

14. Modele elementów półprzewodnikowych

Wstęp

Do analizy działania i projektowania układów elektronicznych stosuje się odpowiednie modele matematyczne oraz fizyczno-obwodowe elementów półprzewodnikowych wchodzących w skład tych układów. Modele te uwzględniają określone stany pracy, właściwości (np. wpływ temperatury na parametry) i nieliniowość charakterystyk danego elementu. W niniejszym wykładzie omówiono rodzaje stosowanych modeli poszczególnych przyrządów, elementów, większych podzespołów lub nawet całych układów elektronicznych. W sposób szczegółowy przedstawiono modele podstawowych rodzajów diod, tranzystorów bipolarnych i unipolarnych oraz tyrystorów konwencjonalnych.

14.1. Rodzaje modeli

Modelem dowolnego urządzenia technicznego nazywamy zbiór danych umożliwiających przewidywanie właściwości i analizowanie działania tego urządzenia w różnych stanach i warunkach pracy. W elektronice modele mają zazwyczaj postać równań matematycznych lub są przedstawiane w postaci schematów zastępczych równoważnych przyjętym opisom matematycznym. W skład modelu mogą wchodzić dodatkowo charakterystyki prądowo-napięciowe lub inne zależności charakteryzujące wielkości elektryczne i nieelektryczne poszczególnych przyrządów, elementów, większych podzespołów lub nawet całych układów.

W zależności od stopnia złożoności modele fizyczno-obwodowe służą do analizy i projektowania układów elektronicznych bez użycia komputera lub przy jego użyciu. Modele przyrządów półprzewodnikowych można sklasyfikować według różnych kryteriów.

Przyjmując za podstawę zakresy sygnałów jakie wystąpią na zaciskach przyrządu mamy modele:

- nieliniowe (dla dużych sygnałów)
- liniowe (małosygnałowe, ważne dla niewielkich zmian sygnałów).

Ze względu na rodzaj sygnałów wyróżniamy modele:

- statyczne (stałoprądowe)
- dynamiczne (zmiennoprądowe), które są najczęściej przeznaczone do analizy obwodów w dziedzinie czasu lub częstotliwości.

Inne kryteria podziału mają na celu zaakcentowanie pewnych szczególnych cech przyrządu półprzewodnikowego, np. wpływu temperatury. W przypadku zjawisk termicznych wyróżniamy modele:

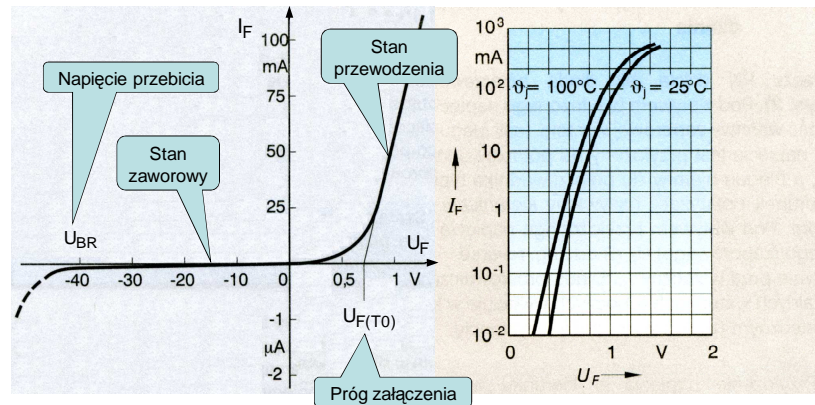
- izotemperaturowe
- nieizotemperaturowe

14.2. Modele diod

14.2.1. Diody sygnałowe i diody mocy

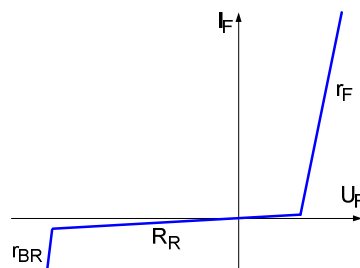
Dla diod sygnałowych i diod mocy, pełniących funkcje jednokierunkowych zaworów, najważniejsze jest zamodelowanie statycznej charakterystyki prądowo-napięciowej. Przykładową charakterystykę diody rzeczywistej przedstawiono na rys.14.1.

Często w katalogach podaje się charakterystyki w skali półlogarytmicznej (rys14.1b.). Ponieważ temperatura ma zasadniczy wpływ na ich przebieg, temperatura złącza jest tutaj parametrem.



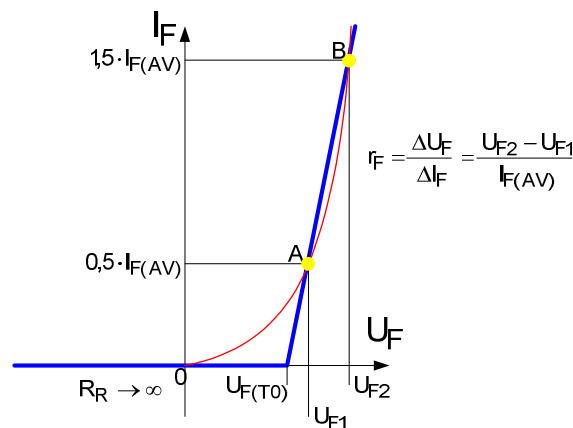
Rys. 14.1. Przykłady rzeczywistych charakterystyk diod półprzewodnikowych, a) skala liniowa, b) skala logarytmiczna

Dla prostych obliczeń charakterystykę diody aproksymuje się trzema odcinkami prostych, jak na rys. 14.2., przyjmując dla poszczególnych obszarów pracy: przewodzenia, zaporowego i przebicia, charakterystyczne wartości rezystancji. Odcinek charakterystyki w zakresie przebicia (rezystancja r_{BR}) nie jest brany pod uwagę, ponieważ podczas normalnej pracy urządzeń, w których zastosowano daną diodę, przebicie napięciowe jest stanem awaryjnym powodującym uszkodzenie urządzenia. Napięcie przebicia U_{BR} nie jest podawane w katalogach przez producentów elementów półprzewodnikowych.



Rys. 14.2. Trójodcinkowa aproksymacja charakterystyki prądowo – napięciowej diody półprzewodnikowej

Ponieważ rezystancja obszaru zaporowego jest bardzo duża, około 10^7 razy większa od rezystancji w stanie przewodzenia to często, np. w celu wyznaczenia strat mocy w stanie przewodzenia, stosuje się dwuodcinkową aproksymację charakterystyki diody przedstawioną na rys. 14.3.



Rys. 14.3. Dwuodcinkowa aproksymacja charakterystyki prądowo – napięciowej diody półprzewodnikowej

Dla tego modelu w stanie przewodzenia można napisać:

$$U_F = U_{F(T0)} + I_F r_F \quad (14.1)$$

gdzie:

$U_{F(T0)}$ – napięcie progu załączenia diody,

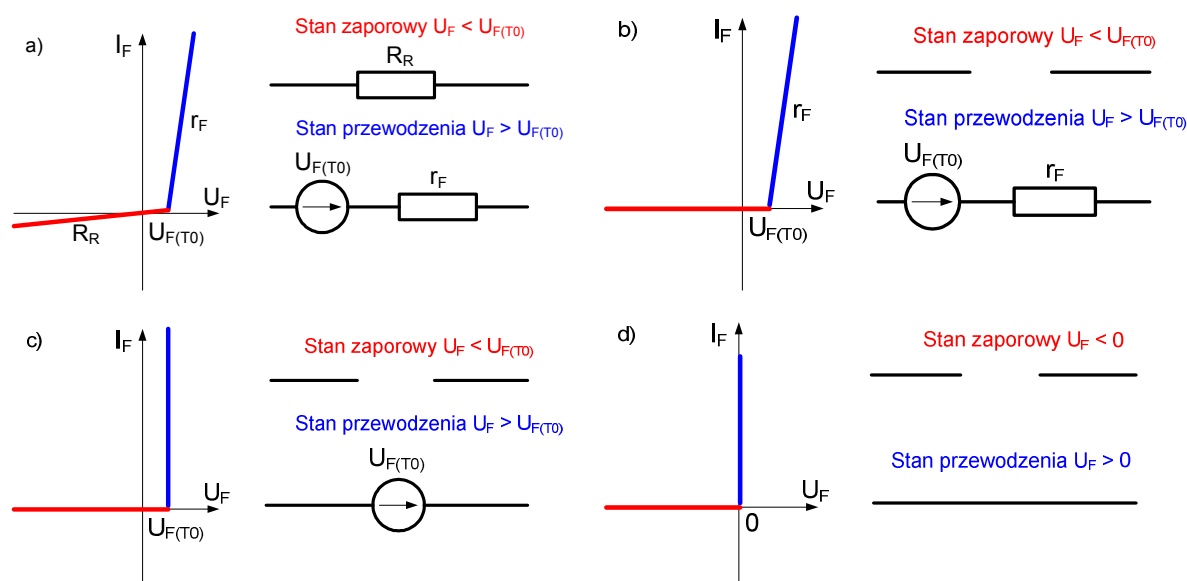
r_F – rezystancja dynamiczna diody,

$I_{F(AV)}$ – wartość średnia prądu przewodzenia

Straty mocy w stanie przewodzenia diody można zatem obliczyć ze wzoru:

$$P_p = U_{F(T0)} I_{F(AV)} + I_F^2 r_F \quad (14.2)$$

gdzie I – wartość skuteczna prądu przewodzenia



Rys. 14.4. Uproszczone modele odcinkowe charakterystyki prądowo – napięciowej diody z uwzględnieniem a) skończonej wartości prądu wstecznego, rezystancji dynamicznej i napięcia progu załączenia, b) tylko rezystancji dynamicznej i napięcia progu załączenia, c) tylko napięcia progu załączenia, d) dioda idealna

Jeżeli trzeba uwzględnić wsteczny prąd diody modelujemy jej charakterystykę w sposób przedstawiony na rys. 14.4a. W stanie zaporowym dioda jest reprezentowana przez liniowy rezystor R_R , a w stanie przewodzenia przez szeregowy obwód składający się ze źródła napięcia $U_{F(T0)}$ modelującego napięcie progu załączenia diody i rezystancji dynamicznej r_F . Model dwuodcinkowy uwzględniający warunek, że rezystancja w stanie zaporowym $R_R \rightarrow \infty$ przedstawiono na rys.14.4b. Kolejne uproszczenie charakterystyki w postaci idealnego źródła napięcia, uwzględniające fakt, że wartość napięcia na przewodzącej diodzie jest praktycznie stała przedstawiono na rys. 14.4c, a charakterystykę idealnej diody półprzewodnikowej na rys. 14.4d. W tym przypadku dioda jest idealnym łącznikiem. W stanie zaporowym stanowi łącznik wyłączony, a w stanie przewodzenia załączony.

Do komputerowej symulacji układów elektronicznych stosuje się inne, bardziej złożone modele, oparte np. na uproszczonej teorii złącza półprzewodnikowego opracowanej przez Shockleya. Zgodnie z tą teorią prąd przewodzenia diody można obliczyć z zależności:

$$I_F = I_S (e^{\frac{U_F}{nU_T}} - 1) \quad (14.3)$$

gdzie:

n – współczynnik emisji (często przyjmuje się $n = 1$),

I_F, U_F – prąd i napięcie przewodzenia,

I_S – prąd nasycenia płynący przy polaryzacji wstecznej złącza (tzw. prąd wsteczny),

$U_T = kT/e$ - potencjał elektrokinetyczny, rzadziej nazywany potencjałem termicznym elektronu (w temperaturze pokojowej około 300 K, $U_T = 25$ mV),

k - stała Boltzmanna $1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K,

T – temperatura bezwzględna,

e – ładunek elementarny $1,6 \cdot 10^{-19}$ C

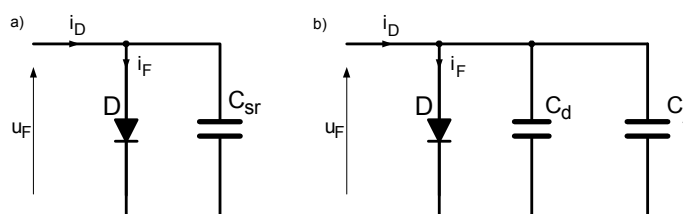
Prąd nasycenia I_S (przy polaryzacji wstecznej diody) zależy od temperatury złącza zgodnie z zależnością:

$$I_S = CT^3 e^{-\frac{W_{G0}}{U_T}} \quad (14.4)$$

gdzie: C oznacza stałą materiałową, W_{G0} ekstrapolowaną (dla $T = 0$ K) szerokością pasma zabronionego (1,19 V dla krzemu, 0,78 V dla germanu, 1,56 V dla arsenku galu).

Ze względu na różną dla każdego materiału stałą C w modelach stosowanych w programach komputerowych zależność ta jest zwykle unormowana względem $I_S(T_0)$ i ma postać:

$$I_S(T) = I_S(T_0) \cdot \left(\frac{T}{T_0}\right)^3 \cdot e^{\left[\frac{W_{G0}}{U_T(T_0)} \left(1 - \frac{T_0}{T}\right)\right]} \quad (14.5)$$



Rys. 14. 5. Model dynamiczny diody a) prosty, uwzględniający tylko średnią wartość pojemność elektrycznej diody, b) złożony, uwzględniający pojemność dyfuzyjną złącza i pojemność warstwy zaporowej

Jeżeli zachodzi potrzeba wyznaczenia przebiegów dynamicznych występujących w złączu i uwzględnienia procesów bezwładnościowych związanych z gromadzeniem się i usuwaniem ze złącza ładunków, modele statyczne diody można uzupełnić przez dołączenie równoległe kondensatora, reprezentującego średnią pojemność elektryczną C_{sr} dobraną odpowiednio do danego obszaru i stanu pracy złącza (rys. 14.5). W programach komputerowych używa się zwykle jeszcze dokładniejszego modelu, przedstawionego na rys. 14.5b, uwzględniającego dla stanu przewodzenia pojemność dyfuzyjną złącza C_d i pojemność warstwy zaporowej (pojemność złączową) C_j dla stanu zaporowego. Wartość pojemności dyfuzyjnej C_d można oszacować ze wzoru:

$$C_d = t_t \frac{e}{kT} (I_F + I_S) = \frac{t_t}{U_T} (I_F + I_S), \quad (14.6)$$

t_t – czas przelotu nośników przez obszar złącza. Czas ten jest kilkadziesiąt razy krótszy od czasu τ życia nośników.

Pojemność złączowa C_j jest najczęściej opisywana wzorem Schottkyego:

$$C_j = C_{j0} \left(1 - \frac{U_R}{U_D} \right)^{-m}, \quad (14.7)$$

gdzie:

C_{j0} – pojemność złącza przy zerowym napięciu polaryzacji,

U_R – napięcie wsteczne diody,

$m = 0,5$ dla złącza skokowego,

$m = 0,333$ dla złącza liniowego,

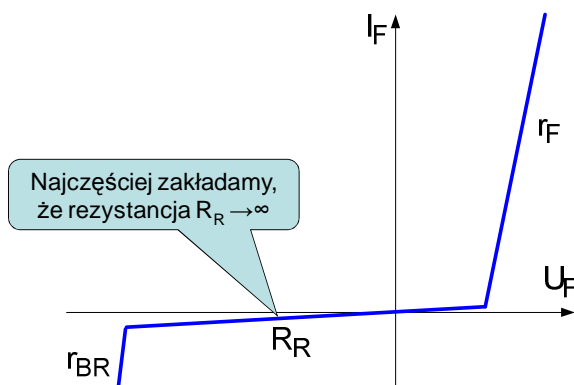
$U_D \approx 0,7 \text{ V}$ – potencjał dyfuzyjny złącza (napięcie progu załączenia).

Typowe wartości tych pojemności dla diod sygnałowych to $C_d \approx 40\text{pF}$, $C_j = 4\text{ pF}$.

Pojemność złączową C_j można pominąć, gdy dioda jest w stanie przewodzenia i prąd I_F jest znacznie większy od prądu wstecznego diody, tzn. I_S spełniona warunek $I_S \ll I_F$.

14.2.2. Diody Zenera i diody lawinowe

Diody Zenera i diody lawinowe zwane ogólnie stabilistorami stosuje się w układach stabilizacji napięcia stałego. Dlatego modele takich diod są identyczne jak modele bezinercyjne diod sygnałowych i diod mocy. Najczęściej charakterystykę prądowo – napięciową stabilistora aproksymuje się, jak pokazano na rys.14.6. trzema odcinkami prostych. Dla napięcia polaryzującego złącze w kierunku przewodzenia odcinek charakterystyki ma nachylenie odpowiadające rezystancji dynamicznej r_F identyczne jak dla krzemowej diody prostowniczej, w kierunku wstecznym nachylenie charakterystyki jest określone przez rezystancję dynamiczną r_Z .



Rys. 14.6. Charakterystyka prądowo – napięciowa stabilizatora aproksymowana odcinkowo

Czasami zakłada się, że pomiędzy punktami załączenia (napięcie progowe $U_{F(T0)}$) w kierunku przewodzenia i przebicia (napięcie przebicia U_{Z0}) dla kierunku polaryzacji zaporowej

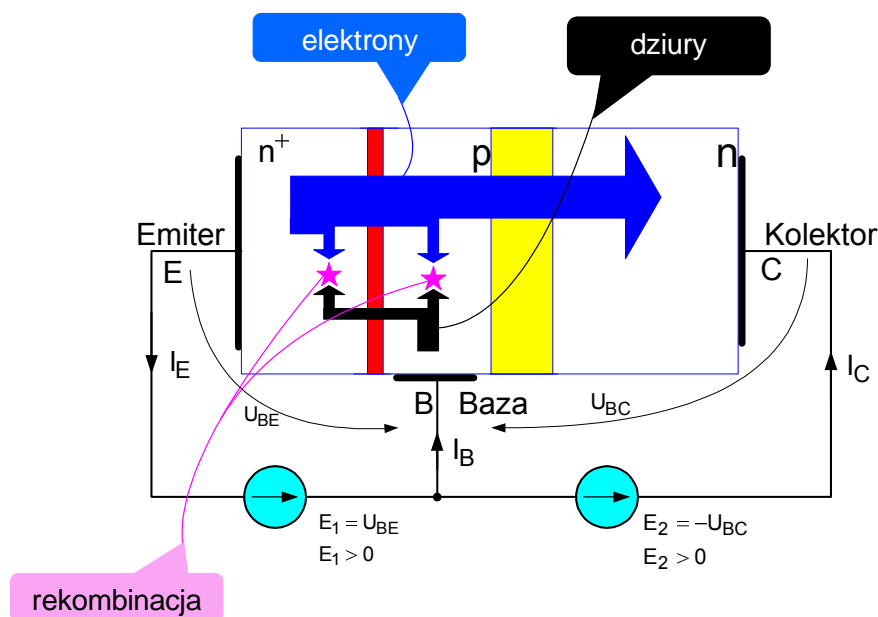
stabilistor ma rezystancję R_R o kilka rzędów większą niż rezystancje r_z i r_F . Najczęściej przyjmuje się, że rezystancja $R_R \rightarrow \infty$.

14.3. Modele tranzystorów bipolarnych

W praktyce stosuje się dwie struktury tranzystorów bipolarnych: npn oraz pnp. Około 90% obecnie stosowanych w elektronice tranzystorów to elementy typu npn. W ogólnym przypadku napięcia U_{BE} i U_{BC} występujące na złączach bazowym i kolektorowym, mogą przyjmować wartości dodatnie i ujemne, a tranzystor może znajdować się w czterech stanach pracy: **aktywnym**, **nasycenia**, **odcięcia** i **przewodzenia inwersyjnego**.

Dla **tranzystora typu npn** warunki, jakie muszą być spełnione, aby wystąpiły poszczególne stany są następujące:

- **stan aktywny** (inaczej przewodzenia aktywnego) – złącze emiterowe jest w stanie przewodzenia ($U_{BE} > 0$), a złącze kolektorowe jest w stanie zaporowym, tzn. jest spolaryzowane wstecznie ($U_{BC} < 0$),
- **stan nasycenia** – oba złącza są w stanie przewodzenia ($U_{BE} > 0$, $U_{BC} > 0$),
- **stan przewodzenia inwersyjnego** – zamieniono rolami emiter i kolektor, tzn. złącze emiterowe jest spolaryzowane wstecznie ($U_{BE} < 0$), a złącze kolektorowe jest w stanie przewodzenia ($U_{BC} > 0$),
- **stan odcięcia** – oba złącza są spolaryzowane wstecznie ($U_{BE} < 0$), ($U_{BC} < 0$).

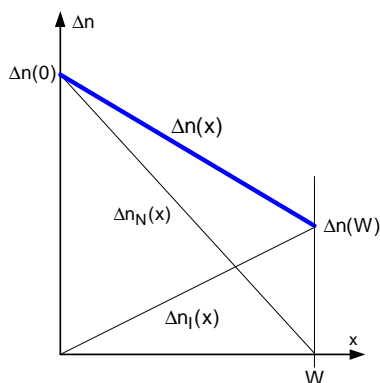


Rys. 14.7. Ruch ładunków i rozpyw prądów w tranzystorze npn w stanie aktywnym

Na rys. 14.7. przedstawiono rozpyw prądów w tranzystorze npn w stanie aktywnym. Tranzystor może w tym stanie wzmacniać sygnały.

W analogowych układach wzmacniaczy elektronicznych tranzystor musi pracować w stanie aktywnym. Jednym z najczęściej stosowanych podstawowych modeli tranzystora bipolarnego w zakresie dużych sygnałów uwzględniający wszystkie czterech stany pracy tranzystora bipolarnego jest model Ebersa-Molla opublikowany przez J. J. Ebersa i J. L. Molla w 1954 roku. Aby wyjaśnić ideę tego modelu założmy, że dla tranzystora npn pracującego w stanie nasycenia krzywa rozkładu

nośników nadmiarowych $\Delta n(x)$ w bazie ma kształt jak na rysunku 14.9. i zawiera dwie składowe: normalną $\Delta n_N(x)$ i inwersyjną $\Delta n_I(x)$.



Rys. 14.9. Rozkład nośników nadmiarowych $\Delta n(x)$ w bazie i jego składowe: normalna $\Delta n_N(x)$ i inwersyjna $\Delta n_I(x)$

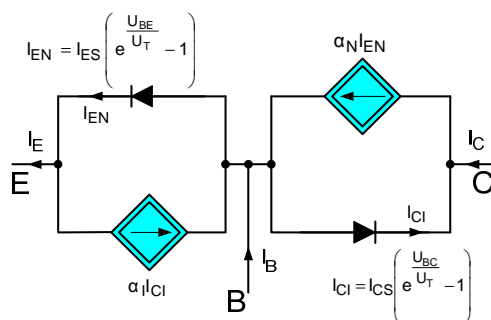
Oznacza to, że przy pracy tranzystora w stanie nasycenia występuje jednocześnie przepływ elektronów do kolektora wstrzykiwanych przez złącze emiterowe (transmisja normalna, indeks N), oraz przepływ elektronów do emitera wstrzykiwanych przez złącze kolektorowe (transmisja inwersyjna, indeks I).

Dla kierunku transmisji normalnej definiuje się współczynniki wzmocnienia prądowego α_N (lub β_N), a dla transmisji inwersyjnej α_I (lub β_I). Wartości odpowiednich współczynników nie są sobie równe, gdyż struktura tranzystora nie jest symetryczna. Związki prądów I_C , I_E od napięć złączowych U_{BE} , U_{BC} można zapisać w postaci:

$$I_E = I_{EN} - \alpha_I \cdot I_{CI} = I_{ES} \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) - \alpha_I \cdot I_{CS} \left(e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} - 1 \right) \quad (14.8)$$

$$I_C = \alpha_N \cdot I_{EN} - I_{CI} = \alpha_N \cdot I_{ES} \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) - I_{CS} \left(e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} - 1 \right) \quad (14.9)$$

Równania te nazywamy równaniami Ebersa-Molla. Bezpośrednią interpretacją obwodową równań 14.8. i 14.9. jest model przedstawiony na rys.14.10.



Rys. 14.10. Model Ebersa-Molla tranzystora bipolarnego typu npn

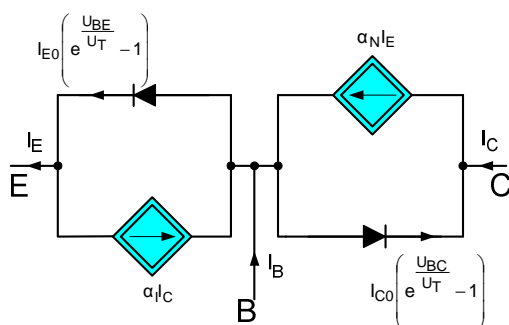
Zwykle wygodniej jest posługiwać się modelem Ebersa-Molla, w którym sterowane źródła prądowe są uzależnione od prądów zewnętrznych tranzystora (rys.14.11).

$$I_E = \alpha_I \cdot I_C + I_{E0} \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) \quad (14.10)$$

$$I_C = \alpha_N \cdot I_E - I_{C0} \left(e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} - 1 \right)$$

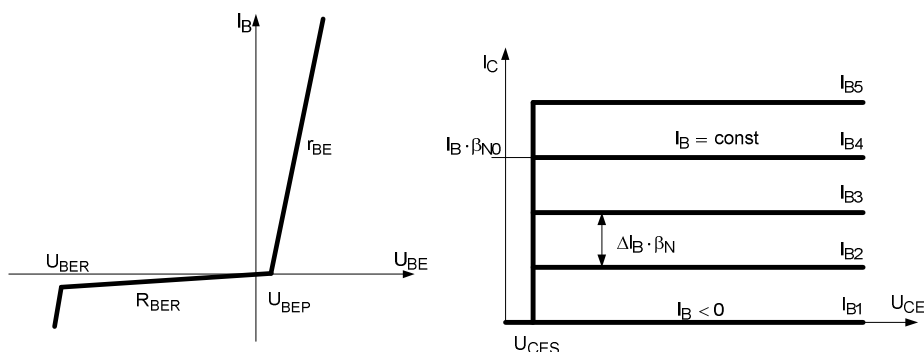
gdzie $I_{E0} = (1 - \alpha_I \cdot \alpha_N) \cdot I_{ES}$, $I_{C0} = (1 - \alpha_I \alpha_N) \cdot I_{CS}$. Prądy zerowe tranzystora $I_{C0} = I_{CB0}$, $I_{E0} = I_{CE0}$ nazywane są także rozwarciowymi prądami nasycenia złącza emiterowego i kolektorowego tranzystora. Można wykazać, że

$$\alpha_N \cdot I_{E0} = \alpha_I \cdot I_{C0} \quad (14.11)$$



Rys. 14.11. Model Ebersa-Molla ze źródłami prądu sterowanymi prądami I_C i I_E

W przypadku prostych obliczeń wystarczająco dobre jest zastąpienie charakterystyk wejściowej i wyjściowej tranzystora odcinkami prostych (rys.14.12.) podobnie jak to ma miejsce przy modelowaniu diod.



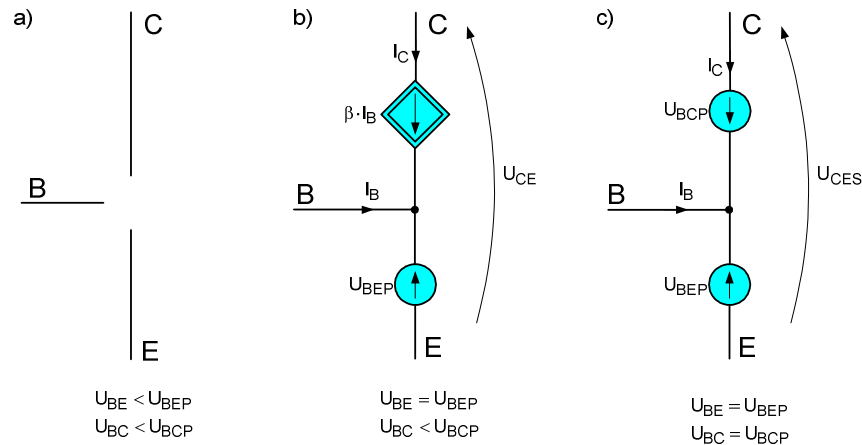
Rys.14.12. Aproxymowane charakterystyki tranzystora bipolarnego a) wejściowa, b) wyjściowe

Charakterystyka wejściowa jest aproxymowana trzema odcinkami odpowiednio dla stanu przebicia, zaporowego i przewodzenia. Stan przebicia złącza baza-emiter charakteryzuje napięcie przebicia U_{BER} . W praktyce jest ono zwykle pomijane. Napięcie progowe, przy którym złącze zaczyna przewodzić jest równe U_{BEP} , zastępcza rezystancja statyczna odpowiadająca odcinkowi charakterystyki pomiędzy napięciami U_{BER} i U_{BEP} ma wartość R_{BER} . Często pomija się ją zakładając, że $R_{BER} \rightarrow \infty$. Stan przewodzenia charakteryzuje dynamiczna rezystancja wejściowa tranzystora r_{BE} . Charakterystyki wyjściowe to zbiór prostych równoległych, dla których parametrem jest prąd bazy I_B . Napięcie U_{CES} jest szczytkowym napięciem kolektor-emiter na granicy obszaru aktywnego i obszaru nasycenia. W przybliżeniu jest ono równe różnicy napięć na przewodzących złączach emiterowym i kolektorowym.

$$U_{CES} = U_{BEP} - U_{BCP} \quad (14.12)$$

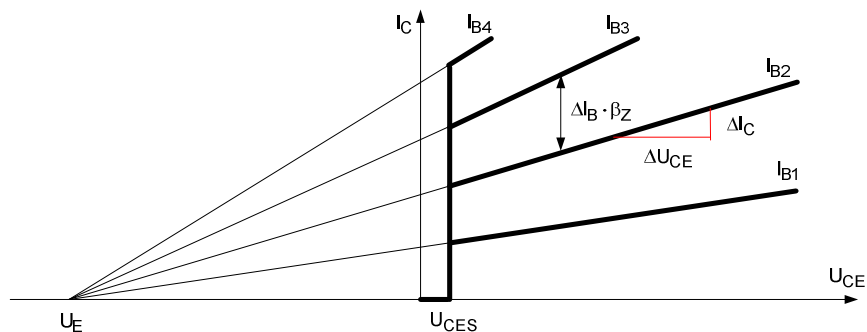
Ponieważ napięcie U_{BEP} jest większe od napięcia U_{BCP} to napięcie U_{CES} jest dodatnie. Zwykle przyjmuje się, że ma ono wartość około $U_{CES} = 0,2 \text{ V}$.

Dla poszczególnych odcinków charakterystyk odpowiadających stanom nasycenia, aktywnemu i odcięcia prądowego można narysować obwodowe, linearyzowane schematy zastępcze tranzystora bipolarnego przedstawione na rys. 14.13.



Rys. 14.13. Modele obwodowe Ebersa-Molla a) stan odcięcia prądowego, b) stan aktywny
c) stan nasycenia

Jeżeli w konkretnym zastosowaniu tranzystora wymagane jest zamodelowanie charakterystyk wyjściowych z uwzględnieniem ich nachylenia, które charakteryzuje dynamiczna rezystancja wyjściowa tranzystora r_{CE} lub jej odwrotność konduktancja g_{CE} , wykorzystuje się model uwzględniający zjawisko Early'ego. Polega ono na zmianie długości bazy w warstwach zaporowych złączy wnikaających w głąb bazy pod wpływem przyłożonego napięcia. W wyniku skracania się bazy przy dużych napięciach kolektor-emiter wzmocnienie prądowe tranzystora zwiększa się, a to objawia się zwiększaniem nachylenia charakterystyk wyjściowych proporcjonalnie do natężenia prądu bazy. Najprościej zjawisko Early'ego uwzględnia się dobierając eksperymentalnie tzw. potencjał Early'ego U_E , jak to pokazano na rys. 14.14.



Rys. 14.14. Graficzna interpretacja potencjału Early'ego

Uwzględniając potencjał U_E prąd kolektora można opisać zależnością:

$$I_C = \beta_{N0} \left(1 + \frac{U_{CE}}{|U_E|} \right) \cdot I_B = \beta_Z \cdot I_B \quad (14.13)$$

przy czym

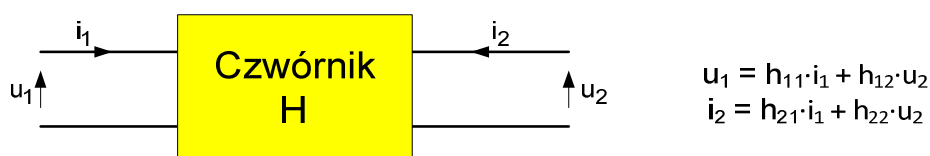
$$\beta_Z = \beta_{N0} \left(1 + \frac{U_{CE}}{|U_E|} \right) \quad (14.14)$$

β_{N0} – ekstrapolowany współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystora dla dużych sygnałów wyznaczony przy $U_{CE} = 0$.

Znając potencjał Erlyego można wyznaczyć dynamiczną rezystancję wyjściową tranzystora

$$r_{CE} = \left. \frac{dU_{CE}}{dI_C} \right|_{I_B = \text{const}} \approx \frac{|U_E|}{I_C} \quad (14.15)$$

Dla sygnałów przemiennych o niewielkich wartościach maksymalnych (tzw. małych sygnałów) stosuje się modele czwórnikowe tranzystora (rys. 14.15), w których linearyzuje się charakterystyki tranzystora w otoczeniu punktu pracy. Linearyzacja polega na zastąpieniu wybranego odcinka danej charakterystyk odcinkami linii prostych. Przy takim uproszczeniu parametry tranzystora można traktować jako stałe.



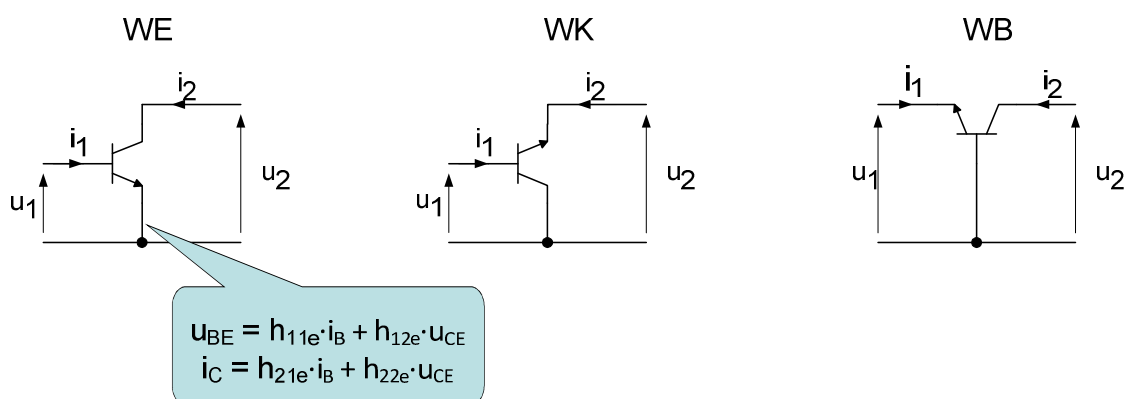
Rys.14.15. Czwórnik typu **H**

Wśród wielu typów macierzy najczęściej jest stosowana macierz hybrydowa **H**.

Opis czwórnika przy wykorzystaniu tej macierzy ma postać:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = H \begin{bmatrix} i_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad \begin{aligned} u_1 &= h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2 \\ i_2 &= h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2 \end{aligned} \quad (14.16)$$

Zmiennymi niezależnymi są tutaj prąd wejściowy i_1 oraz napięcie wyjściowe u_2 . Ponieważ w przypadku tranzystorów bipolarnych wyróżnia się trzy podstawowe układy pracy: wspólny emiter WE, wspólny kolektor WK, wspólna baza WB (rys.14.16.) to zmienne niezależne macierzy **H** przyjmują wartości odpowiedniego prądu wejściowego i napięcia wyjściowego dla przyjętej topologii układu.



Rys. 14.16. Podstawowe układy pracy tranzystora bipolarnego w stanie aktywnym

Najbardziej popularnym jest układ wspólnego emitera WE, dla którego $u_1 = u_{BE}$, $u_2 = u_{CE}$, $i_1 = i_B$, $i_2 = i_C$.

Układ równań opisujący tę konfigurację połączeń przyjmuje postać:

$$u_{BE} = h_{11e} \cdot i_B + h_{12e} \cdot u_{CE} \quad (14.17)$$

$$i_C = h_{21e} \cdot i_B + h_{22e} \cdot u_{CE} \quad (14.18)$$

Parametry hybrydowe tej macierzy (często nazywane parametrami uniwersalnymi) są definiowane następująco:

- dynamiczna rezystancja wejściowa w stanie zwarcia na wyjściu,

$$h_{11e} = \left. \frac{u_{BE}}{i_B} \right|_{u_{CE}=0} \quad r_{BE} = \left. \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta I_B} \right|_{u_{CE}=\text{const}} \quad (14.19)$$

- współczynnik oddziaływania wstecznego w stanie rozwarcia na wejściu,

$$h_{12e} = \left. \frac{u_{BE}}{u_{CE}} \right|_{i_B=0} \quad k_f = \left. \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta u_{CE}} \right|_{I_B=\text{const}} \quad (14.20)$$

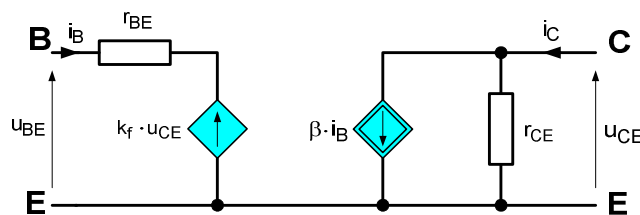
- małosygnałowy współczynnik wzmocnienia prądowego w stanie zwarcia na wyjściu,

$$h_{21e} = \left. \frac{i_C}{i_B} \right|_{u_{CE}=0} \quad \beta = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{u_{CE}=\text{const}} \quad (14.21)$$

- dynamiczna konduktancja (rezystancja) wyjściowa w stanie rozwarcia na wejściu.

$$h_{22e} = \frac{1}{r_{CE}} = \left. \frac{u_{CE}}{i_C} \right|_{i_B=0} \quad \frac{1}{r_{CE}} = \left. \frac{\Delta u_{CE}}{\Delta I_C} \right|_{I_B=\text{const}} \quad (14.22)$$

Schemat zastępczy tranzystora bipolarnego, w którym zastosowano parametry uniwersalne przedstawiono na rys.14.16.



Rys. 13.16. Schemat zastępczy tranzystora bipolarnego z parametrami uniwersalnymi

14.4. Modele tranzystora unipolarnego

Kształt charakterystyk bramkowych i wyjściowych tranzystorów złączowych JFET i z izolowaną bramką MOSFET jest praktycznie taki sam. Zarówno dla jednych jak i drugich wyróżnia się zakres pracy liniowej i nieliniowej, które opisane są odpowiednio dla zakresu pracy liniowej ($U_{DS} < U_{GS} - U_P$) następującym równaniem:

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{U_P^2} [2(U_{GS} - U_P)U_{DS} - U_{DS}^2], \quad (14.23)$$

a dla zakresu pracy nieliniowej ($U_{DS} > U_{GS} - U_P$), w którym prąd drenu praktycznie nie zależy od napięcia U_{DS}

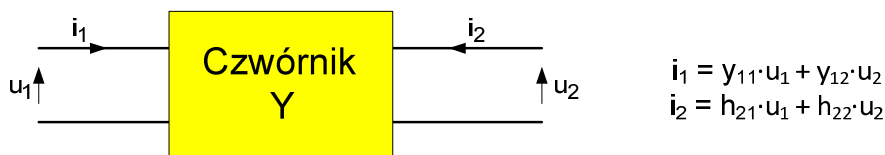
$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right)^2 \quad (14.24)$$

Powyższy opis tranzystora unipolarnego stosuje się wyłącznie dla dużych sygnałów.

W zakresie małych sygnałów, kiedy podobnie jak w przypadku tranzystorów bipolarnych, w okolicy punktu pracy tranzystora można założyć, że charakterystyki są liniowe, stosuje się opis macierzowy

czwórnika liniowego. Do opisu stosuje się macierz admitancyjną \mathbf{Y} , dla której zmiennymi niezależnymi są napięcia wejściowe u_1 i wyjściowe u_2 .

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \mathbf{Y} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad \begin{aligned} i_1 &= u_1 \cdot y_{11} + u_2 \cdot y_{12} \\ i_2 &= u_1 \cdot y_{21} + u_2 \cdot y_{22} \end{aligned} \quad (14.25)$$



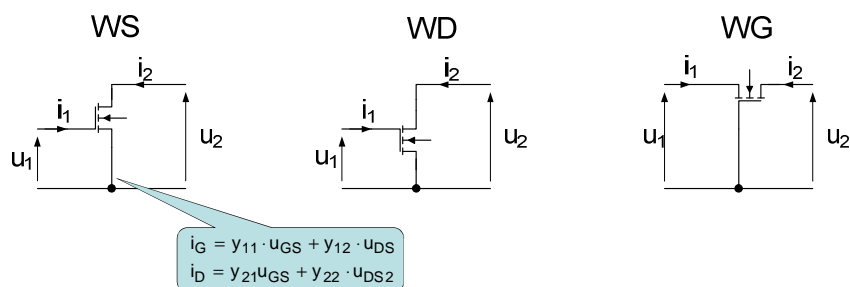
Rys.14.17. Czwórnik typu Y

Ponieważ tranzystory unipolarne są praktycznie sterowane napięciowo, a ponad to nie wykazują oddziaływania wstecznego (tzn. $y_{11} = y_{12} = 0$) w przyjętym opisie pierwsze równanie jest tożsamościowo równe zero, a w drugim równaniu, w zależności od konfiguracji pracy tranzystora unipolarnego: wspólne źródło WS, wspólny dren WD, wspólna bramka WG, należy przyjąć za zmienne niezależne odpowiednie napięcia wejściowe i wyjściowe.

Powszechnie przyjmuje się, że podstawową konfiguracją jest układ wspólnego źródła WS ($i_1=i_G$, $i_2=i_D$), który można opisać równaniami:

$$\begin{aligned} i_G &= y_{11s} \cdot u_{GS} + y_{12s} \cdot u_{DS} \\ i_D &= y_{21s} \cdot u_{GS} + y_{22s} \cdot u_{DS} \end{aligned} \quad (14.26)$$

Wskaźnik s przy parametrach admitancyjnych wskazuje na układ wspólnego źródła (WS).



Rys. 14.18. Podstawowe układy pracy tranzystora unipolarnego w stanie aktywnym

Parametry macierzy Y są definiowane następująco:

- dynamiczna konduktancja wejściowa przy zwarcu na wyjściu,

$$y_{11s} = \left. \frac{i_G}{u_{GS}} \right|_{u_{DS}=0} \quad (14.27)$$

- współczynnik oddziaływania wstecznego przy zwarcu na wejściu,

$$y_{12s} = \left. \frac{i_G}{u_{DS}} \right|_{u_{GS}=0} \quad (14.28)$$

- transkonduktancja dynamiczna przy zwarcu na wyjściu,

$$y_{21s} = \left. \frac{i_D}{u_{GS}} \right|_{u_{DS}=0} \quad (14.29)$$

- dynamiczna konduktancja wyjściowa przy zwarcu na wejściu

$$y_{22s} = \frac{i_D}{u_{DS}} \Big|_{u_{GS}=0} \quad (14.30)$$

W praktyce częściej zamiast parametrów macierzy admitancyjnej stosuje się parametry uniwersalne tranzystora. Definicje tych parametrów są następujące:

- dynamiczna konduktancja wejściowa ($r_{GS} \rightarrow \infty$),

$$g_{GS} = \frac{1}{r_{GS}} = \frac{\Delta I_G}{\Delta U_{GS}} \Big|_{U_{DS}=\text{const}} = 0 \quad (14.31)$$

- współczynnik oddziaływania wstecznego w tranzystorach unipolarnych nie występuje

$$\frac{\Delta I_G}{\Delta U_{GS}} \Big|_{U_{DS}=\text{const}} = 0 \quad (14.32)$$

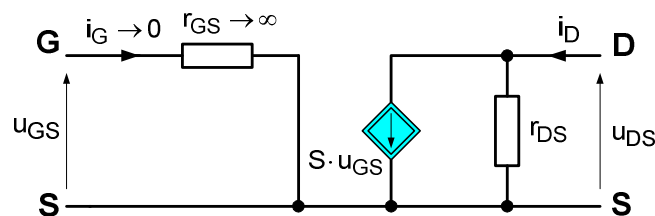
- nachylenie charakterystyki bramkowej

$$S = \frac{dI_D}{dU_{GS}} \Big|_{U_{DS}=\text{const}} \quad (14.33)$$

- dynamiczna konduktancja wyjściowa, która jest odwrotnością dynamicznej rezystancji wyjściowej r_{DS}

$$\frac{1}{r_{DS}} = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{DS}} \Big|_{U_{GS}=\text{const}} \quad (14.34)$$

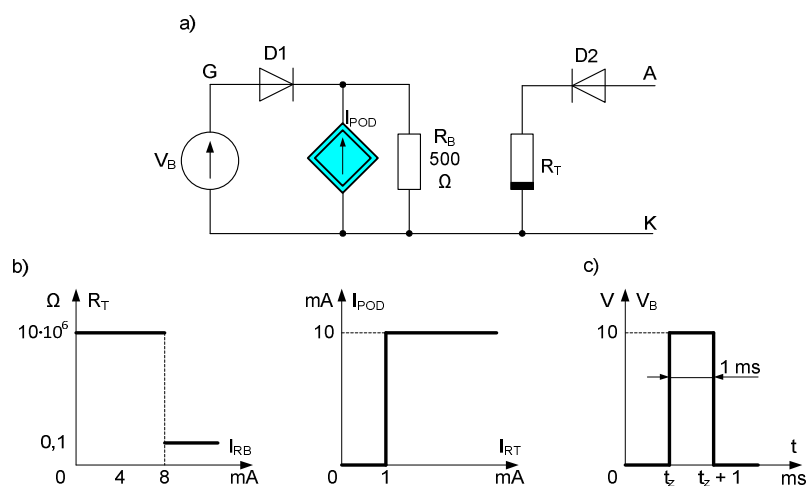
Małosygnałowy model tranzystora unipolarnego z zastosowaniem wyżej wymienionych parametrów uniwersalnych przedstawiono na rys.14.19.



Rys.14.19. Schemat zastępczy tranzystora unipolarnego z uwzględnieniem parametrów uniwersalnych

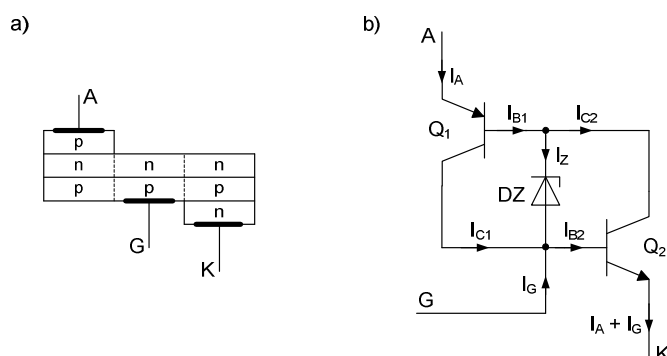
14.5. Modele tyrystora

Tyrystor jest jednym z podstawowych elementów stosowanym w układach przekształtników energoelektronicznych. Pracuje zawsze w jednym z trzech stanów: zaworowym ($U_{AK} < 0$, $I_A = 0$), blokowania ($U_{AK} > 0$, $I_A = 0$) i przewodzenia ($U_{AK} = 0$, $I_A > 0$). Załączenie tyrystora jest możliwe jedynie w stanie blokowania. Wysterowanie tyrystora impulsem bramkowym wymusza zmianę stanu zaworu ze stanu blokowania do stanu przewodzenia. Ze względu na duże wartości prądów anodowych tyrystorów (np. 200 A) i niskie napięcia przewodzenia (około 2 V) najczęściej przyjmuje się, że w stanie blokowania i zaworowym tyrystor nie przewodzi prądu, a po załączeniu w stanie przewodzenia jest na nim zerowe napięcie. Ten najprostszy model, w którym tyrystor zastępujemy sterowanym sekwencyjnie idealnym łącznikiem jest najczęściej stosowany do modelowania układów energoelektronicznych. Przykład takiego modelu tyrystora przedstawiono na rys.14.20.a.



Rys.14.20. Model tyrystora, a) schemat zastępczy, b) charakterystyki sterowania rezystancji R_T oraz źródła prądu podtrzymania I_{POD}

Obwód główny (anodowy) składa się tutaj z dwóch elementów: diody prostowniczej i rezystora R_T sterowanego prądem rezystora R_B . Wartość rezystancji R_B jest równa zastępczej rezystancji obwodu bramka-katoda tyrystora. W obwodzie sterującym (bramkowy), oprócz rezystora R_B znajdują się dodatkowo dioda prostownicza i sterowane prądem anodowym źródło prądu podtrzymania I_{POD} . Charakterystyki sterowania rezystancji R_T oraz źródła I_{POD} przedstawiono na rys.14.20.b. Podanie krótkiego impulsu załączającego ze źródła napięcia sterującego V_B (rys.14.20.c) inicjuje przepływ prądu anodowego tyrystora. Jeżeli prąd anodowy tyrystora jest większy od 1 mA (charakterystyka $I_{POD} = f(I_{RT})$) uruchamiane jest sterowane źródło prądu podtrzymania I_{POD} i niezależnie od czasu trwania impulsu sterującego V_B podtrzymany jest stan przewodzenia zaworu. Wyłączenie nastąpi w chwili, kiedy prąd anodowy będzie mniejszy od 1 mA. Opisany model nie uwzględnia zjawisk zachodzących w strukturze półprzewodnikowej tyrystora i jak wcześniej zauważono jest stosowany tylko do modelowania obwodów energoelektronicznych. Jeżeli interesują nas procesy wewnątrz struktury półprzewodnikowej, zachodzące podczas przełączania, należy posłużyć się innymi modelami. Przykładem jest model tranzystorowy, którego schemat przedstawiono na rys.14.21. Schemat zastępczy tyrystora składa się z tranzystorów Q_1 , Q_2 typu pnp i npn oraz diody Zenera DZ.



Rys.14.21. Tranzystorowy schemat zastępczy tyrystora, a) struktura, b) schemat elektryczny

Układ przedstawiony na rys.14.21. można opisać następującymi równaniami:

$$I_A = I_{B1} + I_{C1} \quad (14.35)$$

$$I_{B1} = I_Z + I_{C2} \quad (14.36)$$

$$I_{B2} = I_Z + I_{C1} + I_G \quad (14.37)$$

Uwzględniając dodatkowo, że

$$I_{C1} = I_A \cdot \alpha_1 \quad (14.38)$$

$$I_{C2} = (I_A + I_G) \cdot \alpha_2 \quad (14.39)$$

prąd anodowy I_A opisany jest wzorem:

$$I_A = \frac{I_Z + \alpha_2 \cdot I_G}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (14.40)$$

Współczynniki wzmocnienia prądowego α_1 α_2 tranzystorów Q_1 i Q_2 zależą silnie od wartości prądu I_Z i rosną kiedy jego wartość zwiększa się. W stanie blokowania, gdy brak jest sygnału sterującego ($I_G = 0$) oba zewnętrzne złącza tyrystora są spolaryzowane w kierunku przewodzenia, natomiast złącze środkowe ma polaryzację zaporową i płynie przez nie tylko niewielki prąd wsteczny I_Z . Ponieważ suma współczynników α_1 i α_2 jest w tym przypadku mniejsza od 1 to prąd I_A ma także niewielką wartość. Jeżeli zwiększymy napięcie blokowania to wartości prądu I_Z i współczynników α_1 i α_2 także wzrosną. Kiedy suma $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ prąd I_A może mieć teoretycznie nieskończona wartość. Oznacza to, że tyrystor znalazł się w stanie przewodzenia.

Prąd bramki I_G , który powoduje wysterowanie tyrystora, oddziałuje na współczynniki α_1 i α_2 podobnie jak prąd I_Z , a zatem nawet przy niskich napięciach blokowania możemy wprowadzić tyrystor w stan przewodzenia.

Ćwiczenia

Ćwiczenie 14.1.

Dioda półprzewodnikowa jest w stanie przewodzenia. Prąd $I_F = 3$ mA, temperatura złącza 300 K. Jaka jest konduktancja dynamiczna diody g_D oraz pojemność dyfuzyjna złącza C_d , jeżeli czas przelotu $t_t = 5$ ns.

Rozwiązanie:

Korzystając z zależności Schockleya i zakładając $n = 1$ konduktancja diody jest równa:

$$g_F = \frac{1}{r_F} = \frac{dI_F}{dU_F} = \frac{1}{U_T} (I_F + I_S)$$

Ponieważ w stanie przewodzenia $I_F \gg I_S$.

$$g_F \approx \frac{I_F}{U_T}$$

potencjał elektrokinetyczny U_T w temperaturze 300 K jest równy:

$$U_T = \frac{kT}{e} = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \frac{J}{K} \cdot 300 K}{1,6 \cdot 10^{-19} C} = 25,875 \text{ mV}$$

Zatem poszukiwana wartość konduktancji g_F jest równa:

$$g_F \approx \frac{I_F}{U_T} = \frac{3 \text{ mA}}{25,875 \text{ mV}} = 0,0116 \text{ S} \approx 12 \text{ mS}$$

Pojemność dyfuzyjna diody C_d można obliczyć ze wzoru:

$$C_d = t_t \frac{I_F}{U_T} (I_F + I_S) \approx t_t \frac{I_F}{U_T} = t_t \cdot g_F = 5 \text{ ns} \cdot 12 \text{ mS} = 0,6 \text{ nF}$$

Odp. $g_F = 12 \text{ mS}$, $C_d = 600 \text{ pF}$.

Ćwiczenie 14.2.

Wyznaczyć potencjał dyfuzyjny złącza U_D i wykładnik m we wzorze Schottkyego, jeżeli dla danych napięć U_R znana jest pojemności diody $C = C_j + C_0$. Przyjąć, że pojemnością obudowy diody $C_0 = 0,2$ pF.

U_R	V	-3	-1	0	0,4
C	pF	3,4	4,8	7,4	11

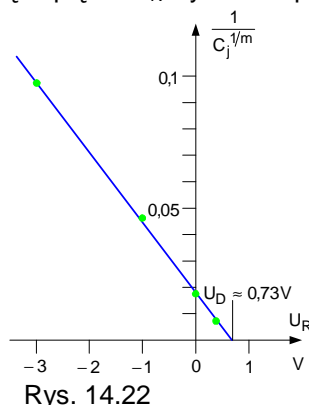
W obliczeniach uwzględnić pojemność obudowy diody $C_0 = 0,2$ pF.

Rozwiązanie:

Z zależności $C_j = C - C_0$ obliczamy pojemności złącza dla podanych w tabeli napięć wstecznych U_R i rysujemy wykres funkcji

$$\left(\frac{1}{C_j(U_R)} \right)^{\frac{1}{m}} = f(U_R)$$

dla dwóch wartości wykładnika m ($m = 0,5$ dla złącza skokowego, $m = 0,333$ dla złącza liniowego). Wybieramy tę funkcję, której wykresem jest linia prosta. W tym przypadku warunek jest spełniony dla $m = 0,5$. Punkt przecięcia prostej z osią napięcia U_R wyznacza potencjał dyfuzyjny złącza $U_D = 0,73$ V

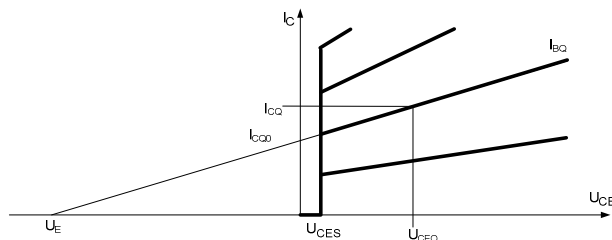


Rys. 14.22

Odp. $m = 0,5$, $U_D = 0,73$ V.

Ćwiczenie 14.3

Tranzystor bipolarny w punkcie pracy o współrzędnych $I_{CQ} = 3$ mA, $U_{CEQ} = 5$ V, ma rezystancję dynamiczną $r_{CE} = 40$ k Ω i statyczny współczynnik wzmocnienia prądowego $\beta_0 = 150$. Obliczyć wartości wartości ekstrapolowanego współczynnika wzmocnienia prądowego β_{N0} oraz napięcie Early'ego U_E .

Rozwiązanie:

Rys. 14.23

Przyjmując oznaczenia jak na rysunku można napisać równanie

$$r_{CE} = \frac{U_{CEQ} + |U_E|}{I_{CQ}}$$

z którego po przekształceniu obliczamy napięcie Early'ego

$$U_E = I_{CQ} \cdot r_{CE} - U_{CEQ} = 3 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot 10^3 - 5 = 115 \text{ V}$$

Ekstrapolowany współczynnik β_{N0} wyznacza się dla napięcia $U_{CE} = 0$.
Uwzględniając zatem zależności:

$$\beta_0 = \frac{I_{CQ}}{I_{BQ}} \quad \text{oraz} \quad \beta_{N0} = \frac{I_{CQ0}}{I_{BQ}}$$

oraz zależności geometryczne z rysunku możemy napisać:

$$\frac{I_{CQ}/I_{BQ}}{I_{CQ0}/I_B} = \frac{I_{CQ}}{I_{CQ0}} = \frac{U_{CEQ} + |U_E|}{|U_E|} = \frac{\beta_0}{\beta_{N0}}$$

Przekształcając ten wzór obliczamy współczynnik wzmocnienia prądowego β_{N0}

$$\beta_{N0} = \frac{|U_E|}{U_{CEQ} + |U_E|} \beta_0 = \frac{115}{5 + 115} 150 \approx 144$$

Odp. Napięcie Earlego jest ujemne i ma wartość $U_E = -115 \text{ V}$, ekstrapolowany współczynnik wzmocnienia prądowego $\beta_{N0} = 144$.

Zadania sprawdzające

Zadanie 14.1.

Z charakterystyki prądowo-napięciowej diody półprzewodnikowej typu 1N4148 pracującej w temperaturze -40°C odczytano współrzędne trzech punktów: $Q_1(50 \mu\text{A}, 0,6 \text{ V})$, $Q_2(500 \mu\text{A}, 0,7 \text{ V})$, $Q_3(2 \text{ mA}, 0,75 \text{ V})$. Oszacować współczynnik emisji n oraz prąd wsteczny I_S w modelu Shockleya.

Odp. $I_S \approx 5 \cdot 10^{-11} \text{ A}$, $n \approx 1,7$

Zadanie 14.2.

Dioda półprzewodnikowa pracuje w stałej temperaturze 27°C . Obliczyć rezystancję dynamiczną diody r_D , jeżeli prąd przewodzenia $I_F = 100 \text{ mA}$, prąd wsteczny $I_S = 10^{-14} \text{ A}$. Dane: $e = 1,602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$, $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$

Odp. $0,26 \Omega$

Zadanie 14.3.

Krzemowa dioda prostownicza pracuje w temperaturze 37°C i przewodzi prąd $I_F = 50 \text{ mA}$. O ile woltów należy zmienić napięcie na diodzie, aby prąd I_F wzrósł 10-krotnie. Dane: $I_S = 1 \text{ nA}$; $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$; $e = 1,602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$; $n = 1$.

Odp. $\Delta U_F = 61,41 \text{ mV}$

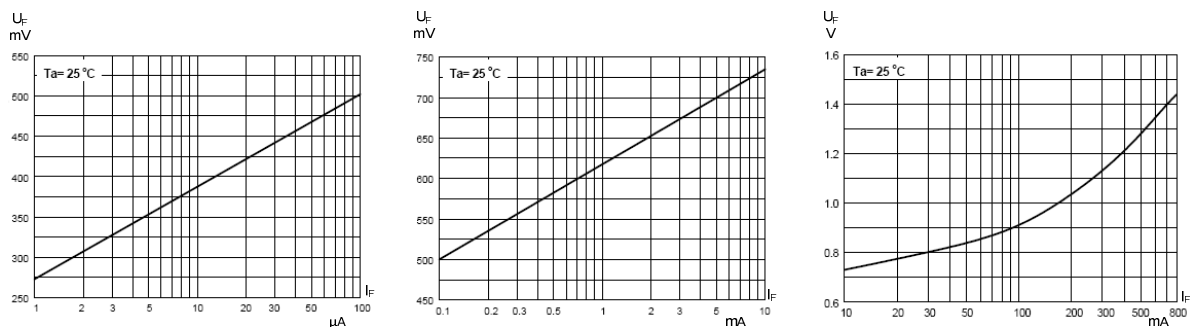
Zadanie 14.4.

Wyznaczyć zmianę napięcia na przewodzącej prąd stały ($I_F = 5 \text{ mA}$) diodzie krzemowej, jeżeli temperatura złącza zmieniła się od $T_1 = 280 \text{ K}$ do $T_2 = 320 \text{ K}$, a prąd wsteczny ma wartość $I_S = 4 \cdot 10^{-14} \text{ A}$.

Odp. $\Delta U_F = -71,7 \text{ mV}$

Zadanie 14.5.

Na podstawie charakterystyk diody prostowniczej typu 1N4148 przedstawionych na rys.14.1 wyznaczyć parametry modelu dwuodcinkowego napięcie progu załączenia U_{F0} oraz rezystancję dynamiczną r_D diody.

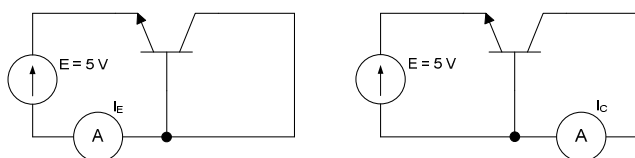


Rys.14.24

Zadanie 14.6.

Wiedząc, że w tranzystorze bipolarnym $I_C = \alpha_0 \cdot I_E + I_T$, gdzie I_T jest prądem zerowym tranzystora, wykazać, że prądy zerowe tranzystora spełniają zależność $I_{CE0} = (\beta_0 + 1)I_{CB0}$.

Zadanie 14.7.

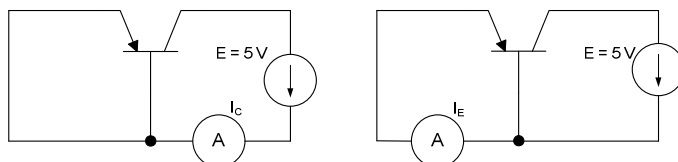


Rys.14.25

W układach jak na rys. 14.2., w temperaturze otoczenia około 300 K, dla tranzystora bipolarnego typu npn, wykonano pomiary prądów $I_E = 5,05 \text{ pA}$ i $I_C = 5,02 \text{ pA}$. Korzystając z modelu Ebersa-Molla obliczyć współczynniki wzmacnienia prądowego α_N oraz β_N tego tranzystora.

Odp. $\alpha_N = 0,9941$, $\beta_N = 167$

Zadanie 14.8.



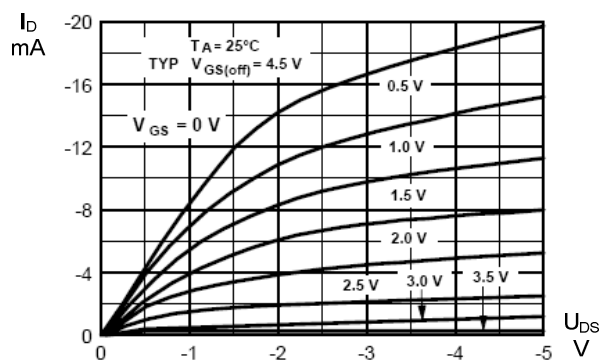
Rys.14.26

W układach jak na rys. 14.3., w temperaturze otoczenia około 300 K, dla tranzystora bipolarnego typu pnp, wykonano pomiary prądów $I_E = 4,06 \text{ pA}$ i $I_C = 8,02 \text{ pA}$. Korzystając z modelu Ebersa-Molla obliczyć współczynniki wzmacnienia prądowego α_I oraz β_I tego tranzystora.

Odp. $\alpha_I = 0,5062$, $\beta_I = 1,025$

Zadanie 14.9.

Na rys. 14.4 przedstawiono charakterystyki wyjściowe tranzystora unipolarnego JFET z kanałem typu p.



Rys.14.27

Narysować charakterystyki bramkowe $I_D = f(U_{GS})$ dla tego tranzystora, dla $U_{DS1} = -2 \text{ V}$ i $U_{DS2} = -5 \text{ V}$. Obliczyć wartość współczynnika nachylenia S charakterystyki bramkowej i rezystancję dynamiczną r_{DS} w punkcie $U_{GS} = 1,5 \text{ V}$, $I_D = -10 \text{ mA}$.

Odp. $S \approx 5,9 \text{ mA/V}$, $r_{DS} \approx 1,25 \text{ k}\Omega$

Zadanie 14.10.

Obliczyć wartość prądu I_{DSS} i napięcia U_P , w modelu tranzystora MOSFET z kanałem typu n, jeżeli znane są dwa punkty pomiarowe z zakresu pracy nieliniowej (stan nasycenia) przy napięciu $U_{DS} = 5 \text{ V}$, Q1($I_{D1} = 0,2 \text{ mA}$, $U_{GS1} = 3 \text{ V}$) oraz Q2($I_{D2} = 1 \text{ mA}$, $U_{GS2} = 5 \text{ V}$).

Odp. $U_P = 1,38 \text{ V}$, $I_{DSS} = 0,28 \text{ mA}$

Test do wykładu 14

- 14.1. Modele liniowe elementów elektronicznych dotyczą:
 - a) dużych sygnałów
 - xb) małych sygnałów
 - c) zmian temperaturowych przyrządu
- 14.2. Dioda złączowa jest w stanie zaworowym, kiedy napięcie U_{AK} spełnia zależność:
 - xa) $U_{AK} < 0$
 - b) $U_{AK} = 0$
 - c) $U_{AK} \gg 0$
- 14.3. Rezystancja diody w stanie przewodzenia jest:
 - a) większa niż w stanie zaworowym
 - b) taka sama w obu stanach
 - xc) mniejsza niż w stanie zaworowym
- 14.4. Konduktancja dynamiczna diody w punkcie pracy:
 - a) to stosunek prądu do napięcia na diodzie
 - xb) pochodna prądu względem napięcia na diodzie
 - c) pochodna napięcia względem prądu do na diodzie
- 14.5. Dioda Zenera stabilizuje napięcie, jeżeli jest spolaryzowana:
 - xa) w kierunku wstecznym

- b) w kierunku przewodzenia
 - c) napięciem niższym od napięcia Zenera
- 14.6. Stan aktywny pracy tranzystora BJT typu npn występuje, gdy napięcie:
- a) $U_{BE} > 0, U_{BC} > 0$
 - b) $U_{BE} < 0, U_{BC} < 0$
 - xc) $U_{BE} > 0, U_{BC} < 0$
- 14.7. Stan nasycenia pracy tranzystora BJT typu pnp występuje, gdy napięcia:
- a) $U_{BE} > 0, U_{BC} > 0$
 - xb) $U_{BE} < 0, U_{BC} < 0$
 - c) $U_{BE} > 0, U_{BC} < 0$
- 14.8. Statyczny współczynnik wzmocnienia prądowego β_0 to stosunek:
- a) $\left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{U_{CE} = \text{const}}$
 - xb) $\left. \frac{I_C}{I_B} \right|_{U_{CE} = \text{const}}$
 - c) $\left. \frac{I_C}{I_E} \right|_{U_{CE} = \text{const}}$
- 14.9. Model hybrydowy tranzystora jest modelem
- xa) małosygnałowym
 - b) wielkosygnałowym
 - c) obowiązuje zawsze niezależnie od wielkości sygnałów
- 14.10. Zakres pracy liniowej tranzystora unipolarnego JFET występuje, gdy
- a) $U_{DS} > U_{GS} - U_P$
 - xb) $U_{DS} < U_{GS} - U_P$
 - c) w całym zakresie napięcia U_{DS}
- 14.11. W modelu admitancyjnym tranzystora unipolarnego MOSFET parametry y_{11} i y_{12}
- a) dominują wobec pozostałych
 - b) są porównywalne z parametrami y_{21} i y_{22}
 - xc) przyjmują wartości bliskie zeru

Odpowiedzi do testu: 14.1b, 14.2a, 14.3c, 14.4b, 14.5a,, 14.6c, 14.7b, 14.8b, 14.9a, 14.10b, 14.11c.