracy tranzystora w tym układzie jest więc bardzo niestabilny

Układ zasilania ze stałym prądem emitera.



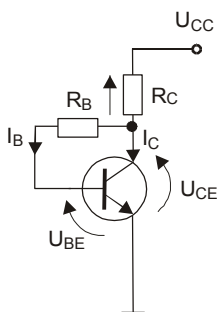
Układ zapewnia bardziej stabilny punkt pracy w stosunku do poprzedniego. Wszystkie współczynniki stabilizacji są lepsze niż w układzie ze stałym prądem bazy

$$S_{\beta} = (U_{EE} - \Phi_B) / (1 + \beta_N)^2 R_E \approx U_{EE} / \beta_N^2 R_E \quad (1.45.)$$

$$S_u = -\beta_N / (\beta_N + 1)^2 R_E \approx 1 / R_E \quad (1.46.)$$

$$S_i = 1 \quad (1.47.)$$

Układ zasilania ze sprzężeniem kolektorowym.



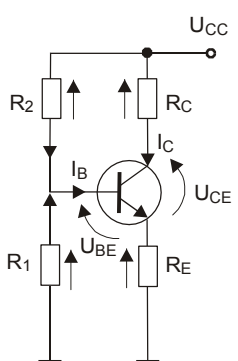
Rezystor R_B poprzez ujemne sprzężenie zwrotne działa stabilizująco na napięcie U_{CE} , dlatego ten sposób polaryzacji nazywany jest często polaryzacją stałym napięciem U_{CE} . Stabilizacja jest tym lepsza im mniejsza jest wartość tego rezystora

$$S_{\beta} = I_C R_B / (\beta_N + 1)(R_C + R_B) \quad (1.48.)$$

$$S_u = -\beta_N / [(\beta_N + 1)R_C + R_B] \quad (1.49.)$$

$$S_i = (\beta_N + 1)(R_C + R_B) / [(\beta_N + 1)R_C + R_B] \quad (1.50.)$$

Układ polaryzacji z zasilaniem potencjometrycznym



Jest to najczęściej stosowany układ polaryzacji tranzystora bipolarnego. Łączy on dwa sposoby polaryzacji, punkt pracy jest ustalony częściowo prądem bazy a częściowo prądem emitera. Zapewnia oto najlepszą stabilizację punktu pracy. Im mniejsza wartość rezystancji dzielnika R_1 R_2 i większa wartość R_E tym lepsza stabilizacja.

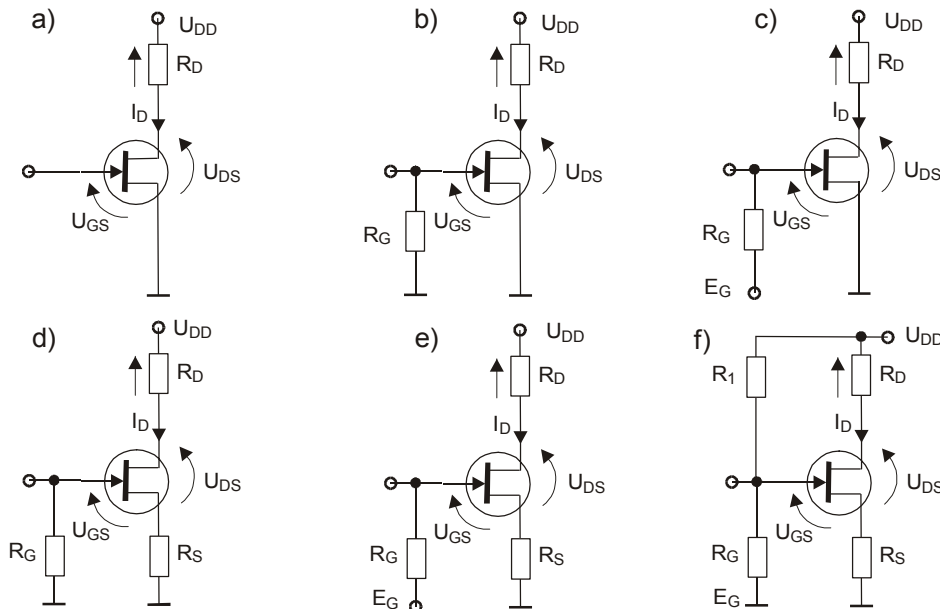
$$S_{\beta} = -I_C R'_B / (\beta_N + 1)(R'_B + R_E) \quad (1.51.)$$

$$S_u = -\beta_N / [(\beta_N + 1)R_E + R'_B] \quad (1.52.)$$

$$S_i = (\beta_N + 1)(R_C + R_B) / [(\beta_N + 1)R_C + R_B] \quad (1.53.)$$

1.6. Podstawowe układy zasilania i stabilizacji punktu pracy tranzystora unipolarnego

Układy zasilania tranzystorów unipolarnych są znacznie prostsze niż układy polaryzujące tranzystory bipolarne. Wynika to z faktu, że tranzystory unipolarne mają zerowy stały prąd bramki, czyli elektrody sterującej..



Rys.1.10. Podstawowe układy polaryzacji punktu pracy tranzystorów polowych: a) układ z wykorzystaniem bardzo dużej rezystancji wejściowej b) układ z zerowym napięciem U_{GS} c) układ z dodatkową polaryzacją bramki d) układ z automatyczną polaryzacją bramki e) układ automatycznej polaryzacji bramki z dodatkową polaryzacją bramki f) Układ z potencjometrycznym sprzężeniem drenowym.

Tranzystor unipolarny jest opisany tylko jednym zestawem charakterystyk drenowych. Poniżej krótko scharakteryzujemy podstawowe układy polaryzacji tranzystora bipolarnego

Układ z wykorzystaniem bardzo dużej rezystancji wejściowej

Tranzystor z kanałem zubażonym, czyli taki, jaki widać na Rys.1.10. a) nie wymaga wstępnej polaryzacji, należy jednak liczyć się z możliwością magazynowania ładunku elektrycznego w bramce i niebezpieczeństwem przebicia dielektryka. Praktycznie układ ten nie znajduje większego zastosowania.

Układ zasilania z zerowym napięciem U_{GS}

Ten układ polaryzacji widoczny na Rys.1.10. b) jest drobną modyfikacją poprzedniego. Dodano tu rezystor R_G którego zadaniem jest odprowadzanie ładunku zgromadzonego w dielektryku bramki

Układ z dodatkową polaryzacją bramki napięciem E_G .

Dodatkowa polaryzacja bramki tranzystora na Rys.1.10. c) umożliwia stosowanie układu zarówno dla tranzystorów z kanałem wzbogaczonym jak i zubażonym. Dla $E_G < 0$ tranzystor może pracować w zakresie zubażania, zaś dla $E_G > 0$ w zakresie wzbogaczania.

Układ z automatyczną polaryzacją bramki.

W układzie tym (Rys.1.10. d)) bramka jest spolaryzowana spadkiem napięcia na rezystorze R_S . Zaletą układu jest stabilizacja punktu pracy tranzystora przez ujemne sprzężenie zwrotne prądowo-szeregowe realizowane przez R_S

Układ automatycznej polaryzacji bramki z dodatkową polaryzacją bramki.

Układ widoczny na Rys.1.10. e) jest stosowany dla tranzystorów unipolarnych pracujących zarówno w zakresie wzbogacania jak i zubażania, przy większych niż w przypadku c) wartościach prądu I_D . Niewątpliwą zaletą tego układu jest bardzo dobra stabilizacja punktu pracy.

Układ z potencjometrycznym sprzężeniem drenowym.

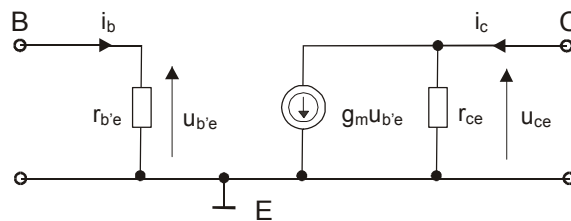
W układzie tym widocznym Sprzężenie drenowe realizowane przez rezystor R_1 (napięciowo-równoległe) zapewnia poprawę stabilności punktu pracy. Wadą układu jest ograniczenie rezystancji wejściowej spowodowane efektem Millera

1.7. Zależność parametrów dynamicznych tranzystora bipolarnego od punktu pracy

Parametry małosygnałowe modelu *hybryd- π* takie jak: $r_{b'b}$, $r_{b'e}$, g_m , r_{ce} , $C_{b'e}$, $C_{b'c}$, są silnie zależne od wartości prądów i napięć stałych. Zależności te można rozważać uwzględniając istniejące powiązania pomiędzy parametrami modelu *hybryd- π* i modelu z *parametrami h*. Nasze rozważania przeprowadzimy dla zakresu małych i dużych częstotliwości.

Zakres małych częstotliwości.

Zakres małych częstotliwości to zakres w którym częstotliwości są na tyle małe że wszystkie reaktancje pojemnościowe związane z modelem tranzystora są bardzo duże w porównaniu z impedancjami pozostałych elementów modelu. Umożliwia to traktowanie elementów pojemnościowych jako rozwarcie. Schemat zastępczy *hybryd- π* dla tranzystora bipolarnego w tym zakresie częstotliwości przedstawia Rys.1.11



Rys.1.11. Model hybryd Π dla tranzystora bipolarnego w układzie WE

Dla tego modelu mamy następujące zależności

$$r_{b'e} = \left. \frac{u_{b'e}}{i_b} \right|_{u_{ce}=0} \quad (1.54.)$$

$$i_c = g_m u_{b'e} + \frac{u_{ce}}{r_{ce}} \quad (1.55.)$$

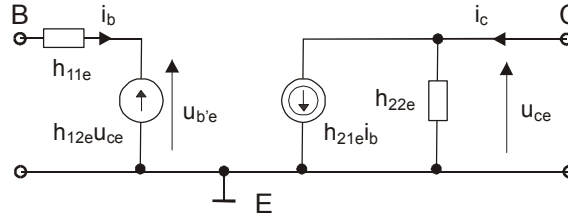
$$g_m = \left. \frac{i_c}{u_{b'e}} \right|_{u_{ce}=0} \quad (1.56.)$$

Natomiast dla modelu z *parametrami h* widocznym na rysunku poniżej prawdziwe są zależności

$$u_{be} = h_{11e} i_b + h_{12e} u_{ce} \quad (1.57.)$$

$$i_c = h_{21e} i_b + h_{22e} u_{ce} \quad (1.58.)$$

$$h_{21e} = \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{u_{ce}=0} \quad (1.59.)$$



Rys.1.12. Model z parametrami h dla tranzystora bipolarnego w układzie WE

Wykorzystując zależności (1.54.) i (1.55.) dla wartości chwilowych możemy napisać:

$$h_{21e0} = \frac{i_c}{i_b} = \frac{g_m u_{b'e}}{\frac{u_{b'e}}{r_{b'e}}} = g_m r_{b'e} \quad (1.60.)$$

porównując zaś oba schematy zastępcze otrzymujemy:

$$h_{11e} = r_{b'e} \quad (1.61.)$$

Analizując zależność (1.56.) można dojść do wniosku, że transkonduktancja jest to nachylenie charakterystyki $I_C = f(U_{BE})$. Uwzględniając zależność: $I_C = \beta I_B$ charakterystykę $I_C = f(U_{BE})$ można określić jako podobną do rozważanej wcześniej zależności $I_B = f(U_{BE})$ stąd:

$$I_C = I_{E0} \left[\exp \frac{q U_{BE}}{\eta k T} - 1 \right] \cong I_{E0} \left[\exp \frac{q U_{BE}}{\eta k T} \right] \quad (1.62.)$$

Wracając do wyrażenia (1.56.) otrzymujemy:

$$g_m = \left. \frac{dI_C}{dU_{BE}} \right|_{\text{w p. pracy}} = \frac{i_c}{u_{be}} = \frac{q}{\eta k T} I_C \Big|_{U_{CE}=\text{const}} \cong 38.9 I_C \Big|_{T=300K} \quad (1.63.)$$

Jak więc widać transkonduktancja zależy wprost proporcjonalnie od prądu kolektora

Znając parametr h_{21e0} podawany w katalogach i jedną z wielkości g_m lub $r_{b'e}$ możemy łatwo określić drugą i tak np. dla tranzystora o wartości parametru $h_{21e0}=200$ pracującego przy prądzie $I_C=1$ mA otrzymujemy wartość $g_m \approx 40$ ms oraz $r_{b'e}=5$ kΩ. Rozważając parametr r_{ce} jako:

$$r_{ce} = \left. \frac{u_{ce}}{i_c} \right|_{i_b=0} \quad (1.64.)$$

oraz parametr h_{22} jako:

$$h_{22e} = \left. \frac{U_{CE}}{I_C} \right|_{I_b=0} \quad (1.65.)$$

dochodzimy do zależności:

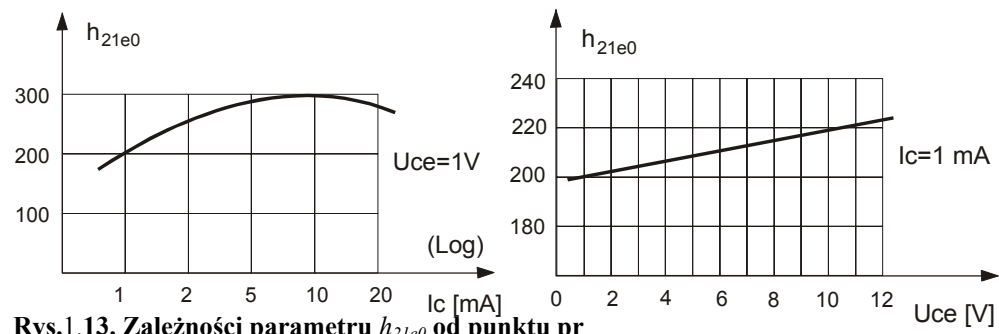
$$\boxed{r_{ce} = \frac{1}{h_{22e}}} \quad (1.66.)$$

Wartości h_{22e} mogą zmieniać się w granicach od ok. $1 \mu\text{S}$ do 50 mS, co odpowiada wartościom r_{ce} w granicach od 20 kΩ do 1 MΩ.

W niektórych danych katalogowych spotyka się także wartości admitancji wyjściowej dla układu WB zdefiniowanej w stanie rozwarcia na wejściu, czyli dla $i_e=0$.

$$h_{22b} = \left. \frac{i_c}{u_{cb}} \right|_{i_e=0} \Rightarrow h_{22e} = h_{21e0} h_{22b} \quad (1.67.)$$

Z powyższych zależności wynika, że parametry modeli małosygnałowych tranzystora zależą od h_{21e0} a ta wielkość z kolei silnie zależy od punktu pracy tranzystora:



Rys.1.13. Zależności parametru h_{21e0} od punktu pr