

15. Podstawowe topologie połączeń elementów półprzewodnikowych

Wstęp

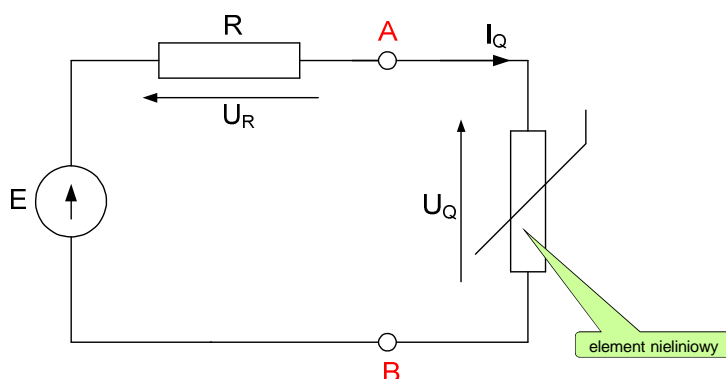
Ostatni wykład przedmiotu Podstawy Elektrotechniki i Elektroniki jest poświęcony omówieniu podstawowych topologii połączeń elementów półprzewodnikowych w układach elektronicznych. Zwykle elementy te mają nieliniowe charakterystyki elektryczne i często do wstępnego określenia współrzędnych punktu pracy przeprowadza się graficzną analizę układu. Dokładniejsze obliczenia przeprowadza się stosując odpowiednie, (często bardzo złożone) modele matematyczne i programy symulacyjne. W pierwszej części wyjaśniono pojęcia: punkt pracy elementu, prosta obciążenia oraz podano graficzne metody ich wyznaczania w obwodzie szeregowym i równoległym. Proste przykłady z diodami półprzewodnikowymi ilustrują ten materiał. W dalszej części wykładu omówiono obszar, w którym może znaleźć się punkt pracy tranzystora (bipolarnego i unipolarnego). Obszerną część materiału poświęcono stanowi aktywnemu pracy, w którym tranzystor pełni w układzie elektronicznym rolę wzmacniacza sygnału (napięciowego lub prądowego). Omówiono podstawowe układy liniowe zasilania elektrod tranzystora oraz ich właściwości. Wprowadzono pojęcie klasy pracy wzmacniacza

i podano jakie klasy są w praktyce stosowane. Przedstawiono podstawowe topologie obwodów wzmacniaczy m.cz. z tranzystorem bipolarnym WE, WK, WB (wspólny emiter, wspólny kolektor, wspólna baza) i tranzystorem unipolarnym WS, WD, WG (wspólne źródło, wspólny dren, wspólna bramka) oraz omówiono trzy podstawowe parametry każdego z układów: rezystancję wejściową i wyjściową oraz wzmocnienie napięciowe.

15.1. Punkt pracy elementu nieliniowego

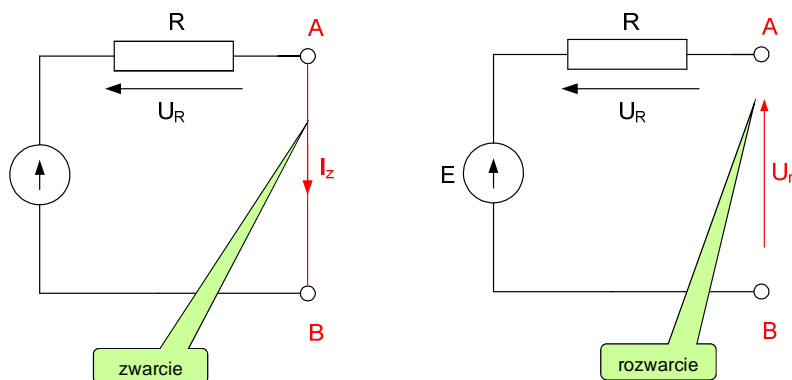
Znając charakterystyki elementu nieliniowego można wykonać graficzną analizę obwodu zawierającego ten element. Przy połączeniu szeregowym takiego elementu z rezystorem liniowym R i idealnym źródłem napięcia E (rys. 15.1) obowiązuje napięciowe prawo Kirchhoffa w postaci:

$$E = I_Q \cdot R + U_Q(I_Q) \quad (15.1)$$



Rys. 15.1. Połączenie szeregowe elementu liniowego z rezystorem liniowym R i źródłem napięcia E

Prąd I_Q oraz napięcie U_Q określają współrzędne punktu pracy elementu nieliniowego na jego charakterystyce prądowo-napięciowej.



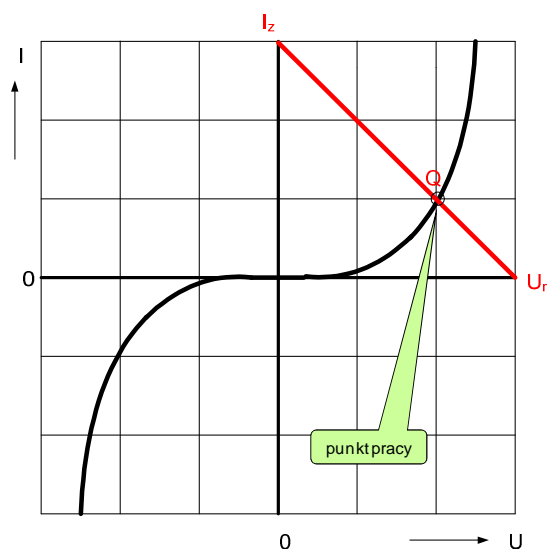
Rys. 15.2. Wyznaczenie współrzędnych punktów przecięcia

Konstrukcja graficzna umożliwiającą wyznaczenie punktu pracy na charakterystyce jest następująca: umownie dzielimy obwód na dwie części: liniową zawierającą elementy liniowe tzn. źródło napięcia E i rezystor R oraz nieliniową zawierającą tylko element nieliniowy.

Równanie (15.1) można wówczas przedstawić w postaci:

$$U_Q(I_Q) = E = R \cdot I_Q \quad (15.2)$$

Punkt pracy (U_Q , I_Q) jest punktem przecięcia się charakterystyki elementu nieliniowego $U_Q(I_Q)$ i linii prostej reprezentującej równanie liniowe $U_Q = E - R I_Q$, jak to przedstawiono na rys.15.3.



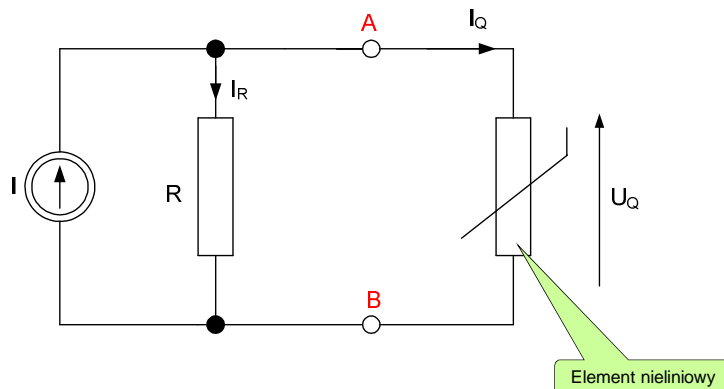
Rys. 15.3. Wyznaczenie punktu pracy elementu nieliniowego w układzie szeregowym

W układzie współrzędnych kartezjańskich $I = f(U)$ (rys. 15.3) rysujemy charakterystykę prądowo-napięciową elementu nieliniowego oraz charakterystykę części liniowej obwodu. Do narysowania charakterystyki części liniowej wystarczy wyznaczyć dwa punkty tej charakterystyki. Pierwszy odpowiadać będzie na przykład **zwarcia**, a drugi **rozwarciu zacisków A i B** obwodu przedstawionego na rys. 15.2. Odpowiadające tym stanom punkty mają współrzędne

$$I_z = \frac{E}{R}, U_z = 0 \quad \text{przy zwarcia,}$$

$I_r = 0, U_r = E$ przy rozwarciu.

Punkt przecięcia prostej z charakterystyką elementu nieliniowego wyznacza punkt pracy Q tego elementu oraz obwodu liniowego. Prosta, która jest obrazem charakterystyki części liniowej obwodu nazywamy **prostą obciążenia elementu nieliniowego** (np. diody lub tranzystora).



Rys.15.4. Połączenie równoległe elementu liniowego z rezystorem liniowym R i źródłem prądu I

Przy połączeniu równoległym elementu nieliniowego z rezystorem i źródłem prądu I (rys. 15.4) prawo prądowe Kirchhoffa przyjmuje postać:

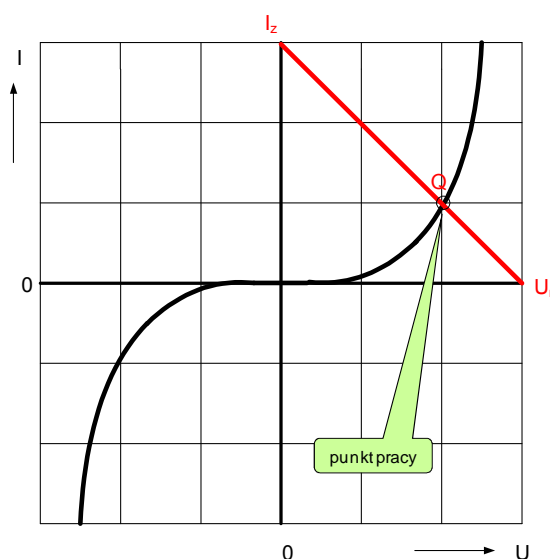
$$I = \frac{U_Q}{R} + I_Q(U_Q) \quad (15.3)$$

Podobnie jak przy połączeniu szeregowym prąd I_Q oraz napięcie U_Q określają współrzędne punktu pracy elementu nieliniowego. Rozwiązanie obwodu spełniać więc musi równanie:

$$I_Q(U_Q) = I - \frac{U_Q}{R} \quad (15.4)$$

z którego wynika, że punkt pracy leży na przecięciu się charakterystyki elementu nieliniowego i linii

prostej reprezentującej równanie części liniowej $I_Q = I - \frac{U_Q}{R}$



Rys.14.5. Wyznaczenie punktu pracy elementu nieliniowego w układzie równoległym

Konstrukcja graficzna umożliwiająca wyznaczenie punktu pracy elementu nieliniowego jest identyczna jak w przypadku połączenia szeregowego. Zwierając i rozwierając zaciski A i B obwodu przedstawionego na rys. 15.4. otrzymujemy współrzędne prostej obciążenia

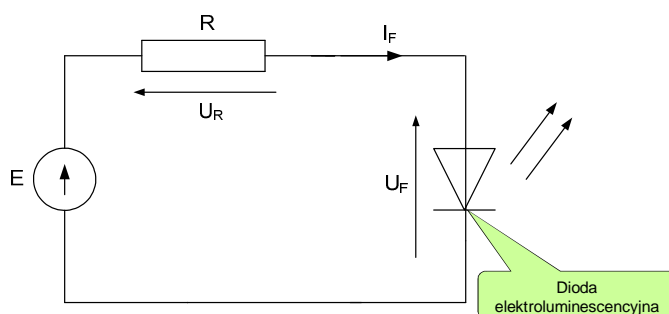
$$I_z = I, U_z = 0 \quad \text{przy zwarcu,} \quad (15.4)$$

$$I_r = 0, U_r = I \cdot R \quad \text{przy rozwarcu.} \quad (15.5)$$

Punkt przecięcia prostej obciążenia z charakterystyką elementu nieliniowego wyznacza punkt pracy Q tego elementu oraz części liniowej obwodu.

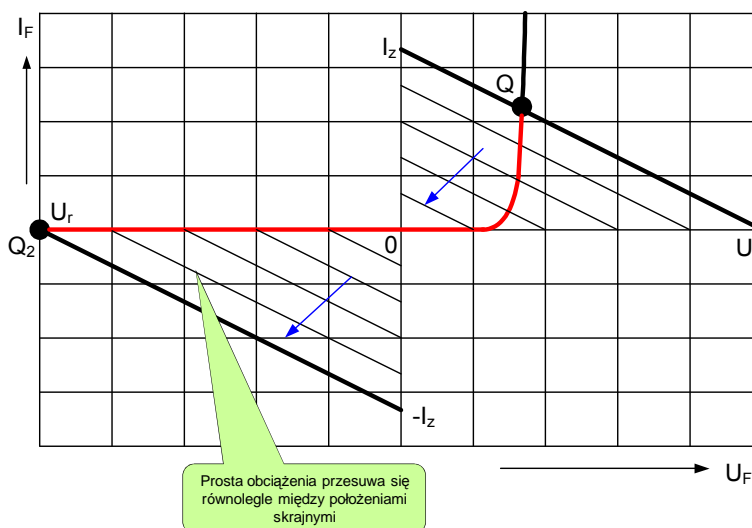
15.2. Układy diodowe

Rozważając układy diodowe należy zaznaczyć, że diody sygnałowe, diody mocy i diody elektroluminescencyjne muszą być zawsze połączone szeregowo z rezystorem ograniczającym przepływający przez nie prąd.



Rys. 14.6. Szeregowy rezystor R ogranicza prąd diody

Wartość rezystora R musi być tak dobrana, aby nie zostały przekroczone wartości graniczne prądu przewodzenia i mocy strat określonej diody.

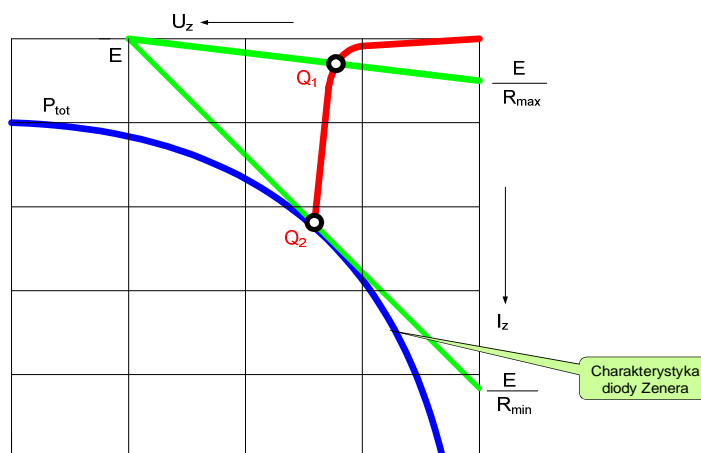


Rys.15.7. zmiana położenia prostej obciążenia w funkcji zmian napięcia zasilania

Na rys. 15.7. przedstawiono zmianę położenia prostej obciążenia przy zasilaniu układu rezystor-dioda ze źródła napięcia przemiennego, np.:

$$u(\omega t) = \sqrt{2} \cdot U \cdot \sin \omega t \quad 15.5$$

Przy takim sterowaniu dioda pracuje w dwóch stanach: stanie przewodzenia i stanie zaporowym. Punkt pracy przesuwa się po charakterystyce prądowo-napięciowej pomiędzy dwoma skrajnymi położeniami Q_1 i Q_2 .

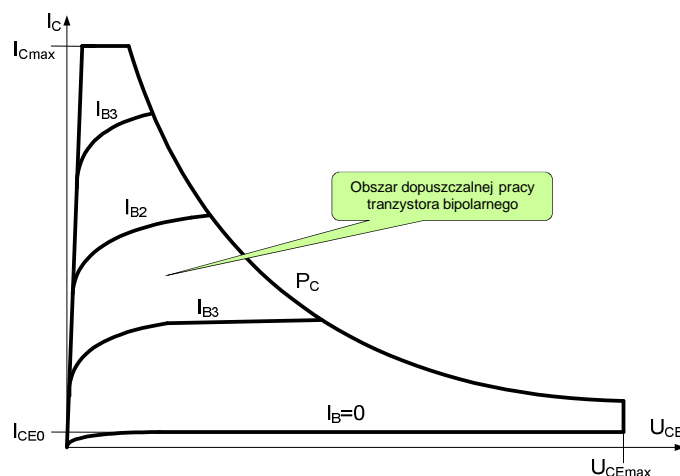


Rys.15.8. Zmiana położenia punktu pracy stabilizatora pracującego w układzie parametrycznego stabilizatora napięcia przy zmianach wartości rezystancji R

Dla stabilizatora (diody Zenera i diody lawinowej) obszarem roboczym jest stan, w którym występuje polaryzacja zaporowa i przyrząd pracuje jak stabilizator napięcia (rys. 15.8). Z tego powodu, każdy stabilizator podobnie jak diody sygnałowe, musi być dołączony do źródła zasilania przez rezystor. Rezystor ogranicza wartość prądu w stabilizatorze tak, aby nie została przekroczona graniczna wartość mocy strat. Na rys. 15.8. przedstawiono zmianę położenia punktu pracy stabilizatora pracującego w układzie parametrycznego stabilizatora napięcia przy zmianach wartości rezystancji szeregowej R. Istnieje pewna minimalna wartość rezystancji R_{min} , przekroczenie, której spowoduje przesunięcie punktu pracy powyżej krzywej dopuszczalnej mocy strat P_{tot} . W tym stanie pracy stabilizator ulegnie uszkodzeniu.

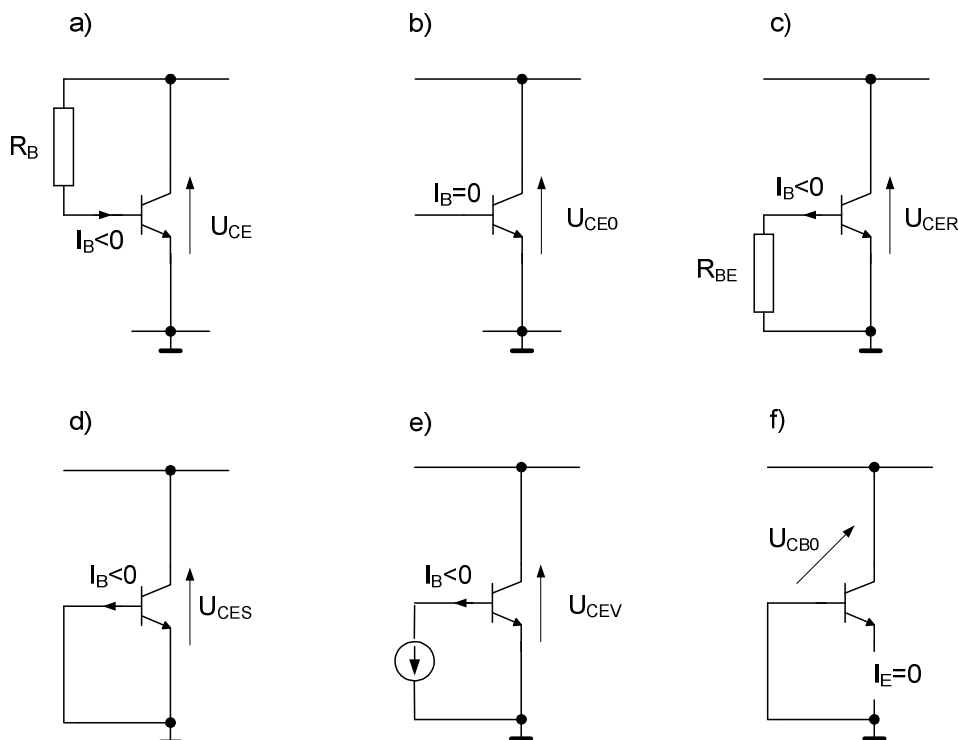
15.3. Obszar pracy tranzystorów bipolarnych

Obszar dopuszczalnej pracy tranzystora bipolarnego to obszar, w którym może znaleźć się punkt pracy tranzystora, bez ryzyka uszkodzenia go.



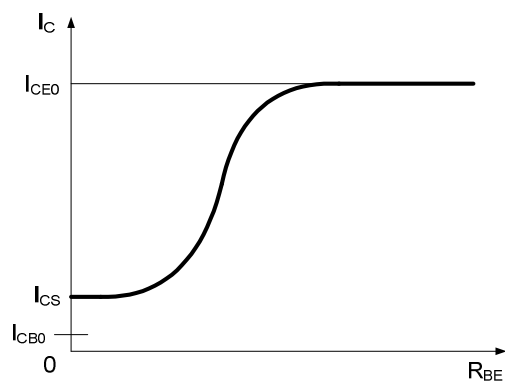
Rys.15.9. Obszar pracy tranzystora bipolarnego

Obszar dopuszczalnej pracy tranzystora bipolarnego można przedstawić posługując się charakterystykami wyjściowymi tranzystora. Obszar ten jest ograniczony krzywą mocy strat P_C lub P_{tot} , wartością maksymalną prądu kolektora I_{Cmax} , minimalnym prądem kolektora, który dla $I_B = 0$ jest równy prądowi zerowemu I_{CE0} oraz napięciem maksymalnym U_{CEmax} . Minimalny prąd kolektora oraz napięcie maksymalne mogą być różne w zależności od sposobu sterowania tranzystora. Na rys.15.10. przedstawiono różne sposoby uzyskania stanu wyłączenia tranzystora typu npn w zależności od wartości i zwrotu prądu bazy. Jeżeli tranzystor powinien znaleźć się w stanie aktywnym lub nasycenia to prąd bazy powinien spełniać warunki jak na rys.15.10a. Stan wyłączenia tranzystorów sygnałowych jest najczęściej wymuszany, gdy $I_B = 0$ (rys.15.b). Przy dużych napięciach kolektor-emiter występujących na tranzystorach pracujących w układach energoelektronicznych stan wyłączenia uzyskuje się polaryzując złącze baza-emiter napięciem ujemnym i wymuszając przepływ prądu bazy $I_B < 0$ (rys. 15.10c,d,e). Silne pole elektryczne występujące w kolektorze tranzystora powoduje w tym wypadku wystąpienie tzw. zjawiska powielania lawinowego (rośnie liczba nośników swobodnych-elektronów w kolektorze), a zatem prąd kolektora samoistnie rośnie, rosną straty mocy i tranzystor ulega uszkodzeniu. W zależności od warunkówysterowania maksymalne napięcie U_{CEmax} przyłożone pomiędzy kolektor-emiter tranzystora może mieć różne wartości (U_{CER} , U_{CES} , U_{CEV}), w zależności od sposobu odprowadzenia ładunku ze złącza baza-emiter (rezystor R_B , zwarcie bazy z emiterem, polaryzacja wsteczna złącza). Największa wartość napięcia U_{CEmax} jest równa U_{CEV} i można ją uzyskać polaryzując na stałe złącze baza-emiter ujemnym napięciem. W tym stanie napięcie to jest praktycznie równe wytrzymałości napięciowej złącza baza-kolektor U_{CB0} . Napięcie U_{CB0} można przyłożyć do tego złącza bez obawy uszkodzenia tranzystora, gdy w obwodzie emitera jest rozwarcie $I_E = 0$ (rys.15.10f).



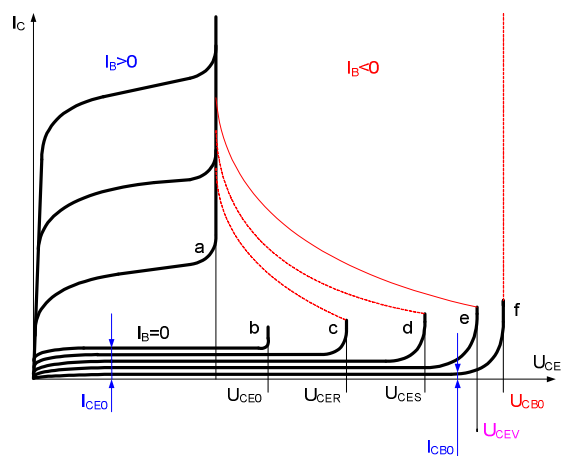
Rys.15.10. Warianty polaryzacji złącza baza-emiter tranzystora bipolarnego w celu uzyskania stanu wyłączenia (odcięcia prądowego)

W zależności od wartości rezystancji R_{BE} dołączonej równolegle do złącza baza-emiter minimalny prąd kolektora, płynący w stanie wyłączenia tranzystora, będzie zmieniał się jak przedstawiono na wykresie na rys.15.11. Prąd I_{CS} odpowiada stanowi, gdy $I_B < 0$ i $R_{BE} = 0$ (rys.15.10e).



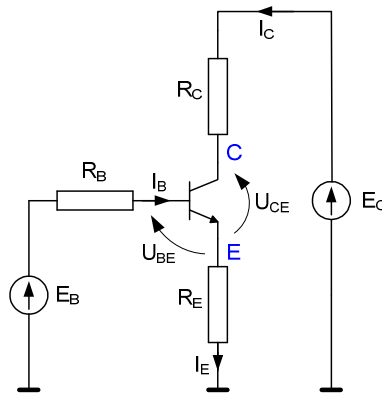
Rys.15.11. Prąd kolektora w stanie włączenia w zależności od rezystancji R_{BE} bocznikującej złącze baza-emiter

Charakterystyki wyjściowe tranzystora, przy różnych wariantach sterowania ($I_B > 0$, $I_B < 0$) odpowiadające schematom z rys. 15.11. przedstawiono na rys.15.12.



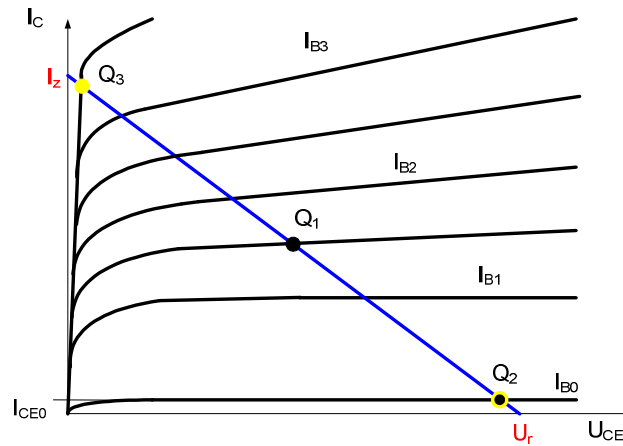
Rys.15.12. Charakterystyki wyjściowe tranzystora przy różnych wariantach sterowania

Punkt pracy tranzystora można jednoznacznie określić w polu charakterystyk wyjściowych, jeżeli znane są I_{BQ} , I_{CQ} , U_{CEQ} . Załóżmy, że dane są charakterystyki wyjściowe tranzystora pracującego w układzie przedstawionym na rys.14.13.



Rys.15.13. Ogólny schemat zastępczy układu zasilania tranzystora bipolarnego

Postępując podobnie jak w układach z diodami możemy oddzielić część liniową obwodu od części nieliniowej. Część nieliniowa (tranzystor) ma znaną charakterystykę prądowo-napięciową. Charakterystyka części liniowej obwodu jest linią, której dwa punktu określamy zwierając i rozwierając elektrody C i E tranzystora.



Rys.15.14. Charakterystyki wyjściowe tranzystora bipolarnego i prosta obciążenia

Przy zwarcu C i E można napisać:

$$E_C = I_C \cdot R_C + I_E \cdot R_E \quad (15.6)$$

gdzie $I_C = \alpha_0 \cdot I_E$.

Zatem w warunkach zwarcia między zaciskami C i E ($U_{CE} = 0$) mamy

$$I_z = \frac{E_C}{R_C + \frac{R_E}{\alpha_0}} \quad (15.7)$$

$$U_z = U_{CE} = 0 \quad (15.8)$$

Przy rozwarcu zacisków C i E mamy:

$$\begin{aligned} I_C = I_E &= 0, \\ U_r = U_{CE} &= E_C \end{aligned} \quad (15.9)$$

Punkt przecięcia tak wyznaczonej prostej (prostej obciążenia) z charakterystyką tranzystora odpowiadającą prądowi I_B , (który w tym wypadku będzie również stanowił prąd I_{BQ}) wyznaczy współrzędne punktu pracy I_{CQ} oraz U_{CEQ} tranzystora.

W zależności od położenia punktu pracy w polu charakterystyk tranzystora wyróżnia się:

- **stan aktywny**, kiedy punkt pracy leży wewnątrz obszaru dopuszczalnej pracy (np. punkt Q_1). W tym stanie prąd kolektora i napięcie kolektor-emiter mają stosunkowo duże wartości.
- **stan odcięcia**, kiedy punkt pracy znajduje się na najniższej położonej charakterystyce (np. punkt Q_2). W tym stanie tranzystor praktycznie nie przewodzi, prąd kolektora jest pomijalnie mały (np. równy I_{CE0}), a napięcie kolektor-emiter jest porównywalne lub równe napięciu zasilania.
- **stan nasycenia**, kiedy punkt pracy leży w obszarze nasycenia (na tzw. prostej nasycenia, np. punkt Q_3 na rys.15.14. W tym stanie tranzystor zachowuje się jak zamknięty łącznik, prąd kolektora jest duży, a napięcie kolektor-emiter jest praktycznie równe 0 (pomijamy w tym wypadku napięcie nasycenia tranzystora $U_{CEs} \approx 0,2 \text{ V}$).

W zależności od położenia punktu pracy na prostej obciążenia wyróżnia się tzw. klasy pracy wzmacniacza.

- Jeżeli punkt pracy leży w środku prostej obciążenia mówimy, że wzmacniacz pracuje w klasie A, punkt Q_1 na rys.15.14.
- Jeżeli punkt pracy leży na charakterystyce w punkcie Q_2 mówimy, że wzmacniacz pracuje w klasie B.
- Jeżeli punkt pracy Q_{AB} leży pomiędzy punktami Q_1 i Q_2 mówimy, że wzmacniacz pracuje w klasie AB.
- W praktyce stosuje się także inne klasy pracy układów tranzystorowych np. klasy C, D, E.

W klasie C tranzystor pracuje w nieliniowym odcinku swojej charakterystyki, nie posiadając stałej polaryzacji i sterowane są wyłącznie sygnałem wejściowym. W klasie D tranzystor pracuje impulsowo tzn. cyklicznie, zgodnie z zadaną funkcją sterowania, jest przełączany ze stanu odcięcia prądowego do stanu nasycenia i odwrotnie. W tego typu pracy stan przełączenia (przejście przez stan aktywny) powinien trwać jak najkrócej. Klasa D jest powszechnie stosowana w urządzeniach energoelektronicznych i wzmacniaczach moc małej częstotliwości.

15.4. Punkt pracy tranzystora bipolarnego

Współrzędne punktu pracy tranzystora bipolarnego I_{CQ} i U_{CEQ} zależą od parametrów obwodu zewnętrznego dołączonego do tranzystora (napięcie zasilania U_{CC} , rezystory R_C , R_E , R_B) oraz od parametrów tranzystora. Przyjmuje się, spośród wielu parametrów tranzystora trzy z nich: napięcie U_{BE} , prąd I_{CB0} , współczynnik wzmocnienia prądowego α_0 lub β_0 , są potrzebne do jednoznacznego określenia punktu pracy tranzystora. Obwód przedstawiony na rys.15.13. można opisać układem równań:

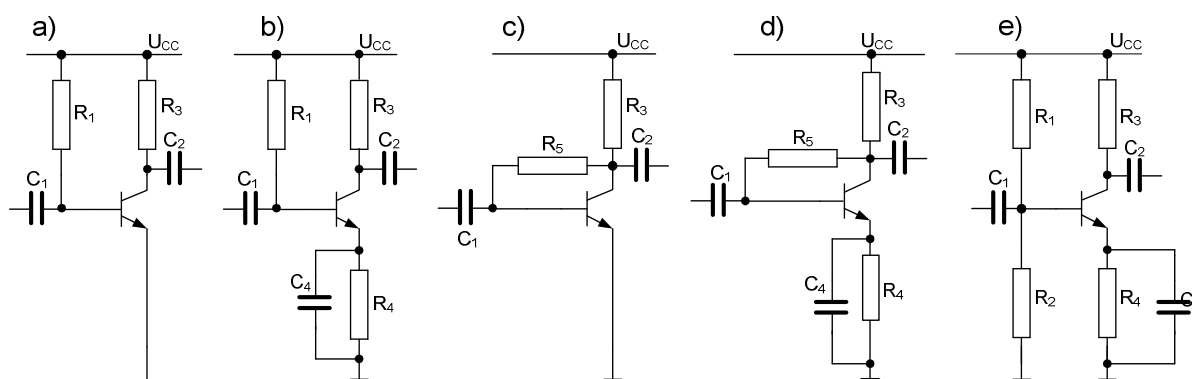
$$\begin{aligned}
E_B &= I_{BQ} \cdot R_B + I_{EQ} \cdot R_E + U_{BEQ} \\
E_C &= I_{CQ} \cdot R_C + I_{EQ} \cdot R_E + U_{CEQ} \\
I_{EQ} &= I_{CQ} + I_{BQ} \\
I_{CQ} &= \beta_{0Q} \cdot I_{BQ} + (1 + \beta_{0Q}) \cdot I_{CB0Q}
\end{aligned}
\tag{15.10}$$

Przekształcając ten układ można obliczyć współrzędne punktu pracy tranzystora

$$\begin{aligned}
I_{CQ} &= \frac{\beta_{0Q} \cdot (E_B - U_{BEQ}) + (\beta_{0Q} + 1) \cdot I_{CB0Q} \cdot (R_B + R_E)}{R_B + (1 + \beta_{0Q}) \cdot R_E} \\
U_{CEQ} &= E_C - I_{CQ} \cdot [R_C + \frac{(\beta_{0Q} + 1) \cdot R_E}{\beta_{0Q}}] + \frac{\beta_{0Q} + 1}{\beta_{0Q}} \cdot I_{CB0Q} \cdot R_E
\end{aligned}
\tag{15.11}$$

Istnieje wiele układów liniowych i nieliniowych umożliwiających polaryzację elektrod i ustawianie punktu pracy tranzystora bipolarnego. Na rys.15.15 przedstawiono najbardziej popularne układy liniowe. Pokazano tutaj między innymi układ zasilania:

- Bezpośredniego, rys.15.15a,
- bezpośredniego ze sprzężeniem emiterowym, rys.15.15b,
- ze sprzężeniem kolektorowym, rys.15.15c,
- ze sprzężeniem kolektorowym i emiterowym, rys.15.15d,
- potencjometrycznego ze sprzężeniem emiterowym, rys.15.15e.



Rys.15.15. Liniowe układy polaryzacji elektrod tranzystora bipolarnego we wzmacniaczu

Każdy z tych obwodów można sprowadzić, stosując pewne uproszczenia i odpowiednie przekształcenia równoważne wynikające z twierdzenia Thevenina, do postaci ogólnej przedstawionej na rys. 15.13. Na przykład zastępcze parametry obwodu zasilania dla układu z potencjometrycznym zasilaniem bazy i sprzężeniem w emiterze (rys. 15.15e) są odpowiednio równe:

$$\begin{aligned}
E_B &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_{CC} \\
E_C &= U_{CC} \\
R_C &= R_3 \\
R_E &= R_4 \\
R_B &= \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}
\end{aligned}
\tag{15.12}$$

Kondensatory C_1 i C_2 o dużej pojemności (najczęściej elektrolityczne) separują składową stałą dowolnego stopnia wzmacniacza pokazanego na rys. 15.15. od składowych stałych stopnia

sterującego i stopnia następnego w wielostopniowym układzie wzmacniacza. Kondensator C_4 eliminuje dla składowej zmiennej, wprowadzone dla składowej stałej, sprzężenie zwrotne, które w przypadku składowej stałej działa stabilizująco na punkt pracy tranzystora.

15.5. Stabilizacja termiczna punktu pracy tranzystora bipolarnego

Istotnym zagadnieniem w przypadku zasilania tranzystorów bipolarnych jest stabilizacja termiczna punktu pracy umożliwiająca zmniejszenie wpływu zmian parametrów tranzystora (pod wpływem temperatury), na położenie punktu pracy.

Przyjmując, że zmianie ulegają wyłącznie parametry tranzystora, równanie zmian prądowych w punkcie pracy tranzystora opisanego równaniami (15.11) ma następującą postać

$$dI_{CQ} = \frac{\partial I_{CQ}}{\partial I_{CB0}} \cdot dI_{CB0} + \frac{\partial I_{CQ}}{\partial U_{BE}} \cdot dU_{BE} + \frac{\partial I_{CQ}}{\partial \beta_0} d\beta_0 \quad (15.13)$$

Poszczególne pochodne cząstkowe nazywamy współczynnikami stabilizacji i można je wyznaczyć różniczkując funkcję prądu I_{CQ} z układu równań 15.11.

$$S_i = \left. \frac{dI_{CQ}}{dI_{CB0}} \right|_{\substack{U_{BE}=\text{const} \\ \beta_0=\text{const}}} \quad (15.14)$$

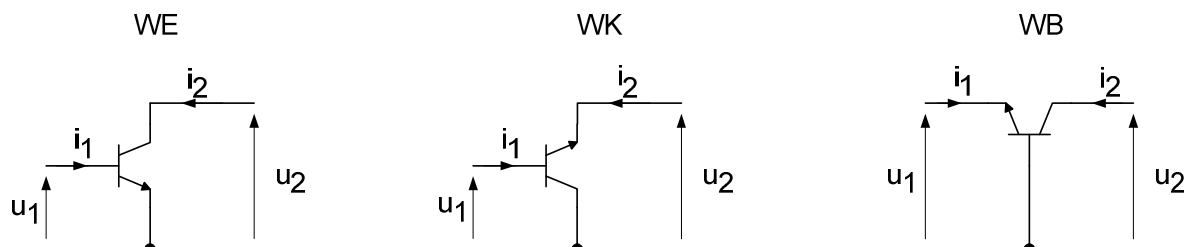
$$S_u = \left. \frac{dI_{CQ}}{dU_{BE}} \right|_{\substack{I_{CB0}=\text{const} \\ \beta_0=\text{const}}} \quad (15.15)$$

$$S_\beta = \left. \frac{dI_{CQ}}{d\beta_0} \right|_{\substack{U_{BE}=\text{const} \\ I_{CB0}=\text{const}}} \quad (15.16)$$

Zagadnienia związane ze stabilizacją termiczną punktu pracy dotyczą wyłącznie składowych stałych prądów i napięć polaryzujących tranzystor bipolarny.

15.6. Podstawowe topologie wzmacniaczy z tranzystorami bipolarnymi

Z punktu widzenia składowej przemiennej, kiedy tranzystor bipolarny pełni rolę wzmacniacza można wyróżnić trzy podstawowe topologie obwodów: wspólny emiter WE, wspólny kolektor WK, wspólna baza WB (rys. 15.16).



Rys. 15.16. Trzy podstawowe topologie układów wzmacniaczy z tranzystorami bipolarnymi

Istotnymi parametrami tych układów wzmacniaczy są:

impedancja wejściowa

$$r_{WE} = \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{i_2=0} \quad (15.17)$$

impedancja wyjściowa

$$r_{WY} = \left. \frac{u_2}{i_2} \right|_{u_1=0} \quad (15.18)$$

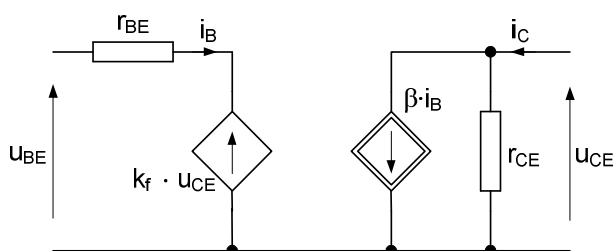
wzmocnienie napięciowe

$$k_U = \left. \frac{u_2}{u_1} \right|_{i_2=0} \quad (15.19)$$

Znak minus w definicji impedancji wyjściowej wynika ze zwrotu prądu wyjściowego i_2 (do czwórnika) przyjętego powszechnie w teorii czwórników.

Przy wyznaczaniu tych parametrów wykorzystuje się małosygnałowy model tranzystora bipolarnego (rys.15.17.) opisany równaniami macierzy hybrydowej \mathbf{H} z parametrami w postaci uniwersalnej.

$$\begin{aligned} u_{BE} &= i_B \cdot r_{BE} + u_{CE} \cdot k_f \\ i_C &= i_B \cdot \beta + u_{CE} \cdot \frac{1}{r_{CE}} \end{aligned} \quad (15.20)$$

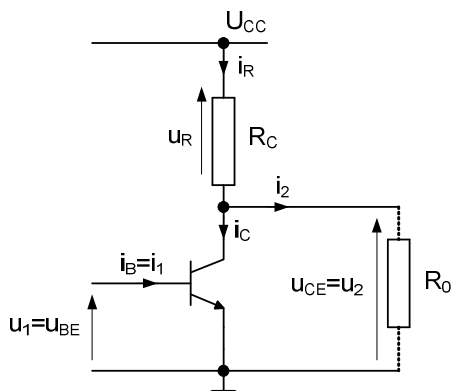


Rys.15.17. Małosygnałowy model obwodowy tranzystora bipolarnego

Na rys.15.17 przedstawiono interpretację obwodowa modelu matematycznego tranzystora opisanego równaniami 15.20. z wykorzystaniem parametrów uniwersalnych.

15.6.1. Układ wspólnego emitera WE

Na rys.15.18 przedstawiono (z pominięciem obwodu zasilania) schemat jednostopniowego wzmacniacza tranzystorowego w układzie wspólnego emitera, w którym R_0 reprezentuje rezystancję obciążenia.



Rys.14.18. Schemat układu WE dla składowej zmiennej (z pominięciem obwodu zasilania elektrod tranzystora)

Dla tego układu, dla składowej zmiennej, obowiązują następujące równania Kirchhoffa:

$$\begin{aligned} i_1 &= i_B \\ i_2 + i_C &= i_R \\ i_R \cdot R_C + u_2 &= 0 \\ u_2 &= u_{CE} \\ u_1 &= u_{BE} \end{aligned} \quad (15.21)$$

Warunek $i_R \cdot R_C + u_2 = 0$ oznacza, że przyrosty napięć na rezystorze kolektorowym i tranzystorze kompensują się. W równaniu tym pomija się napięcie zasilania U_{CC} , gdyż jest on stałe (składowa zmienna tego napięcia równa zero).

Przy obliczaniu wzmocnienia napięciowego i rezystancji wejściowej założymy, że wzmacniacz jest nieobciążony co oznacza, że $i_2 = 0$, a zatem $i_C = i_R$ oraz $i_C = -\frac{u_2}{R_C}$

Można zatem napisać

$$\begin{aligned} u_1 &= i_1 \cdot r_{BE} + u_2 \cdot k_f \\ -\frac{u_2}{R_C} &= i_1 \cdot \beta + u_2 \cdot \frac{1}{r_{CE}} \end{aligned} \quad (15.22)$$

Eliminując z tego układu równań prąd i_1 uzyskuje się wyrażenie na wzmocnienie napięciowe

$$k_U = \frac{u_2}{u_1} \Big|_{i_2=0} = \frac{-\frac{\beta}{r_{BE}}}{\frac{1}{R_C} + \frac{1}{r_{CE}} - \frac{k_f \cdot \beta}{r_{BE}}} \equiv \frac{-\beta \cdot R_C}{r_{BE}} \Big|_{\substack{r_{CE} \rightarrow \infty \\ k_f = 0}} \quad (15.23)$$

Znak minus we wzorze oznacza, że układ odwraca fazę sygnału (przesuwa w fazie sygnał wyjściowy względem sygnału wejściowego o kąt π).

Eliminując z układu równań (15.22) napięcie u_2 rezystancja wejściowa jest dana wzorem:

$$r_{WE} = \frac{u_1}{i_1} \Big|_{i_2=0} = \frac{r_{BE} \cdot \left(\frac{1}{R_C} + \frac{1}{r_{CE}} \right) - \beta \cdot k_f}{\frac{1}{R_C} + \frac{1}{r_{CE}}} \equiv r_{BE} \Big|_{k_f=0} \quad (15.24)$$

Przy obliczaniu rezystancji wyjściowej zwiera się zaciski wejściowe $u_1 = 0$ i uwzględnia obciążenie wzmacniacza rezystancją R_0 . Z prawa prądowego Kirchhoffa dla węzła z kolektorem tranzystora wynika

$$i_C = i_R - i_2 = -\frac{u_2}{R_C} - i_2 \quad (15.25)$$

Ponieważ $u_1 = u_{BE} = 0$ można napisać

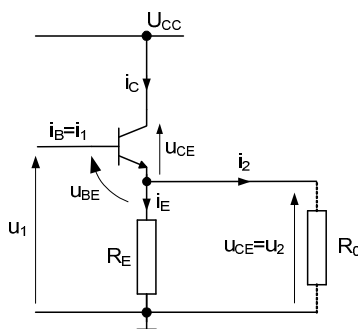
$$\begin{aligned} 0 &= i_1 \cdot r_{BE} + u_2 \cdot k_f \\ -\frac{u_2}{R_C} - i_2 &= i_1 \cdot \beta + u_2 \cdot \frac{1}{r_{CE}} \end{aligned} \quad (15.26)$$

Eliminując z tego układu równań napięcie u_2 otrzymuje się wyrażenie na rezystancję wyjściową w postaci

$$r_{WY} = \left. \frac{-u_2}{i_2} \right|_{u_1=0} = \frac{1}{\frac{1}{R_C} + \frac{1}{r_{CE}} - \frac{\beta \cdot k_f}{r_{BE}}} = R_C \left|_{\substack{r_{CE} \rightarrow \infty \\ k_f = 0}} \right. \quad (15.27)$$

15.6.2. Układ wspólnego kolektora WK

Analizując układ wspólnego kolektora postępuje się podobnie jak dla układu WE. Na rys. 15.19. przedstawiono uproszczony stopień takiego wzmacniacza (rezystor $R_C = 0$). Układ wspólnego kolektora popularnie nazywany jest także wtórnikami emiterowym.



Rys.15.19. Schemat układu WK dla składowej zmiennej, wtórnik emiterowy (z pominięciem obwodu zasilania elektrod tranzystora)

Układ wspólnego kolektora WK z rys.14.19, dla składowych zmiennych, można opisać następującym zbiorem równań:

$$\begin{aligned} i_1 &= i_B \\ u_1 &= u_{BE} + u_2 \\ u_2 + u_{CE} &= 0 \\ i_E &= i_1 + i_C = i_R + i_2 \\ i_R &= \frac{u_2}{R_E} \end{aligned} \quad (15.28)$$

Wzmocnienie napięciowe tego układu przy braku obciążenia jest bliskie, (choć zawsze mniejsze od) jedności

$$k_U = \left. \frac{u_2}{u_1} \right|_{i_2=0} = \frac{1}{1 + \frac{r_{BE}}{\beta + 1} \left(\frac{1}{R_E} + \frac{1}{r_{CE}} \right) - k_f} \cong \frac{1}{1 + \frac{r_{BE}}{\beta + 1}} \left|_{\substack{r_{CE} \rightarrow \infty \\ k_f = 0}} \right. \approx 1 \frac{V}{V} \quad (15.29)$$

Rezystancja wejściowa (przy braku obciążenia) jest równa

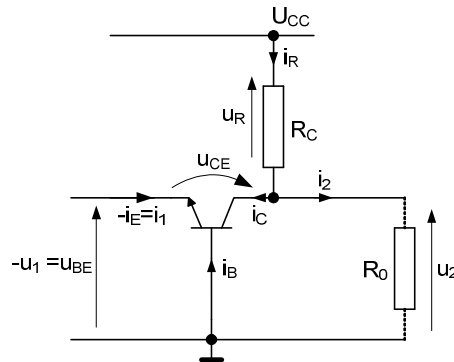
$$r_{WE} = \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{i_2=0} = r_{BE} + \frac{(1 - k_f) \cdot (1 + \beta)}{\frac{1}{R_E} + \frac{1}{r_{CE}}} \cong r_{BE} + (1 + \beta) \cdot R_E \left|_{\substack{r_{CE} \rightarrow \infty \\ k_f = 0}} \right. \approx \beta \cdot R_E, \quad (15.30)$$

a rezystancja wyjściowa (przy zwartym wejściu)

$$r_{WY} = \left. \frac{-u_2}{i_2} \right|_{u_1=0} = \frac{1}{\frac{1}{R_E} + \frac{1}{r_{CE}} + \frac{(1+\beta) \cdot (1-k_f)}{r_{BE}}} \cong \frac{1}{\frac{1}{R_E} + \frac{1}{r_{BE}}} \bigg|_{\substack{r_{CE} \rightarrow \infty \\ k_f=0}} \approx \frac{r_{BE}}{\beta} \quad (15.31)$$

15.6.3. Układ wspólnej bazy WB

Podstawową strukturę połączeń (bez obwodu zasilania tranzystora) wzmacniacza w układzie wspólnej bazy przedstawiono na rys.15.20. W tym układzie baza dla składowej zmiennej jest na potencjale masy, a sygnał wejściowy podawany jest na emiter tranzystora.



Rys.15.20. Schemat układu WB dla składowej zmiennej (z pominięciem obwodu zasilania elektrod tranzystora)

Dla układu WB dla składowej zmiennej sygnału obowiązuje następujący zbiór równań Kirchhoffa

$$\begin{aligned} i_1 &= -i_E \\ u_1 &= -u_{BE} \\ u_2 - u_1 &= u_{CE} \\ i_R &= i_C + i_2 \\ i_R \cdot R_C + u_2 &= 0 \\ i_E &= i_C + i_B \end{aligned} \quad (15.32)$$

Z zależności (15.32) można uzyskać wyrażenia określające podstawowe parametry układu

- wzmocnienie napięciowe

$$k_U = \left. \frac{u_2}{u_1} \right|_{i_2=0} = \frac{\frac{\beta}{r_{BE}}(1-k_f) + \frac{1}{r_{CE}}}{\frac{1}{R_C} + \frac{1}{r_{CE}} - \frac{k_f \cdot \beta}{r_{BE}}} \cong \frac{\beta \cdot R_C}{r_{BE}} \bigg|_{\substack{r_{CE} \rightarrow \infty \\ k_f=0}} \quad (15.33)$$

- rezystancja wejściowa

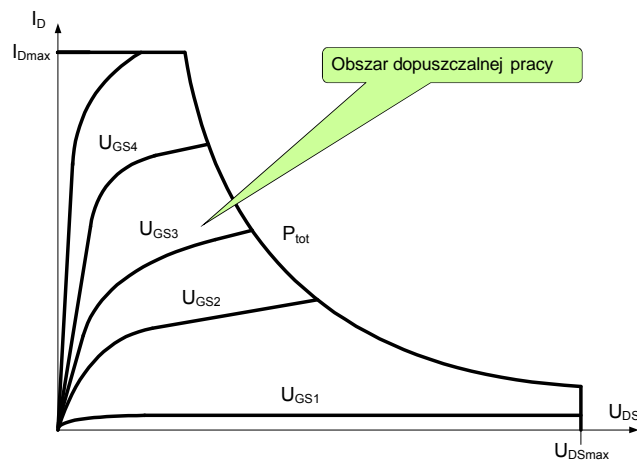
$$r_{WE} = \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{i_2=0} = \frac{r_{BE} \cdot \left(\frac{1}{R_C} + \frac{1}{r_{CE}} \right) - \beta \cdot k_f}{\frac{1}{r_{CE}} \left(\frac{r_{BE}}{R_C} + 1 \right) + \frac{(\beta+1)(1-k_f)}{R_C}} \cong \frac{r_{BE}}{\beta+1} \bigg|_{\substack{r_{CE} \rightarrow \infty \\ k_f=0}} \approx \frac{r_{BE}}{\beta} \quad (15.34)$$

- rezystancja wyjściowa

$$r_{WY} = \left. \frac{-u_2}{i_2} \right|_{u_1=0} = \frac{1}{\frac{1}{R_C} + \frac{1}{r_{CE}} - \frac{k_f \cdot \beta}{r_{BE}}} \Bigg|_{\substack{r_{CE} \rightarrow \infty \\ k_f = 0}} \equiv R_C \quad (15.35)$$

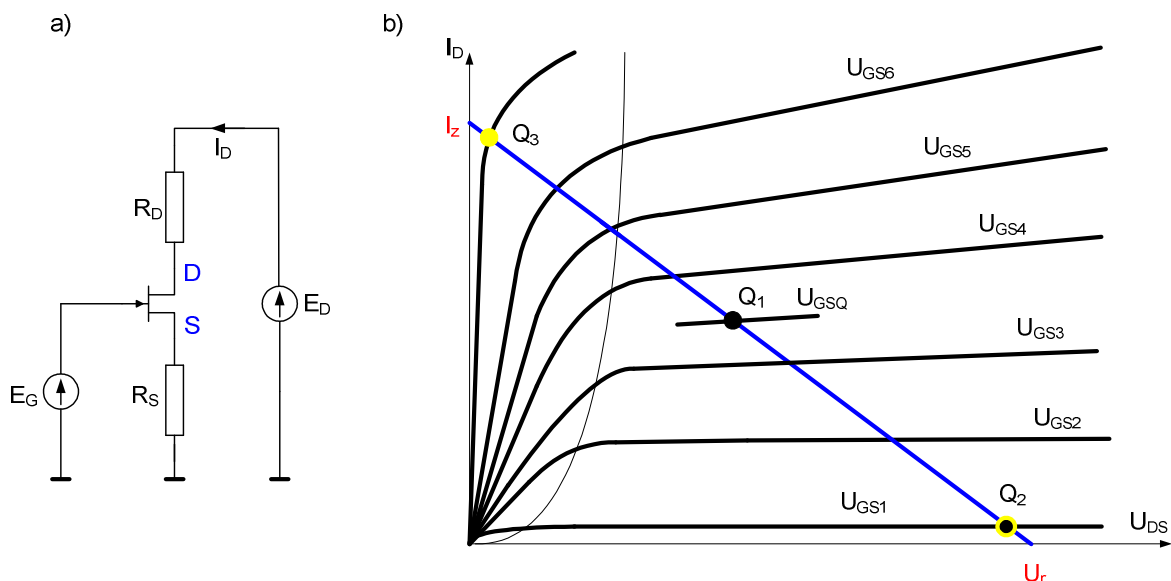
15.7. Obszar pracy tranzystora unipolarnego

Obszar dopuszczalnej pracy tranzystora unipolarnego tzn. obszar, w którym może znaleźć się punkt pracy tranzystora bez ryzyka jego uszkodzenia, podobnie jak dla tranzystorów bipolarnych, można przedstawić posługując się charakterystykami wyjściowymi tranzystora. Obszar ten jest ograniczony krzywą mocy strat P_{tot} , wartością maksymalną prądu drenu I_{Dmax} , oraz napięciem maksymalnym U_{DSmax} (rys.15.21).



Rys.15.21. Dopuszczalny obszar pracy tranzystora unipolarnego

Punkt pracy tranzystora można jednoznacznie określić w polu charakterystyk wyjściowych, jeżeli znane są U_{GSQ} , I_{DQ} , U_{DSQ} . Załóżmy, że dane są charakterystyki wyjściowe tranzystora pracującego w układzie wzmacniacza, którego schemat przedstawiono na rys. 15.22.



Rys.14.22. a) Ogólny schemat zastępczy układu zasilania tranzystora unipolarnego,
b) Charakterystyki wyjściowe tranzystora unipolarnego i prosta obciążenia

Postępując podobnie jak w układach z tranzystorami bipolarnymi możemy oddzielić część liniową obwodu od części nieliniowej. Część nieliniowa (tranzystor) ma znaną charakterystykę prądowo-napięciową. Charakterystyka części liniowej obwodu jest prosta, której przebieg wyznacza położenie dwu punktów. Można je wyznaczyć zwierając i rozwierając elektrody D i S tranzystora.

Ponieważ przy zwarcu zacisków D, S tranzystora obowiązuje

$$E_D = I_z \cdot (R_D + R_S) \quad (15.36)$$

prąd zwarcia I_z wyznacza równanie

$$I_z = \frac{E_D}{R_D + R_S} \quad (15.37)$$

Przy $U_z = U_{DS} = 0$, przy rozwarcu zacisków D i S ($I_r = 0$) obowiązuje

$$U_r = E_D \quad (15.38)$$

Punkt przecięcia wyznaczonej prostej (tzw. prostej obciążenia) z odpowiednią charakterystyką tranzystora odpowiadającą napięciu U_{GS} , które w tym wypadku jest równe napięciu U_{GSQ} , określa współrzędne punktu pracy I_{DQ} oraz U_{DSQ} .

W zależności od położenia punktu pracy w polu charakterystyk tranzystora wyróżnia się:

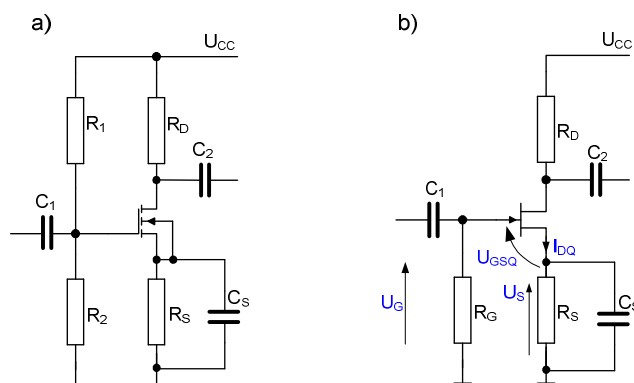
- **stan aktywny**, kiedy punkt pracy leży wewnątrz obszaru dopuszczalnej pracy (np. punkt Q_1 na rys. 15.22). W tym stanie tranzystor jest wzmacniaczem, prąd drenu i napięcie dren-źródło mają stosunkowo duże wartości.
- **stan wyłączenia**, kiedy punkt pracy jest położony najniżej na prostej obciążenia (punkt Q_2 na rys. 15.22). W tym stanie tranzystor praktycznie nie przewodzi, prąd drenu jest pomijalnie mały, a napięcie dren-źródło jest porównywalne lub równe napięciu zasilania.
- **stan załączenia**, kiedy punkt pracy leży w obszarze pracy triodowej (np. punkt Q_3 na rys. 15.22.). W tym stanie tranzystor zachowuje się jak zamknięty łącznik, o stosunkowo małej rezystancji, prąd drenu jest duży, a napięcie dren-źródło jest małe.

Podobnie jak w przypadku tranzystorów bipolarnych w zależności od położenia punktu pracy na prostej obciążenia wyróżnia się tzw. klasy pracy układu.

- Jeżeli punkt pracy leży w środku prostej obciążenia mówimy, że wzmacniacz pracuje w klasie A, np. punkt Q_1 na rys. 15.22.
- Jeżeli punkt pracy leży na charakterystyce w punkcie Q_2 mówimy, że wzmacniacz pracuje w klasie B.
- Jeżeli punkt pracy leży pomiędzy punktami Q_1 i Q_2 mówimy, że wzmacniacz pracuje w klasie AB.
- W praktyce stosuje się także inne klasy pracy układów z tranzystorami unipolarnymi np. klasy C, D, E (podobnie jak przy tranzystorach bipolarnych).

15.8. Punkt pracy tranzystora unipolarnego

Współrzędne punktu pracy tranzystora unipolarnego I_{DQ} i U_{DSQ} zależą od parametrów obwodu zewnętrznego dołączonego do tranzystora (napięcie zasilania U_{CC} , rezystory R_D , R_S) oraz od parametrów tranzystora.



Rys.15.23. Układy zasilania tranzystora unipolarnego, a) normalnie załączonego, b) normalnie wyłączzonego

Dla tranzystorów unipolarnych zagadnienie polaryzacji i stabilizacji punktu pracy jest znacznie prostsze niż w wypadku tranzystorów bipolarnych ponieważ charakterystyki w mniejszym stopniu są zależne od temperatury, a ponieważ współczynniki termiczne są ujemne to niekorzystne skutki tych zjawisk często kompensują się. Ponadto w tranzystorze unipolarnym praktycznie nie płynie prąd bramki.

W zasadzie istnieją dwa układy zasilania tranzystorów unipolarnych, które przedstawiono na rys. 15.23. Pierwszy (potencjometryczny) stosowany w wypadku tranzystorów normalnie wyłączonych i drugi z tzw. automatyczną polaryzacją bramki stosowany do tranzystorów normalnie załączonych. Kondensatory C_1 , C_2 i C_S pełnią w tych układach identyczną rolę jak we wzmacniaczach z tranzystorami bipolarnymi.

W układzie zasilania potencjometrycznym napięcie polaryzujące bramkę ma tę samą polaryzację co napięcie zasilania i ma wartość dobrana dzielnikiem napięcia:

$$U_{GSQ} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{CC} \quad (15.39)$$

Dla układu z automatyczną polaryzacją bramki napięcie bramka-źródło ustalające punkt pracy ma przeciwną polaryzację niż napięcie zasilania. Dla tego obwodu można napisać:

$$\begin{aligned} U_G &= U_{GSQ} + U_S \\ U_S &= I_{DSQ} \cdot R_S \end{aligned} \quad (15.40)$$

Prąd I_{DSQ} jest równy prądowi drenu w wybranym punkcie pracy dla $U_{GS} = U_{GSQ}$. Ponieważ prąd bramki w tranzystorze unipolarnym praktycznie nie płynie ($I_G = 0$ A) to nawet kiedy rezystancja R_G będzie bardzo wielka (np. rzędu 1 MΩ) spadek napięcia na niej będzie równy $U_G = 0$ V.

Otrzymamy zatem następujące zależności

$$\begin{aligned} 0 &= U_{GSQ} + U_S \\ U_{GSQ} &= -U_S = -I_{DSQ} \cdot R_S \end{aligned} \quad (15.41)$$

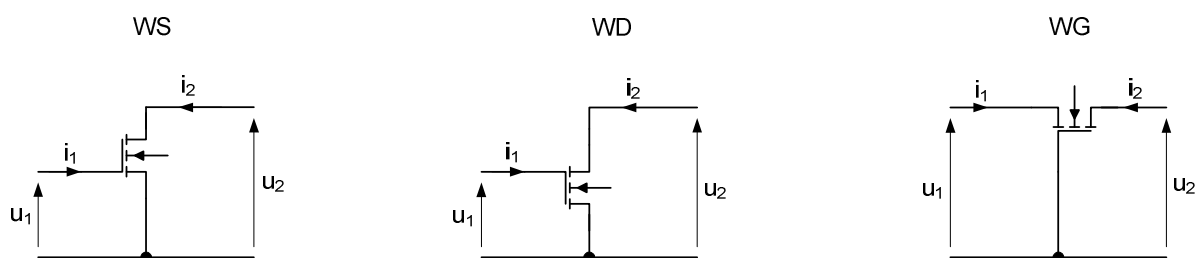
Dobierając odpowiednią wartość rezystora R_S możemy zatem jednoznacznie ustalić punkt pracy tranzystora bez stosowania dodatkowego ujemnego źródła zasilania.

Pomimo tego, że tranzystory unipolarne wykazują właściwości samostabilizacji także i w tym wypadku uzasadnione jest stosowanie środków do stabilizacji punktu pracy, ponieważ wraz ze zmniejszaniem się prądu drenu maleje współczynnik S (nachylenie charakterystyki bramkowej), od którego zależy wzmacnienie napięciowe układu. Stabilizacja powinna, także przeciwdziałać skutkom rozrzutu parametrów poszczególnych egzemplarzy tranzystorów i skutkom wahań napięcia zasilającego.

Ze względu na silnie nieliniowe charakterystyki tranzystorów unipolarnych wiele z nich nadaje się wyłącznie do wzmacniania małych sygnałów.

15.9. Podstawowe topologie wzmacniaczy z tranzystorami unipolarnymi

Z punktu widzenia składowej przemiennej kiedy tranzystor unipolarny pełni rolę wzmacniacza można wyróżnić trzy podstawowe topologie obwodów (rys. 15.24.): wspólne źródło WS, wspólny dren WD oraz wspólna bramka WG. Istotnymi parametrami tych obwodów są podobnie jak w układach z tranzystorami bipolarnymi: impedancja wejściowa, impedancja wyjściowa oraz wzmacnienie napięciowe.



Rys.15.24. Trzy podstawowe topologie układów wzmacniaczy z tranzystorami bipolarnymi

Definicje tych wielkości są identyczne jak w przypadku tranzystorów bipolarnych.

- impedancja wejściowa

$$r_{WE} = \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{i_2=0} \quad (15.42)$$

- impedancja wyjściowa

$$r_{WY} = \left. \frac{u_2}{i_2} \right|_{u_1=0} \quad (15.43)$$

wzmacnienie napięciowe

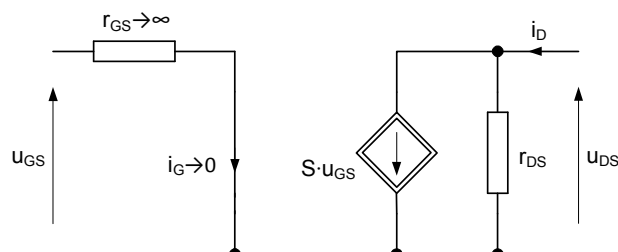
$$k_U = \left. \frac{u_2}{u_1} \right|_{i_2=0} \quad (15.44)$$

Przy wyznaczaniu tych parametrów można wykorzystać małosygnałowy model tranzystora unipolarnego opisany równaniami macierzy admitancyjnej \mathbf{Y} z parametrami w postaci uniwersalnej.

$$i_G = \frac{u_{GS}}{r_{GS}}, r_{GS} \rightarrow \infty, i_G \rightarrow 0$$

$$i_D = u_{GS} \cdot S + u_{DS} \cdot \frac{1}{r_{DS}} \quad (15.45)$$

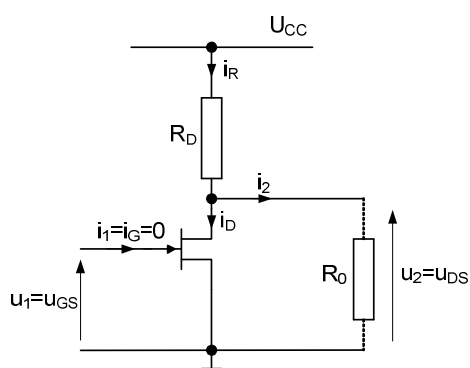
Interpretację obwodową modelu matematycznego tranzystora unipolarnego opisanego równaniami 15.45 przedstawiono na rys.15.25



Rys.15.25. Małosygnalowy model obwodowy tranzystora unipolarnego

15.9.1. Układ wspólnego źródła WS

Podstawową strukturę połączeń (bez obwodu zasilania tranzystora) wzmacniacza w układzie wspólnego źródła przedstawiono na rys.15.26.



Rys.15.26. Schemat układu WS dla składowej zmiennej z pominięciem obwodu zasilania elektrod tranzystora

W układzie wspólnego źródła, (odpowiednik układu wspólnego emitera dla tranzystorów bipolarnych) można zapisać:

$$u_1 = u_{GS}$$

$$u_2 = u_{DS}$$

$$i_1 = i_G \rightarrow 0$$

$$i_R = i_D + i_2$$

$$i_R \cdot R_D + u_2 = 0 \quad (15.46)$$

Biorąc pod uwagę $R_0 \rightarrow \infty$ i podstawiając do wzoru $i_2 = 0$ możemy obliczyć wzmocnienie napięciowe i rezystancję wejściową układu WS

$$k_U = \left. \frac{u_2}{u_1} \right|_{i_2=0} = \frac{-S}{\frac{1}{R_D} + \frac{1}{r_{DS}}} \quad (15.47)$$

$$r_{WE} = \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{i_2=0} = r_{GS}$$

Znak minus we wzorze na wzmocnienie napięciowe oznacza odwrócenie fazy sygnału wyjściowego w stosunku do sygnału wejściowego.

Rezystancję wyjściową układu oblicz się przyjmując $i_2 \neq 0$ i uwzględniając warunek $u_1 = 0$. Obowiązuje wówczas równanie

$$\frac{-u_2}{R_D} - i_2 = 0 \cdot S + \frac{u_2}{r_{DS}} \quad (15.48)$$

Przekształcając to równanie wyznacza się rezystancję wyjściową układu wspólnego źródła WS

$$r_{WY} = \left. \frac{-u_2}{i_2} \right|_{u_1=0} = \frac{1}{\frac{1}{R_D} + \frac{1}{r_{DS}}} \quad (14.49)$$

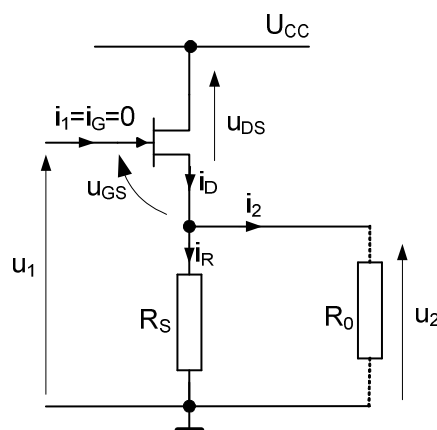
Uzyskane wzory są podobnej struktury jak zależności opisujące układ wspólnego emitera.

Podobne analogie występują w przypadku układów wspólnego drenu (wtórnik źródłowy) i wspólnego kolektora oraz wspólnej bramki i wspólnej bazy.

15.9.2. Układ wspólnego drenu WD

Dla układu wspólnego drenu WD (rys.15.27.), postępując podobnie jak dla układu wspólnego źródła można napisać

$$\begin{aligned} i_1 &= i_G \\ i_D &= i_R + i_2 \\ u_1 - u_2 &= u_{GS} \\ u_2 + u_{DS} &= 0 \\ i_R \cdot R_S &= u_2 \end{aligned} \quad (15.50)$$



Rys.15.27. Schemat układu WD (wtórnik źródłowy) dla składowej zmiennej z pominięciem obwodu zasilania elektrod tranzystora

Przyjmując $i_2 = 0$ ($R_0 \rightarrow \infty$) można napisać

$$\frac{u_2}{R_S} = S \cdot (u_1 - u_2) - \frac{u_2}{r_{DS}} \quad (15.51)$$

Po przekształceniu tej zależności wzmocnienie napięciowe k_U układu wspólnego źródła jest równe

$$k_U = \left. \frac{u_2}{u_1} \right|_{i_2=0} = \frac{S}{S + \frac{1}{R_S} + \frac{1}{r_{DS}}} \cong 1 \frac{V}{V} \quad (15.52)$$

Warto zauważyć, że k_U ma zawsze wartość mniejszą od 1.

Rezystancja wejściowa po uwzględnieniu zależności $u_1 - u_2 = i_1 \cdot r_{GS}$ jest równa:

$$r_{WE} = \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{i_2=0} = \frac{r_{GS}}{1 - k_U} \rightarrow \infty. \quad (15.53)$$

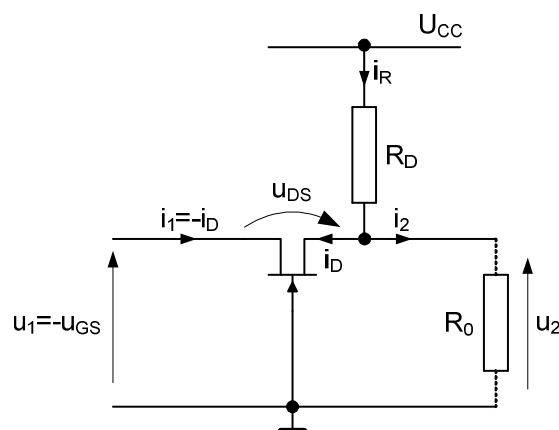
Rezystancja wyjściowa układu wspólnego drenu WD przy uwzględnieniu $i_2 \neq 0$ i $u_1 = 0$ jest równa

$$r_{WY} = \left. \frac{-u_2}{i_2} \right|_{u_1=0} = \frac{1}{\frac{1}{R_S} + \frac{1}{r_{DS}}} \quad (15.54)$$

15.9.3. Układ wspólnej bramki WG

Dla układu wspólnej bramki WG (rys. 15.28) zależności na wzmocnienie napięciowe, rezystancję wejściową i wyjściową są podobne do tych jakie uzyskano dla układu wspólnej bazy.

$$\begin{aligned} k_U &= \left. \frac{u_2}{u_1} \right|_{i_2=0} = \frac{S}{\frac{1}{R_D} + \frac{1}{r_{DS}}} \\ r_{WE} &= \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{i_2=0} = \frac{r_{GS}}{1 + k_U \cdot \frac{r_{GS}}{R_D}} \cong \frac{R_D}{k_U} \\ r_{WY} &= \left. \frac{-u_2}{i_2} \right|_{u_1=0} = \frac{1}{\frac{1}{R_D} + \frac{1}{r_{DS}}} \end{aligned} \quad (15.55)$$



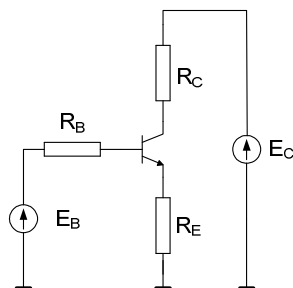
Rys.15.28. Schemat układu WG dla składowej zmiennej (z pominięciem obwodu zasilania elektrod tranzystora)

Cechą charakterystyczną układu wspólnej bazy jest znaczne zmniejszenie rezystancja wejściowej wzmacniacza.

Ćwiczenia

Ćwiczenie 15.1

Wyznaczyć przyrost prądu kolektora w tranzystorze bipolarnym spowodowany przyrostem temperatury od 25 °C do 100 °C, w układzie jak na rys. 15.1. Dane: współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystora w temperaturze 25 °C, $\beta_{25} = 330$ oraz w temperaturze 100 °C, $\beta_{100} = 440$, prąd $I_{CB0(25)} = 200 \text{ pA}$, $U_{CC} = 30 \text{ V}$, $R_B = 430 \text{ k}\Omega$, $R_E = 1 \text{ k}\Omega$, R_C dowolne.



Rys. 15.29

Rozwiązanie:

Przyrost wartości prądu kolektora można obliczyć stosując równanie stabilizacji punktu pracy:

$$\Delta I_C = S_i \Delta I_{CB0} + S_u \Delta U_{BE} + S_\beta \Delta \beta$$

Współczynniki stabilizacji dla układu jak na rysunku są równe:

$$S_i = \frac{(1 + \beta_0)(R_E + R_B)}{R_B + (1 + \beta_0)R_E}$$

$$S_u = \frac{-\beta_0}{R_B + (1 + \beta_0)R_E}$$

$$S_\beta = \frac{(E_B - U_{BE} - I_{CB0}R_B)(R_B + R_E)}{[R_B + (1 + \beta_0)R_E]^2}$$

Po podstawieniu danych

$$S_i = 187,5 \quad S_u = -0,434 \cdot 10^{-3} \text{ S} \quad S_\beta = 0,022$$

Przyrost prądu I_{CB0} można wyznaczyć z zależności:

$$\Delta I_{CB0} = I_{CB0}(T_0) [e^{0,12(T-T_0)} - 1] = 200 \cdot 10^{-9} [e^{0,12(100-25)} - 1] = 1,6 \mu\text{A}$$

Przyrost napięcia baza-emiter obliczamy wiedząc, że współczynnik temperaturowy tego napięcia jest równy

$$-2,3 \text{ mV} / ^\circ\text{C}$$

$$\Delta U_{BE} = -2,3 \cdot 10^{-3} \cdot \Delta T = -2,3 \cdot 10^{-3} \cdot (100 - 25) = -0,1725 \text{ V}$$

Przyrost wartości współczynnika wzmocnienia prądowego β_0

$$\Delta \beta = \beta_{100} - \beta_{25} = 440 - 330 = 110$$

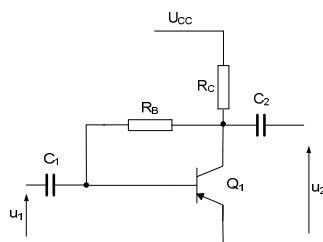
Podstawiając obliczone wartości do równania stabilizacji otrzymujemy:

$$\begin{aligned} \Delta I_C &= 187,5 \cdot 1,6 \cdot 10^{-6} + (-0,434 \cdot 10^{-3}) \cdot (-0,1725) + 0,022 \cdot 110 = \\ &= 0,3 \text{ mA} + 0,075 \text{ mA} + 2,42 \text{ mA} = 2,5 \text{ mA} \end{aligned}$$

Odp. $\Delta I_C = 2,5 \text{ mA}$

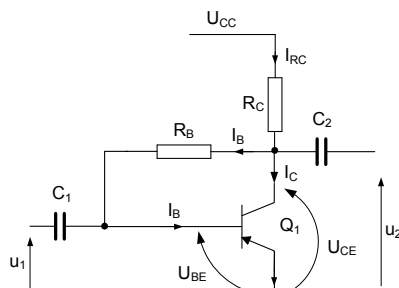
Ćwiczenie 15.2

W układzie jednostopniowego tranzystorowego wzmacniacza napięciowego przedstawionego na rys. 15.2 oblicz współrzędne punktu pracy tranzystora Q(I_C , U_{CE}). Do obliczeń przyjąć $R_B = 25,4 \text{ k}\Omega$, $R_C = 200 \Omega$, $\beta_0 = 100$, napięcie baza-emiter w punkcie pracy $U_{BE} = 0,665 \text{ V}$, napięcie zasilające $U_{CC} = 12 \text{ V}$.



Rys.15.30

Rozwiązanie:



Rys.15.31

Na podstawie prądowego prawa Kirchhoffa dla układu przedstawionego na rys.15.3 możemy zapisać:

$$I_{RC} = I_C + I_B$$

$$I_C = \beta_0 \cdot I_B$$

$$I_{RC} = \beta \cdot I_B + I_B = (\beta + 1) I_B$$

Na podstawie napięciowego prawa Kirchhoffa możemy zapisać

$$U_{RC} + U_{CE} = U_{CC} \text{ stąd } U_{CE} = U_{CC} - U_{RC}$$

$$U_{RC} + U_{RB} + U_{BE} = U_{CC}$$

Uwzględniając w zależnościach (15.6, 15.7) wzory (15.3, 15.4, 15.5) oraz znając spadki napięć:

$$U_{RC} = R_C \cdot I_{RC}$$

$$U_{RB} = R_B \cdot I_B$$

można napisać

$$I_B [R_C (\beta + 1) + R_B] = U_{CC} - U_{BE}$$

stąd

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_C (\beta + 1) + R_B} \left[\frac{V}{k\Omega} \right] = \frac{11,4}{0,200 (100 + 1) + 25,4} = 0,25 \text{ mA}$$

$$U_{CE} = U_{CC} - U_{RC}$$

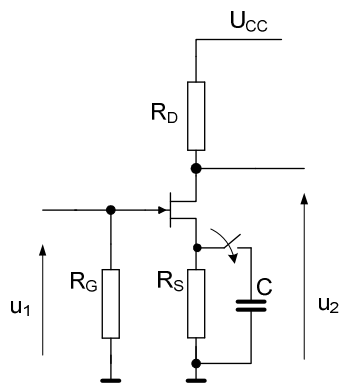
$$\text{gdzie: } U_{RC} = R_C \cdot I_{RC} = R_C \cdot (\beta + 1) \cdot I_B = 200 (100 + 1) 0,25 \cdot 10^{-3} \Omega = 5,05 \text{ V}$$

$$U_{CE} = 12 - 5,05 = 6,95 \text{ V}$$

Odp. Punktu pracy tranzystora ma współrzędne $I_C = 25 \text{ mA}$, $U_{CE} = 6,95 \text{ V}$.

Ćwiczenie 15.3.

Ile razy zmieni się wzmocnienie napięciowe układu przedstawionego na rysunku dla średnich i dużych częstotliwości, jeżeli do rezystora R_S dołączymy równolegle kondensator o dużej pojemności, takiej przy której jego reaktancja dla badanych częstotliwości sygnału sterującego będzie praktycznie zerowa. Do obliczeń przyjąć następujące dane: $S = 2,5 \text{ mA/V}$, $r_{DS} = 50 \text{ k}\Omega$, $R_D = 40 \text{ k}\Omega$, $R_S = 20 \text{ k}\Omega$, $R_G = 1 \text{ M}\Omega$, $U_{CC} = 15 \text{ V}$.



Rys.15.32

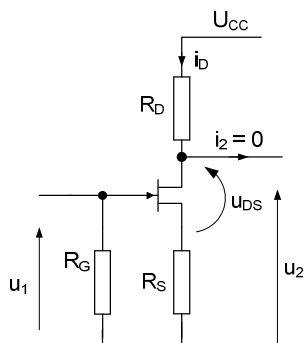
Rozwiązanie:

W rozwiązaniu uwzględniamy tylko składowe zmienne sygnałów. Jeżeli kondensator C jest dołączony równolegle do rezystora R_S brak jest w układzie sprzężenia zwrotnego dla składowej zmiennej i wzmacniacz pracuje w układzie wspólnego źródła WS. Wzmocnienie napięciowe takiego układu opisuje zależność:

$$k_U = \left. \frac{u_2}{u_1} \right|_{i_2=0} = \frac{-S}{\frac{1}{R_D} + \frac{1}{r_{DS}}}$$

Po podstawieniu danych liczbowych otrzymujemy

$$|k_U| = 55,6 \frac{V}{V}$$



Rys.15.33

Jeżeli kondensator C nie bocznikuje rezystora R_S powstaje na tym rezystorze sprzężenie zwrotne dla składowej zmiennej i wzmocnienie napięciowe układu zmniejsza się. Teraz dla składowej zmiennej, przyjmując oznaczenia jak na rys.15.5, można napisać następujący układ równań:

$$u_{DS} + i_D \cdot R_S = u_2$$

$$u_2 + i_D \cdot R_D = 0$$

$$i_D = S \cdot u_{GS} + \frac{1}{r_{DS}} u_{DS}$$

$$u_{GS} = u_1 - i_D \cdot R_S$$

Przekształcając ten układ wyznaczamy wzmocnienie k_{U1}

$$k_{U1} = - \frac{S}{\frac{1}{R_D} + \frac{1}{r_{DS}} + \frac{R_S}{R_D} \left(S + \frac{1}{r_{DS}} \right)}$$

Po podstawieniu danych liczbowych

$$|k_{U1}| = 1,9 \text{ V/V}$$

Porównując wzmocnienie układu przed i po dołączeniu kondensatora możemy zauważyć, że przy dołączonym kondensatorze wzmocnienie jest większe niż, gdy go odłączymy o n razy, gdzie

$$n = \frac{k_U}{k_{U1}} = \frac{55,6}{1,9} = 29,3$$

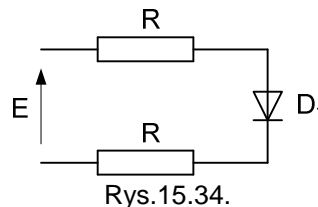
Odp. Wzmocnienie napięciowe wz

Zadania sprawdzające

Zadanie 15.1.

Obliczyć współrzędne punktu pracy diody D_1 w układzie przedstawionym na rys.15.1.

Dane: charakterystyka prądowo-napięciowa diody dwuodcinkowa: $U_{F0} = 0,7 \text{ V}$; $r_D = 10 \Omega$ oraz $E = 15 \text{ V}$, $R = 100 \Omega$.

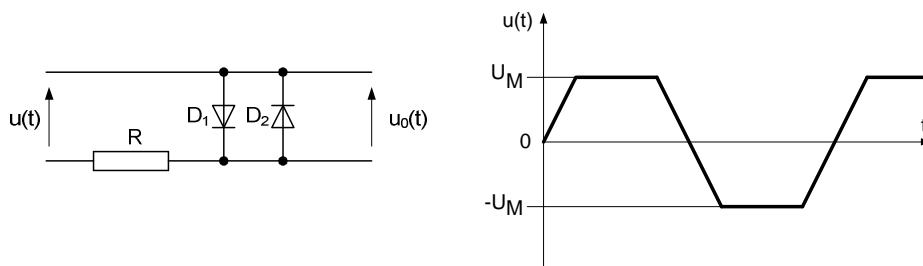


Rys.15.34.

Odp. 0,768 V, 68 mA

Zadanie 15.2.

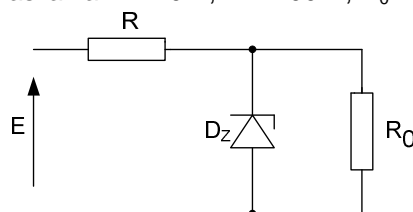
Dla układu przedstawionego na rys.15.2. narysować przebieg napięcia wyjściowego $u_0(t)$. Przebieg napięcia wejściowego napięcia $u(t)$ jest dany ($U_M = \pm 10 \text{ V}$). Przyjąć dwuodcinkowy model charakterystyki prądowo-napięciowej diody ($U_{F0} = 0,7 \text{ V}$, $r_D = 10 \Omega$) oraz $R = 150 \Omega$. Jak przesuwają się punkty pracy po charakterystykach diod D_1 , D_2 .



Rys.15.35.

Zadanie 15.3.

Przyjmując w zakresie przebicia Zenera, dwuodcinkową aproksymację charakterystyki prądowo-napięciowej stabilizatora (rys.15.3), opisaną parametrami $U_{Z0} = 5 \text{ V}$, $r_Z = 10 \Omega$, wyznaczyć współrzędne punktu pracy diody D_Z . Napięcie zasilania $E = 10 \text{ V}$, $R = 100 \Omega$, $R_0 = 200 \Omega$.



Rys.15.36.

Odp. $U_Z \approx 5,22 \text{ V}$, $I_Z = 21,74 \text{ mA}$

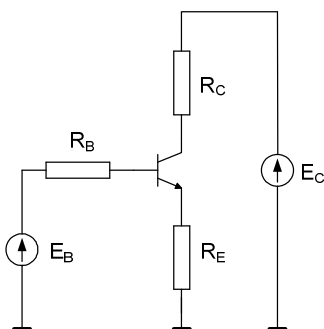
Zadanie 15.4.

Wyznaczyć minimalną R_{0min} i maksymalną R_{0max} wartość rezystancji obciążenia R_0 , które umożliwiają poprawną pracę układu przedstawionego na rys. 15.3, tzn. taką, w której prąd I_Z płynący przez diodę Zenera może mieć wartość minimalną 0 lub maksymalną I_{Zmax} . Charakterystyka prądowo-napięciowa stabilizatora w zakresie przebicia Zenera dwudcinkowa ($U_{Z0} = 5 \text{ V}$, $r_Z = 10 \Omega$), $E = 20 \text{ V}$, $R = 120 \Omega$.

Odp.

Zadanie 15.5.

W układzie jak na rys.15.4 wyznaczyć współczynniki stabilizacji: S_i , S_u , S_β . Dane: E_C , E_B , R_B , R_E , R_C oraz U_{BEQ} , I_{CB0} , β_0 tranzystora.



Rys.15.37

Odp. $S_i = \frac{(1 + \beta_0)(R_E + R_B)}{R_B + (1 + \beta_0)R_E}$, $S_u = \frac{-\beta_0}{R_B + (1 + \beta_0)R_E}$, $S_\beta = \frac{(E_B - U_{BEQ} - I_{CB0}R_B)(R_B + R_E)}{[R_B + (1 + \beta_0)R_E]^2}$

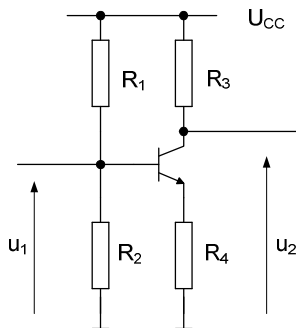
Zadanie 15.6.

Obliczyć przyrost prądu kolektora ΔI_C w tranzystorze w układzie przedstawionym na rys. 15.4, spowodowany przyrostem temperatury od 25°C do 100°C . Dane: współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystora w temperaturze 25°C $\beta_{25} = 330$ oraz w temperaturze 100°C $\beta_{100} = 440$, prąd $I_{CB0(25)} = 200 \text{ pA}$, $U_C = 50 \text{ V}$, $E_B = 30 \text{ V}$, $R_B = 430 \text{ k}\Omega$, $R_E = 1 \text{ k}\Omega$, $R_C = 1 \text{ k}\Omega$. Współczynnik temperaturowy napięcia baza-emiter $dU_{BE}/dT = -2,3 \text{ mV/K}$. Zależność prądu zerowego tranzystora od temperatury $I_{CB0(T)} = I_{CB0(25)} = [e^{b(T-25)} - 1]$, $b = 0,12$.

Odp. $\Delta I_C = 2,5 \text{ mA}$

Zadanie 15.7.

Wyznaczyć podstawowe parametry: wzmocnienie napięciowe k_U , r_{WE} , r_{WY} w układzie wzmacniacza przedstawionego na rys.15.5. Dane: U_{CC} , R_1 , R_2 , R_3 , R_4 oraz parametry uniwersalne tranzystora r_{BE} , β , $k_f \rightarrow 0$, $r_{CE} \rightarrow \infty$.

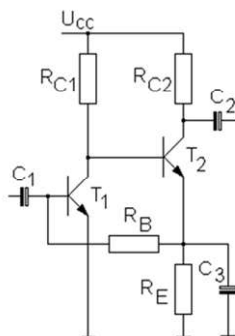


Rys.15.38.

Odp. $k_U =$, $r_{WE} =$, $r_{WY} =$

Zadanie 15.8.

Obliczyć wzmocnienie napięciowe wzmacniacza przedstawionego na rys.15.6. Wszystkie elementy układu są znane. W obliczeniach pominąć współczynniki oddziaływania wstecznego tranzystorów oraz wyjściowe rezystancje dynamiczne r_{CE1} i r_{CE2} .

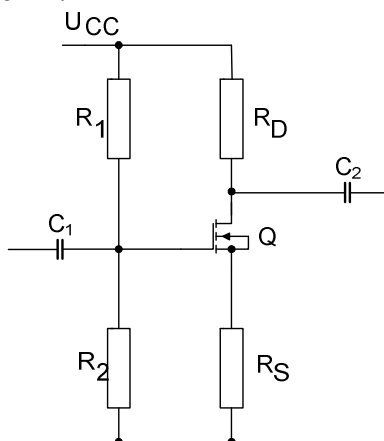


Rys.15.39

Odp.

Zadanie 15.9.

We wzmacniaczu jednostopniowym przedstawionym na rys.15.7. Wyznaczyć wzmocnienie napięciowe i rezystancję wyjściową układu. Dane: $R_1 = 470 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 160 \text{ k}\Omega$, $R_D = 10 \text{ k}\Omega$, $R_S = 2 \text{ k}\Omega$, $U_{CC} = 10 \text{ V}$, $r_{DS} = 20 \text{ k}\Omega$, $g_i = S = 10 \text{ mA/V}$.

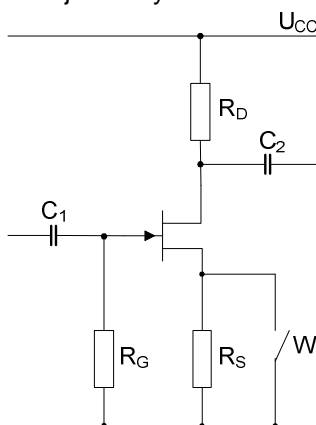


Rys.15.40.

Odp.

Zadanie 15.10.

Ile razy zmieni się wzmocnienie napięciowe układu, jeżeli wyłącznik W będzie otwarty. Obliczyć wzmocnienie napięciowe układu jak na rysunku. Dane: U_{CC} , S , r_{DS} , R_D , R_S , R_G .



Rys.15.41

Odp.

Test do wykładu 15

- 15.1. Punkt pracy elementu nieliniowego wyznacza przecięcie się charakterystyki elementu nieliniowego:
- xa) z prostą obciążenia
 - b) osią rzędnych układu współrzędnych
 - c) osią odciętych układu współrzędnych
- 15.2. Prostą obciążenia wyznacza jednoznacznie:
- a) prąd zwarciov
 - b) napięcie rozwarciowe
 - xc) prąd zwarciov i napięcie rozwarciowe jednocześnie
- 15.3. Dla ograniczenia prądu diody stosuje się rezystor włączony z diodą:
- a) równolegle
 - xb) szeregowo
 - c) jeden rezystor włączony szeregowo i drugi równolegle do diody
- 15.4. W tranzystorach BJT prąd kolektora:
- a) maleje ze wzrostem prądu bazy
 - xb) rośnie ze wzrostem prądu bazy
 - c) nie zależy od prądu bazy
- 15.5. Typowy punkt pracy tranzystora w układzie wzmacniacza napięciowego m.cz. leży na charakterystyce wyjściowej w obszarze:
- xa) pracy aktywnej
 - b) odcięcia prądowego
 - c) nasycenia
- 15.6. Klasyczny jednostopniowy wzmacniacza tranzystowy m. cz. pracuje w klasie:
- a) AB
 - b) B
 - xc) A
- 15.7. Stabilizacja termiczna punktu pracy tranzystora BJT dotyczy:
- a) składowej zmiennej prądów i napięć
 - xb) składowej stałej prądów i napięć
 - c) składowej stałej i zmiennej prądów i napięć jednocześnie
- 15.8. Ze wzrostem rezystancji R_C wzmocnienie napięciowe w układzie WE:
- xa) rośnie

- b) maleje
- c) nie zależy od R_C

15.9. Układ automatycznej polaryzacji bramki tranzystora unipolarnego można zastosować w przypadku tranzystorów:

- a) normalnie wyłączonych
- xb) normalnie załączonych
- c) w obu rodzajach tranzystorów

15.10. Największą rezystancję wejściową ma wzmacniacz z tranzystorem polowym w układzie

- a) WS
- xb) WD
- c) WG

15.11. Wzmocnienie napięciowe $K_u \approx 1$ V/V ma wzmacniacz w układzie:

- a) WD oraz WE
- b) WG oraz WK
- xc) WD oraz WK

Odpowiedzi do testu: 1a, 2c, 3b, 4b, 5a, 6c, 7b, 8a, 9b, 10b, 11c.