

Definirea timpilor de comutare la tranzistorul bipolar.

Dacă la intrarea unui tranzistor în conexiunea cu emitor comun (figura 5.32) se aplică un semnal U_i având forma din figura 5.33.a, va rezulta o variație a curenților I_c și I_B ca în figura 5.33b, respectiv figura 5.33d. Fenomenele care au loc în acest timp vor fi analizate ulterior; pentru început graficele respective vor fi folosite pentru o definiție sugestivă a timpilor de comutare al tranzistorului bipolar. Se observă că termenii utilizați prezintă analogii cu termenii care descriu timpii de comutare ai diodei, lucru firesc, dacă se ține seama de analogia care există între fenomenele care au loc în diodă și tranzistor. În figura 5.33c se reprezintă modul de definire a timpilor de comutare funcție de variația tensiunii U_{CE} . De remarcat că timpii de comutare sunt definiți funcție de variația curentului de colector, iar punerea în evidență (măsurarea) a timpilor se efectuează funcție de variația tensiunii dintre colector și emitor.

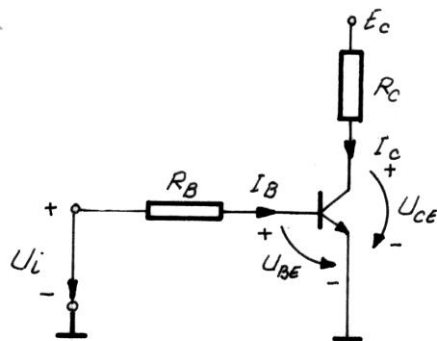


Figura 5.32

În figura 5.33 sunt definiți următorii timpi de comutare:

t_{cd} – timpul de comutare directă sau timpul necesar ca tranzistorul să treacă din regimul blocat în regimul saturat. Acest timp este compus din două componente.

$$t_{cd} = t_i + t_r;$$

t_i – timpul de întârziere este timpul necesar ca tranzistorul să inițieze procesul de deblocare și este definit din momentul în care se dă comanda de intrare în conducție până în momentul în care curentul de colector începe să crească (atinge valoarea de 10% din valoarea finală și care este egală cu curentul de colector de saturație); t_r – timpul de ridicare;

t_r – timpul de ridicare, se definește ca intervalul de timp necesar creșterii curentului de colector de la valoarea 0,1 I_{cs} la valoarea 0,9 I_{cs} . Pe durata timpului de ridicare tranzistorul străbate regiunea activă. Se constată că pe diagrama tensiunii colector – emitor timpul de ridicare are pantă inversă față de diagrama curentului de colector.

t_{ci} – timpul de comutare invers, sau timpul necesar ca tranzistorul să treacă din regimul saturat în regimul blocat. Acest timp este compus din două componente.

$$t_{ci} = t_s + t_c.$$

t_s – timpul de saturare, reprezintă timpul necesar eliminării sarcinilor stocate în bază. Pe durata timpului de saturare curentul de colector rămâne constant și egal cu valoarea maximă a curentului de colector, configurația dată. Acest curent de colector se numește de regulă curentul de colector de saturație;

t_c – timpul de cădere, se definește ca intervalul de timp necesar scăderii curentului de colector de la 0,9 I_{cs} la 0,1 I_{cs} . Pe durata timpului de cădere sau de coborâre tranzistorul străbate regiunea activă. Se constată că pe diagrama tensiunii colector–emitor timpul de ridicare are pantă inversă față de diagrama curentului de colector.

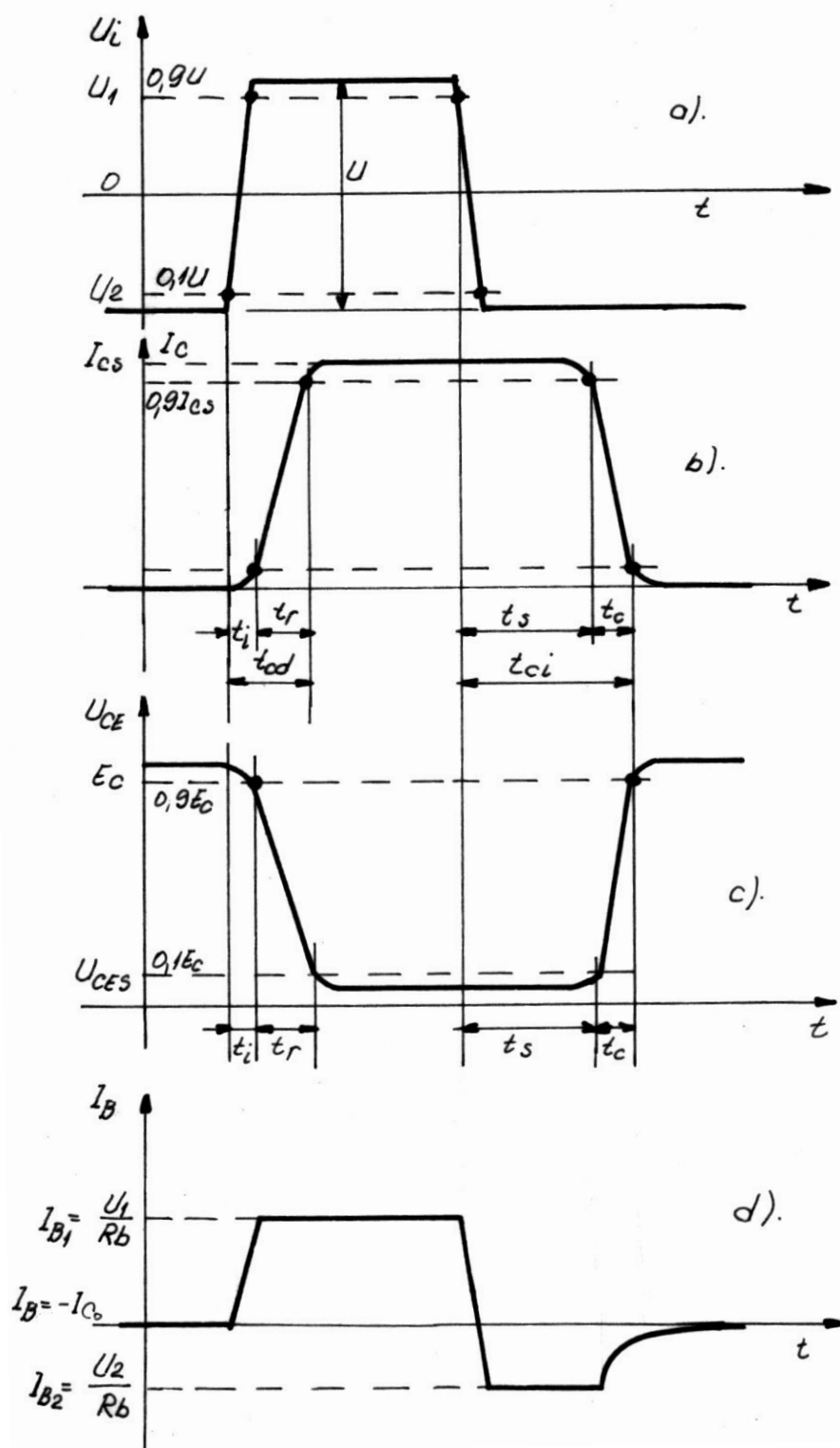


Figura 5.33

5.5.2. Calculul timpului de întârziere (t_I)

Timpul de întârziere este format din trei componente:

t_{i1} – timpul necesar pentru încărcarea capacității de tranziție a joncțiunii emitor-bază de la valoarea U_2 de blocare a tranzistorului la tensiunea de prag a joncțiunii U_γ (capacitatea de difuzie a emitorului este nulă în timpul cât tranzistorul este blocat)

t_{i2} – timpul necesar pentru ca purtătorii minoritari să străbată baza

t_{i3} – timpul în care curentul de colector crește de la 0 la $0,1 I_{CS}$

În continuare ne propunem să determinăm valorile celor trei componente și să observăm mărimile electrice ale tranzistorului ce influențează asupra acestor componente.

Calculul componentei t_{i1} :

Determinarea componentei t_{i1} se va face cu ajutorul schemei echivalente a lui Giacoletto (figura 5.34), prin care se simulează funcționarea unui tranzistor la frecvențe înalte.

Pentru aprecierea ordinului de mărime al unor termeni, din schema echivalentă a lui Giacoletto, se vor folosi următoarele valori tipice ale parametrilor schemei:

$$r_{bb'} = 100 \, \Omega$$

$$r_{b'e} = 1 \, \text{K} \, \Omega$$

$$r_{ce} = 82 \, \text{K} \, \Omega$$

$$S = 50 \, \text{mA/V}$$

$$r_{b'c} = 4 \, \text{M} \, \Omega$$

$$C_{b'e} = 100 \, \text{pF}$$

$$C_{b'c} = 3 \, \text{pF}$$

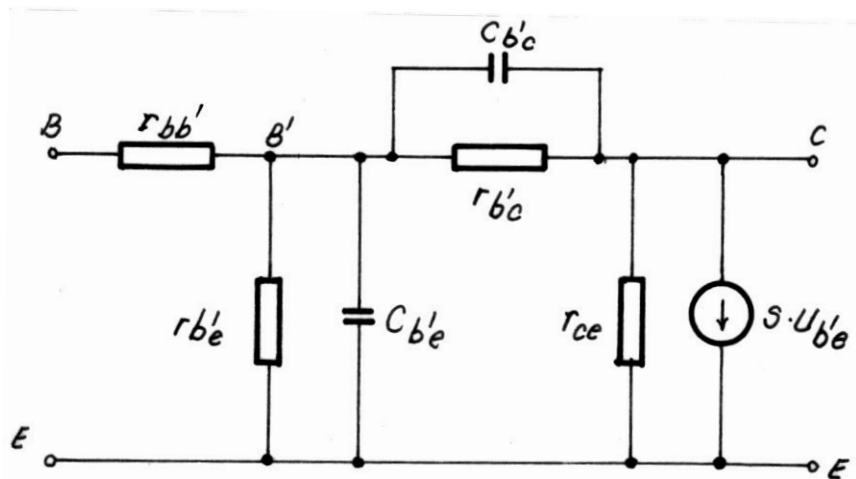


Figura 5.34

Deoarece tranzistorul este blocat se pot face următoarele aproximări:

- $r_{b'e} \rightarrow \infty$ pentru că $I_E = 0$; și $r_{b'e} = \frac{\eta U_T}{I_E}$
- $C_{b'e} = C_{Te}$; $C_{b'c} = C_{Tc}$
- $r_{b'e}$ este suficient de mare pentru a se putea neglija.
- $S = 0$ la blocare
- Potențialul colectorului nu se modifică, astfel că, în curent alternativ, colectorul poate fi considerat legat la masă (sau emitor).

Cu aceste observații, schema echivalentă se reduce la forma din figura 5.35

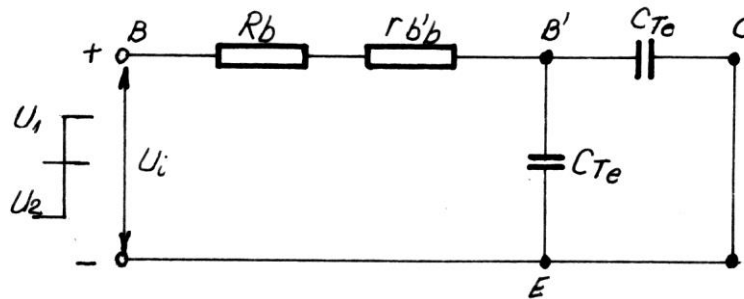


Figura 5.35

Componenta t_{i1} se calculează din ecuația:

$$u_{b'e} = U_{b'e}(\infty) + [U_{b'e}(0) - U_{b'e}(\infty)]e^{-\frac{t}{\tau_i}}$$

în care:

$$\tau_i = (R_b + r_{bb'})(C_{Tc} + C_{Te})$$

$$U_{b'e}(0) = U_2$$

$$U_{b'e}(\infty) = U_1$$

$$U_{b'e}(t_{i1}) = U_\gamma$$

Efectuând calculele se obține:

$$t_{i1} = (R_b + r_{bb'})(C_{Tc} + C_{Te}) \ln \frac{U_1 - U_2}{U_1 - U_\gamma} \quad (5.41)$$

Din relația (5.41) se observă că dacă tensiunea U_1 este mare în comparație cu U_2 și U_γ , timpul t_{i1} devine foarte mic. De asemenea dacă $U_2 \approx U_\gamma$ întârzierea t_{i1} tinde la zero. Unde U_2 este tensiunea de blocare a tranzistorului, U_1 este tensiunea de deblocare, U_γ este tensiunea de prag a joncțiunii bază – emitor.

Valorile reale ale componentei t_{i1} sunt ceva mai mici decât cele care rezultă din formula (5.41), pentru că mărimile C_{Tc} și C_{Te} , care scad în acest timp, au fost considerate constante, egale cu valorile lor inițiale, maxime.

Calculul componentei t_{i2} :

Componenta t_{i2} , are valori neglijabile față de t_{i1} și t_{i3} ; se poate demonstra că ea poate fi determinată cu relația:

$$t_{i2} = \frac{1}{5 \cdot 2\pi \cdot f_{\alpha o}} \quad (5.42)$$

Calculul componentei t_{i3}

Componenta t_{i3} va fi calculată ulterior, după expunerea procedurii de calcul al timpului de ridicare.

5.5.3. Calculul timpului de ridicare (t_r)

Metoda I. Această metodă caracterizează comportarea tranzistorului în regim tranzitoriu cu ajutorul relației care exprimă variația factorului de amplificare, α_N , în funcție de frecvență:

$$\alpha_N(\omega) = \frac{\alpha_{No}}{1 + \frac{j\omega}{\omega_o}} \text{ sau } \alpha_N(p) = \frac{\alpha_{No}}{1 + \frac{p}{\omega_o}} \quad (5.43)$$

unde: α_{No} – factorul de amplificare în curent la frecvențe joase, iar $\omega_o = 2\pi f_{\alpha o}$, $f_{\alpha o}$ fiind frecvența de tăiere a tranzistorului în conexiunea cu baza comună.

Răspunsul curentului de colector se determină cu ajutorul calculului operațional, ținând seama că deblocarea tranzistorului se face cu un salt treaptă de curent:

$$I_C(p) = \beta_N(p) \cdot I_B(p) \quad (5.44)$$

unde:

$$\beta_N(p) = \frac{\alpha_{No}(p)}{1 - \alpha_{No}(p)} = \frac{\alpha_{No}\omega_o}{\omega_o(1 - \alpha_{No}) + p} \quad (5.45)$$

$$I_B(p) = \frac{1}{p} \cdot I_{BD} \cong \frac{1}{p} \cdot \frac{U_1}{R_b} \quad (5.46)$$

Înlocuind expresiile termenilor $\beta_N(p)$ și $I_B(p)$ în (5.44) se obține:

$$I_C(p) = I_{BD} \cdot \frac{\alpha_{No}\omega_o}{p[\omega_o(1 - \alpha_{No}) + p]} \quad (5.47)$$

Aplicând transformata Laplace inversă rezultă expresia căutată:

$$i_c(t) = \beta_{No} I_{BD} \left[1 - e^{-\omega_o (1 - \alpha_{No}) t} \right] \quad (5.48)$$

Ținând seama că $\omega_o = 2\pi f_{\omega} \beta_{No} = \frac{\alpha_{No}}{1 - \alpha_{No}} \approx \frac{1}{1 - \alpha_{No}}$

Relația de mai sus se poate pune sub următoarea formă:

$$i_c(t) \approx \beta_{No} I_{BD} \left(1 - e^{-\frac{2\pi f_{\omega} t}{\alpha_{No}}} \right) \quad (5.49)$$

Pentru un tranzistor dat, mărimea timpului de ridicare va fi determinată de valoarea curentului de bază direct de deblocare) I_{BD} : cu cât acest curent este mai mare, cu atât vor fi mai mic timpii de ridicare. Valoarea minimă pe care trebuie să o aibe curentul I_{BD} pentru ca tranzistorul să ajungă la limita de saturație este

$$I_{BDS} = \frac{I_{cs}}{\beta_{No}}; \quad (5.50)$$

Acest curent este denumit curent de bază direct ce determină funcționarea tranzistorului la limita dintre regimul activ și cel saturat și se notează cu I_{BDS} .

Pentru a micșora t_r , tranzistorul trebuie comandat cu un curent $I_{BD} > I_{BDS}$, ceea ce duce la saturarea sa. În asemenea cazuri se spune că tranzistorul este “supra - acționat la deblocare” și se definește un “factor de supra - acționare la deblocare”, notat cu N_d , cu formula:

$$N_d = \frac{\beta_{No} I_{BD}}{I_{cs}} \quad (5.51)$$

Timpul de ridicare fiind timpul în care curentul I_c crește de la 0,1 I_{cs} la 0,9 I_{cs} , determinarea lui se face astfel:

- se calculează intervalul t_1 în care curentul I_c crește de la 0 la 0,1 I_{cs} ;
- se calculează intervalul t_2 în care curentul I_c crește de la 0 la 0,9 I_{cs} ;
- se face diferența $t_2 - t_1 = t_r$.

Calculul se va efectua în cazul general, pentru $N_d \geq 1$, înlocuind în ecuația (5.49) produsul $\beta_{No} I_{BD}$ cu echivalentul său $N_d I_{cs}$; pentru simplificare, se va introduce notația

$$\tau_{ro} = \frac{\beta_{No}}{2\pi f_{\omega} \alpha_o}$$

În felul acesta, ecuația (5.49) devine:

$$i_c(t) = N_d I_{cs} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{ro}}} \right) \quad (5.52)$$

și poate fi scrisă pentru momentele t_1 și t_2 în felul următor:

$$i_c(t_1) = 0,1 I_{cs} = N_d I_{cs} \left(1 - e^{-\frac{t_1}{\tau_{ro}}} \right) \quad (5.53)$$

$$i_c(t_2) = 0,9 I_{cs} = N_d I_{cs} \left(1 - e^{-\frac{t_2}{\tau_{ro}}} \right) \quad (5.54)$$

Rezolvând ecuațiile (5.53) și (5.54) în raport cu necunoscutele t_1 , respectiv t_2 , se obține:

$$t_1 = \tau_{ro} \ln \frac{1}{1 - \frac{0,1}{N_d}} \quad (5.55)$$

$$t_2 = \tau_{ro} \ln \frac{1}{1 - \frac{0,9}{N_d}} \quad (5.56)$$

În sfârșit, se determină $t_r = t_2 - t_1$, precum și $t_{i3} = t_1$, pe baza celor specificate în paragraful precedent:

$$t_r = \tau_{ro} \ln \frac{1 - \frac{0,1}{N_d}}{1 - \frac{0,9}{N_d}} = \tau_{ro} \ln \ln \frac{N_d - 0,1}{N_d - 0,9} \quad (5.57)$$

componenta timpului de întârziere t_{i3} :

$$t_{i3} = \tau_{ro} \ln \frac{1}{1 - \frac{0,1}{N_d}} = \tau_{ro} \ln \frac{1}{N_d - 0,9} \quad (5.58)$$

Trebuie menționat că formulele deduse sunt aproximative, deoarece au la bază ipoteza că tranzistorul funcționează cu colectorul în scurtcircuit, condiție care este inclusă în definirea factorilor α_{No} , β_{No} . O metodă mai precisă este cea care utilizează schema echivalentă a lui Giacoletto. Rezultatele obținute sunt mai exacte, pentru că nu neglijează influența rezistenței de colector (R_c) și a capacității $C_{b'c}$.

Metoda II. Utilizarea schemei echivalente din figura 5.34 permite determinarea unei relații mai exacte pentru calculul timpului de ridicare, prin considerarea efectului produs de elementele R_c și $C_{b'c}$. Pe baza acestei scheme se obține următoarea expresie pentru constanta de timp, ce caracterizează viteza de creștere a curentului de colector:

$$\tau_r = \beta_{No} \left(\frac{1}{2\pi f_T} + C_{b'c} \cdot R_c \right) \quad (5.59)$$

unde f_T – “frecvența de tranziție”, la care $|\beta_N| = 1$.

Frecvența de tranziție f_T este de același ordin de mărime ca și frecvența de tăiere f_{ao} , diferind de aceasta printr-un factor, care depinde de tehnologia tranzistorului: $f_T = (1,2-2)f_{ao}$. În consecință, constanta τ_r diferă de constanta τ_{ro} prin termenul suplimentar $\beta_{No} \cdot C_{b'c} \cdot R_c$, care are o pondere importantă în cazul tranzistoarelor cu frecvență de tranziție ridicată.

Expresiile timpilor t_r și t_{i3} se determină analog ca în cazul metodei I, cu singura deosebire că în locul constantei τ_{ro} intervine constanta τ_r :

$$t_r = \tau_r \ln \frac{1 - \frac{0,1}{N_d}}{1 - \frac{0,9}{N_d}} \quad (5.60)$$

$$t_{i3} = \tau_r \ln \frac{1}{1 - \frac{0,1}{N_d}} \quad (5.61)$$

Efectul de micșorare a timpului de ridicare prin supra - acționare la deblocare este ilustrat în figura 5.36

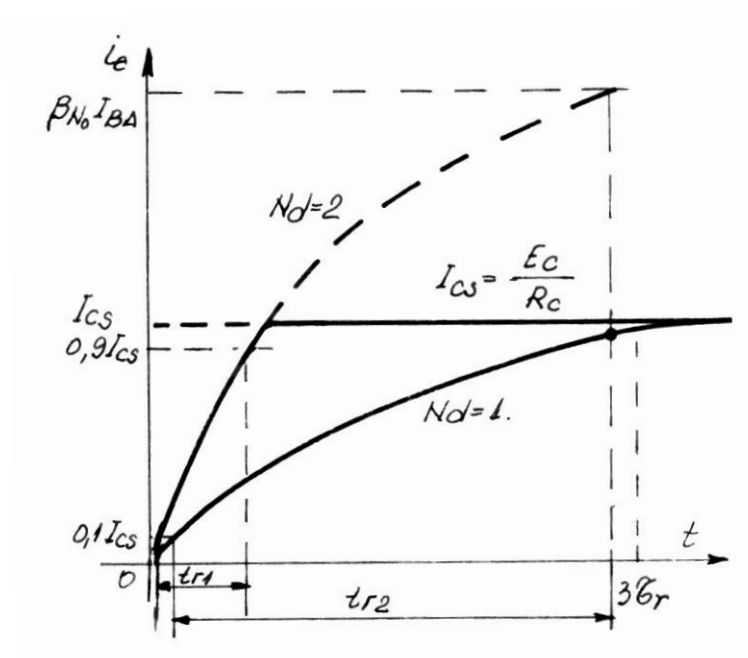


Figura 5.36

Indiferent de valoarea factorului N_d , regimul tranzitoriu are o durată aproximativ egală cu $3\tau_{ro}$;

Dacă $N_d > 1$, se ajunge mai devreme la valoarea I_{cs} , peste care curentul de colector nu mai poate crește. Este important de reținut că accelerarea deblocării prin supra - acționare are ca efect saturarea tranzistorului fapt care duce la creșterea timpului de comutare inversă, după cum se va demonstra ulterior.

Exemplu 5.11. Pentru exemplificare să considerăm un tranzistor oarecare pentru care $f_{ao} = 4$ MHz.

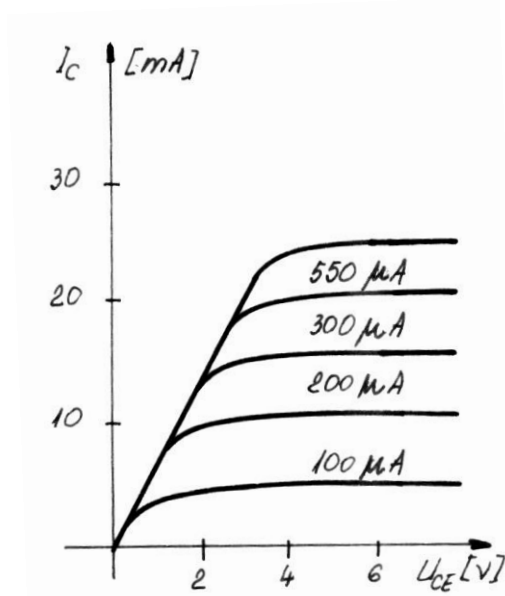
În cazul când se adoptă un factor de supra - acționare la deblocare $N_d = 1$ se găsesc următoarele valori din catalog(caracteristicile din figura 5.37 și 5.38)

Pentru $I_{cs} = 10$ mA se obține din catalog $I_B = 0,2$ mA (figura 5.37) și un factor de amplificare $\beta = 50$ (figura 5.38)

Din relația constantei de timp:

$$\tau_{ro} = \frac{\beta_{No}}{2\pi f \alpha_o}$$

se va obține o constantă de timp τ_1 , prin înlocuirea valorilor de

$$\tau_{r1} = \frac{\beta_{No}}{2\pi f_{ao}} = \frac{50}{2 \cdot (3,14) \cdot 4 \cdot 10^6} \cong 2 \mu s$$


5.37

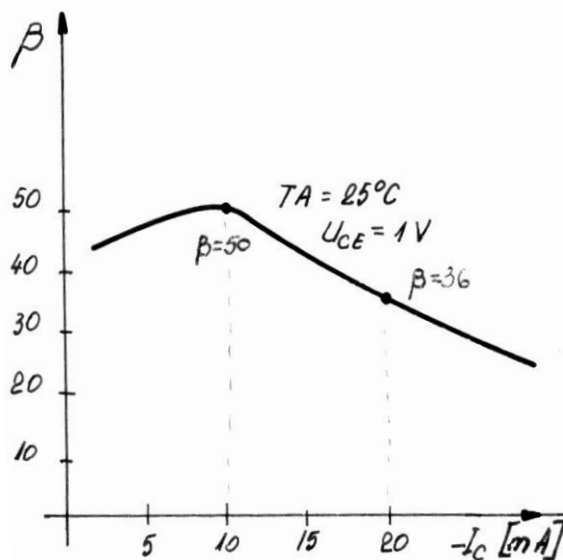


Figura 5.38

Figura

În acest caz timpul de ridicare este:

$$t_{r1} = \tau_{r1} \ln \cdot \frac{Nd - 0,1}{Nd - 0,9} = 2 \cdot \ln \frac{1 - 0,1}{1 - 0,9} \approx 2,2,2 = 4,4 \mu s$$

Pentru cazul supra - acționării la deblocare: $Nd = 2$ și un curent de colector $I_c = 20$ m din figura 5.38 se obține $\beta = 36$; deci valoarea nouă pentru constanta de timp τ_2 este:

$$\tau_{r2} = \frac{36}{1(3,14) \cdot 4 \cdot 10^6} \cong 1,43 \mu s$$

Timpul de ridicare pentru cazul doi devine:

$$t_{r2} = \tau_{r2} \ln \cdot \frac{2 - 0,1}{2 - 0,9} = \tau_{r2} \ln 1,72 = 0,77 \mu s$$

Se observă că dublând factorul de supra - acționare (practic se dublează curentul de bază direct) la deblocare timpul de ridicare scade de aproximativ 6 ori, lucru ce se poate observa și din analiza grafică ridicată în figura 5.36.

În mod identic se poate calcula pentru $Nd=3$, se obține $tr_3=0,32\mu$ și pentru $Nd= 4$; $tr_4=0,23\mu$ (figura 5.36).

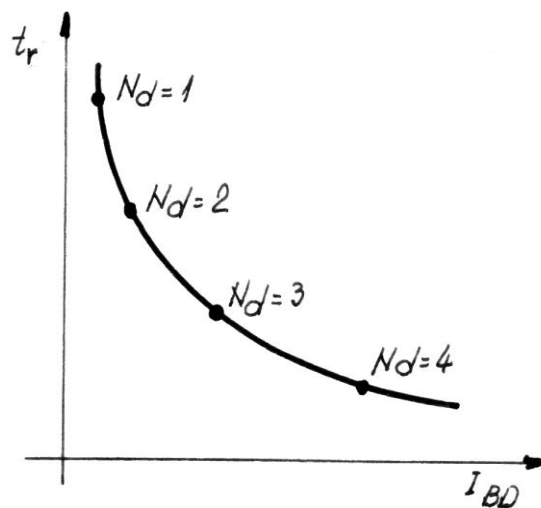
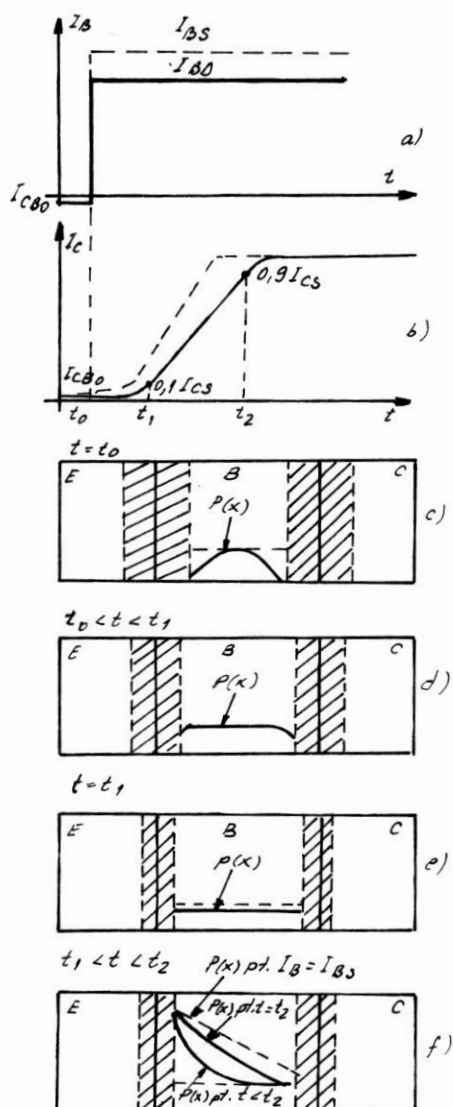


Figura 5.39

În figura variație a timpului bază direct I_{BD} . În se adoptă mai

Pentru a în tranzistor în directă se va concentra în acest interval de consideră că impuls de curent



5.39 se prezintă modul de deblocare funcție de curentul de practică factorul de deblocare nu mare de 4.

înțelege fenomenele care au loc timpul procesului de comutare prezenta modul cum variază purtătorilor minoritari în bază în timp. Pentru simplificare se tranzistorul se comandă cu un perfect dreptunghiular.

Figura 5.40

În figura 5.40 cu I_{BDS} s-a notat curentul de bază ce determină funcționarea tranzistorului la limită dintre regimul activ și saturat și cu I_{BS} curentul de bază ce determină funcționarea tranzistorului în regiunea saturată.

În momentul t_0 , la aplicarea impulsului de curent de bază, tranzistorul se află în regiunea de blocare.

În decursul timpului de întârziere tranzistorul parcurge regiunea de blocare, ajungând la limita regimului activ, pentru care tensiunea $U_{BE} = 0$. În acest interval de timp regiunea de trecere a joncțiunii emitorului își micșorează grosimea, ajungând la momentul t_1 la valoarea corespunzătoare cazului în care tensiunea de polarizare $U_{BE} = 0$.

În continuare joncțiunea emitorului începe să fie polarizată în sens direct. Emitorul începe să injecteze purtători minoritari în bază, concentrația purtătorilor minoritari din bază începe să se mărească. Curentul de colector începe să crească către valoarea finală pe care o atinge la momentul t_2 . În funcție de valoarea curentului de bază, în final tranzistorul se poate afla în regiunea activă sau în regiunea saturată. În figura 5.40 a și 3.40 f este reprezentat cazul în care

tranzistorul se află în regiunea saturată (linie punctată). De obicei pentru ca tensiunea pe tranzistor să fie cât mai mică ($U_{CE} = 0,1 \text{ V}$) acesta este comandat la saturație.

5.5.4. Calculul timpului de cădere (t_c)

În acest interval de timp punctul de funcționare al tranzistorului parcurge regiunea activă a caracteristicilor. Punctul de funcționare în starea inițială se găsește în zona activă a caracteristicilor la limita regiunii de saturație.

Se presupune că blocarea tranzistorului se face:

- prin anularea curentului de bază. În acest caz blocarea tranzistorului se va produce lent din cauză că deplasarea purtătorilor minoritari din bază se face numai prin difuzie.
- Prin comanda tranzistorului în bază cu un curent de bază invers, care contribuie la accelerarea blocării tranzistorului.

Timpul de cădere se va calcula similar ca și timpul de ridicare, ținând numai seama de noile condiții inițiale.

$$I_c(p) = \beta_N(p) \cdot I_B(p) \quad (5.62)$$

Unde:

$$\beta_N(p) = \frac{\alpha_N(p)}{1 - \alpha_N(p)} = \frac{\alpha_{No} \cdot \omega_o}{\omega_o(1 - \alpha_{No}) + pp} \quad (5.63)$$

$$I_B(p) = -\frac{1}{p} I_{BI} \approx -\frac{U_2}{R_b} \quad (5.64)$$

Blocarea tranzistorului se face cu un curent de bază de sens invers ce este numit curent de bază invers I_{BI} .

Înlocuind expresiile termenilor $\beta_N(p)$ și $I_B(p)$ în (5.62) se obține:

$$I_c(p) = I_B(p) \frac{\alpha_{No} \cdot \omega_o}{p + \omega_o(1 - \alpha_{No})} \quad (5.65)$$

sau

$$pI_c(p) + \omega_o(1 - \alpha_{No})I_c(p) = \alpha_{No} \cdot \omega_o \cdot I_B(p)$$

Trecând de la relația operațională la relația funcției de timp avem:

$$\frac{di_c(t)}{dt} + \omega_o(1 - \alpha_{No}) \cdot i_c(t) = \alpha_{No} \cdot \omega_o i_B(t) \quad (5.66)$$

Relația (5.66) este valabilă atât la blocarea tranzistorului cât și la deblocarea lui, diferind doar condițiile inițiale

- la deblocare $I_c(0) = 0$
- la blocare $I_c(0) = I_{cs}$

În cazul blocării condiția inițială la trecerea de la relația funcției de timp la relația operațională devine:

$$L\left\{\frac{di(t)}{dt}\right\} = pI(p) - I(0+)$$

Relația (5.66) devine:

$$pI_c(p) - I_c(0+) + \omega_o(1 - \alpha_{No})I_c(p) = \alpha_{No} \cdot \omega_o I_B(p)$$

Înlocuind curentul de bază avem:

$$I_c(p) = \frac{I_{cs} \cdot p - \alpha_{No} \cdot \omega_o \cdot I_{Bi}}{p[p + \omega_o(1 - \alpha_{No})]} \quad (5.67)$$

Aplicând transformata Laplace inversă rezultă expresia căutată:

$$i_c(t) = I_{cs} \cdot e^{-\omega_o(1 - \alpha_{No})t} - \frac{\alpha_{No}}{1 - \alpha_{No}} I_{Bi} [1 - e^{-\omega_o(1 - \alpha_{No})t}] \quad (5.68)$$

Ținând seama că:

$$\omega_o = 2\pi f_{\omega o} \beta_{No} = \frac{\alpha_{No}}{1 - \alpha_{No}} \approx \frac{1}{1 - \alpha_{No}}$$

relația de mai sus se poate pune sub următoarea formă:

$$i_c(t) = I_{cs} e^{-\frac{t}{\tau_{ro}}} - \beta_{No} I_{Bi} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{ro}}}) \quad (5.69)$$

unde: $\tau_{ro} = \frac{\beta_{No}}{2 \cdot \pi \cdot f_{\omega o}}$ și reprezintă constanta de timp care determină viteza de scădere

(exponențială) a curentului de colectare. O relația mai precisă pentru această constantă de timp poate fi determinată cu metoda II, folosită la calcularea timpului de ridicare și care va fi aceeași.

Timpul de cădere se va calcula ca intervalul de timp între momentele t_1 și t_2 când curentul de colector atinge valorile $0,9 I_{cs}$, respectiv $0,1 I_{cs}$. Blocarea poate fi accelerată utilizând ca și în cazul deblocării, supracomanda cu un curent de bază invers mai mare decât cel strict necesar (I_{co}); în acest caz se definește un “factor de supra - acționare la blocare”, N_b , cu relația:

$$N_b = \frac{\beta_{No} I_{Bi}}{I_{cs}} \quad (5.70)$$

Ținând seama de relația (5.70) ecuația (5.69) se poate scrie:

$$I_c(t) = -N_b I_{cs} + (I_{cs} + N_b I_{cs}) e^{-\frac{t}{\tau_r}}$$

Pe baza celor arătate mai sus, calculul timpului de cădere va decurge astfel:

$$I_c(t_1) = 0,9 I_{cs} = -N_b I_{cs} + (I_{cs} + N_b I_{cs}) e^{-\frac{t_1}{\tau_r}}$$

$$I_{cs}(t_2) = 0,1 I_{cs} = -N_b I_{cs} + (I_{cs} + N_b I_{cs}) e^{-\frac{t_2}{\tau_r}}$$

Ecuațiile de mai sus permit determinarea timpilor t_1 și t_2 :

$$t_1 = \tau_r \ln \frac{1 + N_b}{0,9 + N_b}$$

$$t_2 = \tau_r \ln \frac{1 + N_b}{0,1 + N_b}$$

În concluzie, se pot obține următorii timpi de comutare: timpul de saturare componenta 2(a se vedea următorul paragraf) $t_{s2} = t_1$ și timpul de cădere: $t_c = t_2 - t_1$ ce vor avea expresiile:

$$t_{s2} = \tau_r \ln \frac{1 + \frac{1}{N_b}}{1 + \frac{0,9}{N_b}} = \tau_r \ln \frac{1 + N_b}{0,9 + N_b} \quad (5.72)$$

$$t_c = \tau_r \ln \frac{1 + \frac{0,9}{N_b}}{1 + \frac{0,1}{N_b}} = \tau_r \ln \frac{N_b + 0,9}{N_b + 0,1} = \tau_r \ln \frac{\beta I_{BI} - 0,9 I_{CS}}{\beta I_{BI} - 0,1 I_{CS}} \quad (5.73)$$

Semnul minus în relația (5.73) apare datorită sensului negativ a curentului de bază invers.

Formulele de mai sus indică în mod clar posibilitatea micșorării componentelor t_{s2} și t_c ale timpului de comutare inversă prin utilizarea supra - acționării la blocare.

Efectul de micșorare a timpului de coborâre este ilustrat sugestiv în figura 5.41.a pentru cazul când $I_{BI} = 0$, respectiv în figura 5.41.b pentru cazul când $I_{BI} \neq 0$.

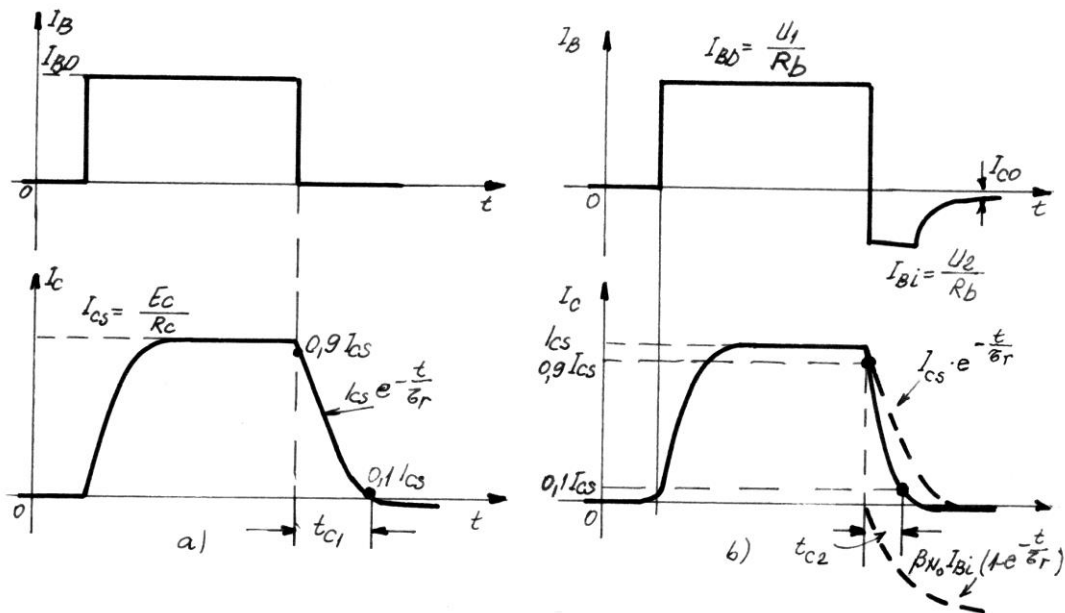


Figura 5.41

În figura 5.41.a blocarea tranzistorului se produce lent deoarece deplasarea purtătorilor minoritari din bază se face prin difuzie. Dacă se aplică și un curent de bază invers pe baza relației (5.69) are loc o însumare algebrică a celor două căderi exponențiale figura 5.41.b rezultând o curbă tot exponențială, dar mult mai rapid căzătoare, pentru curentul de colector I_C . Timpul de blocare se va micșora.

Prin supra - acționare la blocare a tranzistorului, cu un curent de bază invers, timpul de blocare va scădea ca în figura 5.42

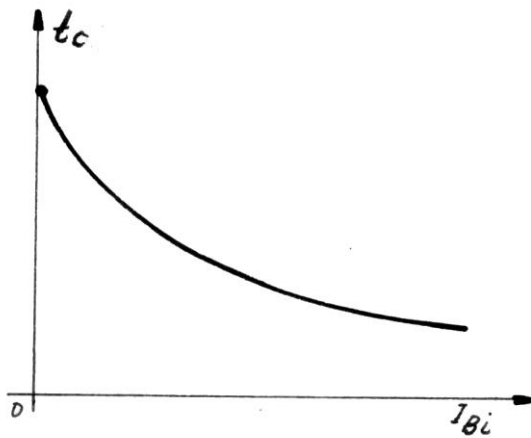


Figura 5.42

Exemplu 5.12. Pe baza relației (5.73) dacă se dă diferite valori pentru factorul de deblocare se obține:

Pentru: $Nb=0$ ($I_{BI}=0$) rezultă $tc_1 = 2,2 \tau$ (τ se exprimă în μsec)

$Nb=1$; $tc_2 = 0,54 \tau$

$Nb=2$; $tc_3 = 0,32 \tau$

$Nb= 3$; $tc_4 = 0,23 \tau$

$Nb= 4$; $tc_5 = 0,19 \tau$

5.5.5. Calculul timpului de saturare (t_s)

Conform metodei controlului prin sarcini(paragraful 5.1.6.) timpul de saturare este format din două componente:

t_{s1} – timpul în care sarcina excesului de purtători minoritari din bază scade de la $Q_{BA} + Q_{BS}$ până la Q_{BA} (figura 5.20.c).

t_{s2} – timpul în care curentul de colector scade de la I_{cs} la $0,9 I_{cs}$.

În acest paragraf va fi calculată componenta t_{s1} , cealaltă componentă a fost calculată în paragraful anterior și este egală:

$$t_{s2} = \tau_r \ln \frac{1 + \frac{1}{N_b}}{1 + \frac{0,9}{N_b}}$$

Blocarea tranzistorului este comandată de saltul tensiunii u_i de la valoarea U_1 la valoarea U_2 (figura 5.33), care produce o scădere a curentului de bază similară cu formă cu scăderea curentului printr-o diodă, deoarece joncțiunea emitor-bază se comportă ca o diodă. În intervalul

de timp t_{s1} curentul de colector rămâne constant, pentru că scăderea componentei Q_{BS} a sarcinii de bază nu influențează mărimea curentului de colector, care este dată de componenta Q_{BA} ; ori, conform celor arătate în paragraful 5.1.6. componenta Q_{BA} începe să scadă abia după anularea componentei Q_{BS} .

În regim activ staționat, sarcina stocată în baza este:

$$Q_B = -I_{BI} \cdot \tau_b;$$

Această relație rămâne valabilă până la limita dintre regimul activ și regimul saturat, unde:

$$Q_{BAS} = -I_{BAS} \cdot \tau_b.$$

În regim saturat, sarcina stocată în bază este $Q_B = Q_{BAS} + Q_{BS}$, fiind menținută cu un curent:

$$I_{B1} = I_{BAS} + I_{BS}.$$

Cu I_{B1} s-a notat curentul de bază direct ce comandă tranzistorul

În general, nu se poate scrie:

$Q_{BS} = + I_{BS} \cdot \tau_b$, pentru că în regimul saturat tranzistorul funcționează simultan în regim normal și în regim invers (atât dioda emitor-bază cât și dioda colector bază sunt polarizate direct).

Tranzistoarele se realizează de obicei asimetric, adică.:

$$\tau_{bN} \neq \tau_{bI};$$

din această cauză, comportarea tranzistorului în regim saturat se descrie cu ajutorul parametrului τ_s , numit “constantă de timp de stocare” care satisface relația:

$$Q_{BS} = + I_{BS} \cdot \tau_s \quad (5.74)$$

Pe baza celor arătate, ecuația fundamentală a controlului prin sarcini va putea fi scrisă, pentru intervalul de timp t_{s1} , astfel:

$$I_{B2} = \frac{Q_{BAS}}{\tau_b} + \frac{Q_{BS}}{\tau_s} + \frac{dQ_{BS}}{dt} \quad (5.75)$$

Cu I_{B2} s-a notat curentul de bază invers de blocare a tranzistorului.

În ecuația de mai sus s-a ținut seama că, în timpul blocării curentul I_{B2} este un curent negativ, precum și de faptul că $\frac{dQ_{BAS}}{dt} = 0$ atâta timp cât $Q_{BS} \neq 0$. Ținând seama că

$$\frac{Q_{BAS}}{\tau_b} = -I_{BAS},$$

ecuația devine

$$-(I_{B2} - I_{BAS}) = \frac{Q_{BS}}{\tau_s} + \frac{dQ_{BS}}{dt} \quad (5.76)$$

Cu I_{BAS} s-a notat curentul de bază direct ce determină funcționarea tranzistorului la limita dintre regimul activ și cel saturat.

Soluția ecuației diferențiale (5.76) poate fi scrisă în momentul obișnuit, ținând seama că:

$Q_{BS}(0) = -\tau_s (I_{BI} - I_{BAS})$, este diferența dintre curentul de blocare a tranzistorului și curentul minim pentru ca acesta să intre în regim saturat(limita dintre regimul activ și cel saturat).

$Q_{BS}(\infty) = -\tau_s (I_{B2} - I_{BAS})$, este diferența dintre curentul de bază ce determină efectiv saturarea tranzistorului și curentul minim pentru ca acesta să intre în regim saturat(limita dintre regimul activ și cel saturat).

De unde rezultă:

$$Q_{BS}(t) = -\tau_s (I_{B2} - I_{BAS}) - \tau_s (I_{B1} - I_{B2}) e^{\frac{t}{\tau_s}} \quad (5.77)$$

Timpul de saturare t_{S1} se determină din condiția: $Q_{BS}(t_{S1}) = 0$, obținându-se:

$$t_{S1} = \tau_s \ln \frac{I_{B1} - I_{B2}}{I_{BAS} - I_{B2}} \quad (5.78)$$

Unde:

$$I_{BAS} = \frac{I_{CS}}{\beta_{No}}$$

Adică pentru I_{BAS} se mai respectă raportul dintre I_B și I_C

Curentul I_{B1} este curentul de bază direct iar I_{B2} reprezintă curentul de bază invers.

Observații. Analiza formulei (5.78) permite formularea unor concluzii deosebit de importante în practică:

- dacă $I_{B1} = I_{BAS}$, $t_{S1} = 0$; într-adevăr, în acest caz deblocarea s-a făcut cu un factor $N_d = 1$ și tranzistorul nu s-a saturat.
- t_{S1} crește atunci când I_{Bi} crește; cu alte cuvinte, accelerarea deblocării prin supra - acționare duce la întârzierea blocării prin creșterea componentei t_{S1} .
- t_{S1} scade când blocarea se face cu un curent invers (I_{B2}) mai mare.

Exemplu 5.13. dacă se presupun următoarele valori relative pentru cei trei curenți se obțin următoarele valori pentru componenta t_{S1} :

$I_{BAS}=1$; $I_{B2}= 2 I_{BAS}$; ; $I_{B1}=- 0,5 I_{BAS}$	rezultă $t_{S1}= 0,5 \tau_s$
$I_{BAS}=1$; $I_{B2}= 2 I_{BAS}$; ; $I_{B1}= -1 I_{BAS}$	rezultă $t_{S1}= - 0,4 \tau_s$
$I_{BAS}=1$; $I_{B2}= 2 I_{BAS}$; ; $I_{B1}= -2 I_{BAS}$	rezultă $t_{S1}= - 0,29 \tau_s$
$I_{BAS}=1$; $I_{B2}= 3 I_{BAS}$; ; $I_{B1}= -0,5 I_{BAS}$	rezultă $t_{S1}= - 0,85 \tau_s$
$I_{BAS}=1$; $I_{B2}= 3 I_{BAS}$; ; $I_{B1}= -1 I_{BAS}$	rezultă $t_{S1}= - 0,69 \tau_s$
$I_{BAS}=1$; $I_{B2}= 3 I_{BAS}$; ; $I_{B1}= -2 I_{BAS}$	rezultă $t_{S1}= - 0,51 \tau_s$

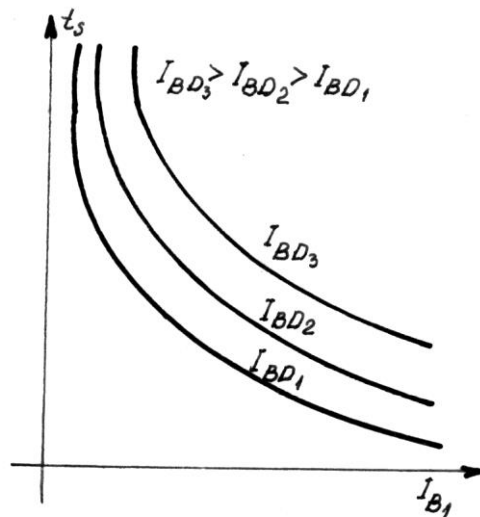


Figura 5.43

În figura 5.43 se reprezintă grafic dependența timpului de saturare funcție de cei doi curenți de comandă a tranzistorului: curentul de bază direct și curentul de bază invers.

Timpul t_{s2} a fost determinat în paragraful anterior și este

$$t_{s2} = \tau_r \ln \frac{1 + \frac{1}{Nb}}{1 + \frac{0,9}{Nb}}$$

Deci t_s este:

$$t_s = \tau_s \ln \frac{I_{B1} - I_{B2}}{I_{BAS} - I_{B2}} + \tau_r \ln \frac{1 + \frac{1}{Nb}}{1 + \frac{0,9}{Nb}} \quad (5.79)$$

Efectul de modificare a timpului de stocare funcție de curentul de bază direct I_{B1} , respectiv curentul de bază invers I_{B2} poate fi interpretat mai bine printr-o reprezentare grafică.

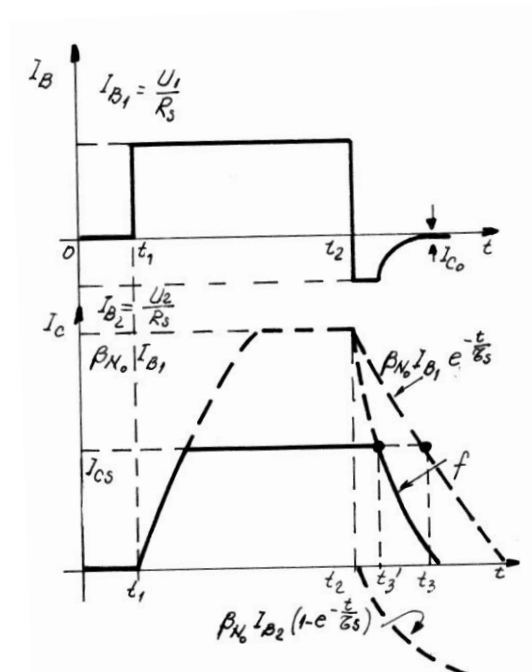
Relația (5.77) mai poate fi scrisă sub formă:

$$Q_{BS} = \tau_s \cdot \frac{1}{\beta_{No}} \left[I_{cs} - \beta_{No} \cdot I_{B1} e^{-\frac{t}{\tau_s}} - \beta_{No} I_{B2} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_s}}) \right] \quad (5.80)$$

unde:

$$\tau_s = \frac{\omega_N + \omega_I}{\omega_N \cdot \omega_I (1 - \alpha_{No} \cdot \alpha_{Io})}$$

ω_N și ω_I când pulsațiile corespunzătoare frecvențelor de tăiere a tranzistoarelor în regim normal sau regim invers de funcționare.



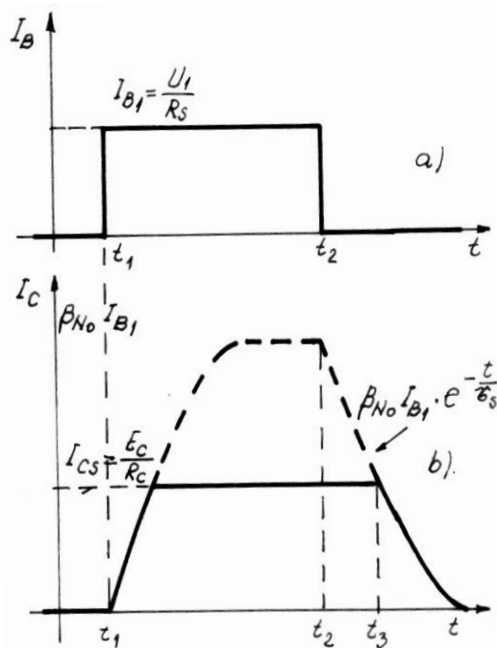


Figura 5.44

Pentru exemplificare presupunem în primul caz că tranzistorul a fost comandat la deblocare la momentul t_1 cu un curent supra - acționare I_{B1} .

$$\beta_{No} I_{B1} > I_{cs} = \frac{E_c}{R_c} \text{ ceea ce înseamnă că tranzistorul}$$

lucrează în regiunea saturată (figura 5.44). La momentul t_2 se anulează curentul de bază direct I_{B1} , fără a se comanda tranzistorul cu un curent de bază invers ($I_{B2}=0$). Curentul de colector, cum s-a arătat în paragraful 3.1.6. nu se va modifica atâta timp cât sarcina Q_{BS} este diferită de zero. Conform figurii

5.44.b și relației (5.80) această sarcină va deveni nulă atunci când este îndeplinită condiția:

$$I_{cs} = \beta_{No} I_{B1} \cdot e^{-\frac{t_3}{\tau_s}} \quad (5.81)$$

adică la momentul t_3 , la acest moment, curentul de colector va scădea exponențial conform figurii 5.44.b . Intervalul de timp t_3-t_2 este timpul de stocare pentru acest caz.

Dacă se presupune că la momentul t_2 (figura 5.45) se aplică un curent de bază invers I_{B2} , acesta va determina anularea sarcinii stocate în bază Q_{BS} la un moment $t'_3 < t_3$ adică atunci când este îndeplinită condiția:

$$I_{cs} = \beta_{No} I_{B1} \cdot e^{-\frac{t_3}{\tau_s}} + \beta_{No} I_{B2} (1 - e^{-\frac{t_3}{\tau_s}}) \quad (5.82)$$

Timpul de stocare în acest caz $t_{s1} = t_3 - t_2$ este mai mic decât cel din cazul anterior când $I_{B2} = 0$ (figura 5.45))

În figura 5.45 funcția f este:

$$f = \beta_{No} I_{B1} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_s}} + \beta_{No} I_{B2} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_s}})$$

Dependența timpului de stocare funcție de curentul de bază direct respectiv curentul de bază invers este ilustrată în figura 5.43.

5.6. METODE DE ACCELERARE A COMUTĂRII TRANZISTORULUI BIPOLAR

Micșorarea timpului de deblocare a tranzistorului se poate realiza, așa cum s-a văzut în paragrafele precedente, prin mărirea curentului de bază direct. La un curent de bază direct mare, tranzistorul se va satura puternic, ceea ce va duce la creșterea timpului de blocare a tranzistorului, din cauza timpului necesar eliminării purtătorilor minoritari din bază. Pe de altă parte timpul de stocare și timpul de blocare vor fi cu atât mai mici cu cât este mai mare curentul invers de bază.

Pe baza analizei regimului de comutare al tranzistoarelor, care a fost efectuată în paragrafele precedente, se poate deduce modul în care are loc micșorarea timpilor de comutare:

- supra - acționare la deblocare pentru reducerea timpului de comutare direct,
- supra - acționarea la blocare pentru reducerea timpului de cădere,
- evitarea saturației pentru anularea timpului de stocare.

Pe baza celor trei concluzii anterioare se poate exprima grafic forma ideală a curentului de bază, pe durata comutării, pentru obținerea valorilor optime a timpilor de comutare.

Forma ideală a curentului de bază, care satisface toate cerințele formulate mai sus, e reprezentat în figura 5.46

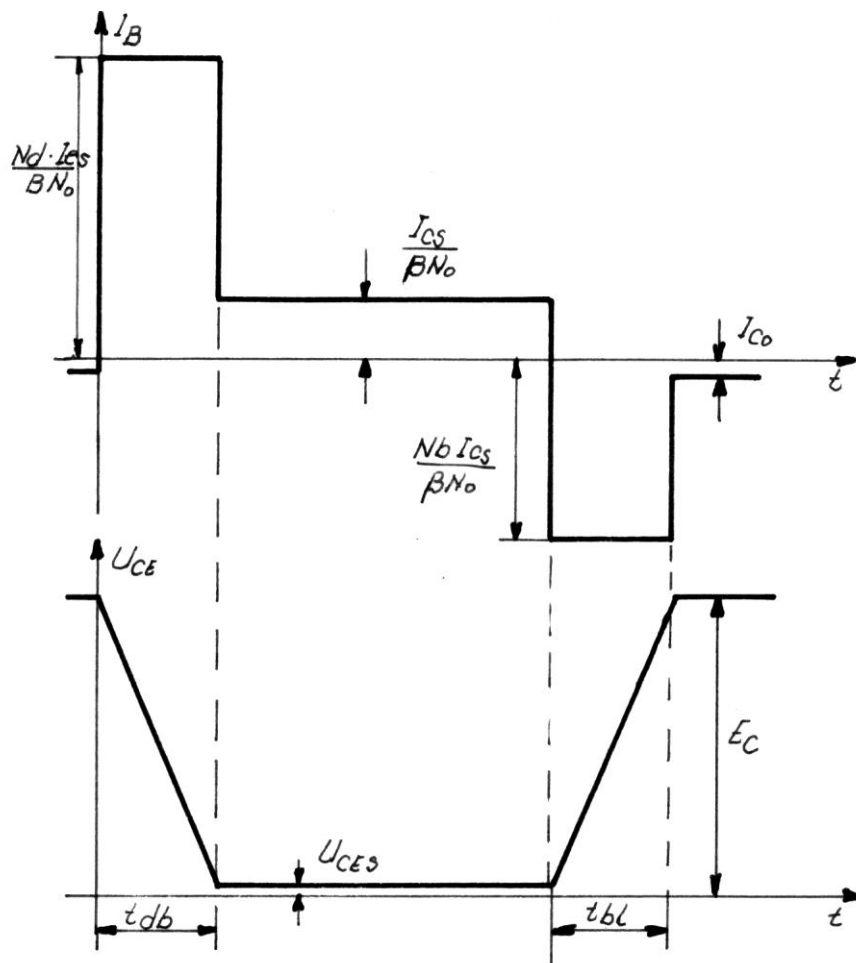


Figura 5.46

Pe durata deblocării tranzistorului se impune comanda acestuia cu un curent de bază direct mare (supreaacționare la deblocare), care să depășească valoarea curentului de bază ce determină funcționarea tranzistorului la limita dintre regimul activ și cel saturat. Acest curent trebuie menținut pe toată durata timpului de deblocare. Menținerea acestui curent de bază determină intrarea tranzistorului în regim saturat, care determină existenței timpului de saturare, timp ce prezintă o valoare relativ mare în comparație cu celelalte componente de timp. Pentru eliminarea timpului de saturare, pe durata cât tranzistorul se află în conducție, curentul de bază direct trebuie redus până la limita care să determine funcționarea tranzistorului la limita dintre regimul activ și cel saturat. În acest caz timpul de saturare se reduce la limita inferioară.

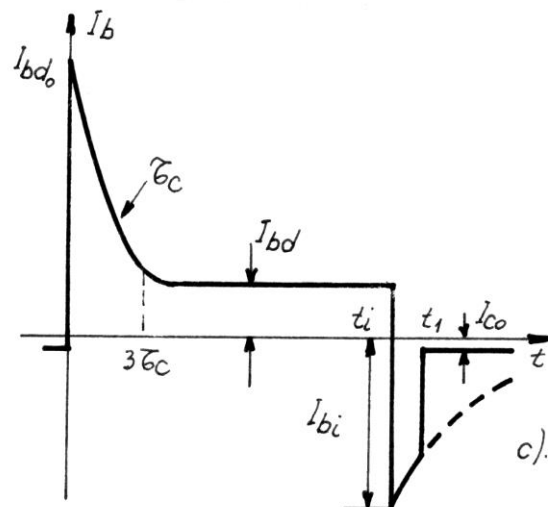
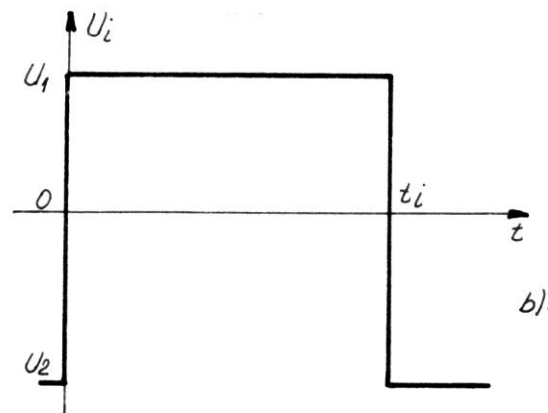
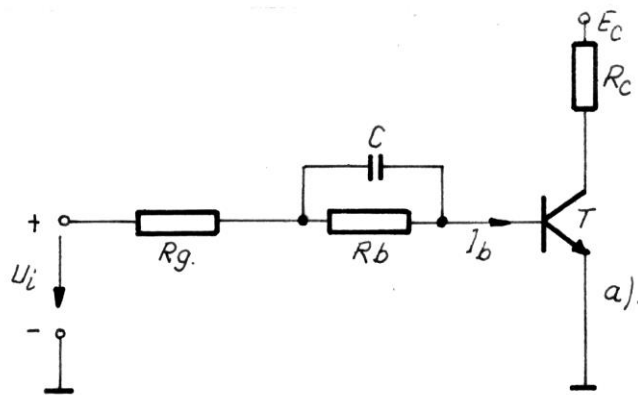


Figura 5.47

Pentru reducerea timpului de cădere se comandă tranzistorul cu un curent de bază invers mare, care se va micșora la valoarea strict necesară I_{co} , după terminarea procesului tranzitoriu. Menținerea unui curent de bază invers mare poate duce la creșterea nejustificată a timpului de deblocare. Din fericire blocarea tranzistorului conduce în mod automat la scăderea curentului de bază invers la I_{co} .

5.6.1. Condensatoare de accelerare

O formă a curentului de intrare (a curentului de bază I_B) a tranzistorului apropiată de forma ideală se poate obține cu ajutorul schemei reprezentată în figura 5.47.

Atunci când $U_i = U_2$, tranzistorul este blocat. La aplicarea unei tensiuni de intrare pozitive U_1 (figura 5.47.b), prin circuitul de bază trece un curent relativ mare datorită prezenței condensatorului C.

Rolul condensatorului este ca în regim tranzitoriu (pe dura frontului semnalului de intrare) să asigure o impedanță mică, în paralel cu rezistența R_b , și să mărească în acest timp valoarea curentului I_b .

$$I_{B1} = I_{bdo} = \frac{U_1 - U_c(o)}{R_g + R_{in}} \quad (5.83)$$

unde:

I_{B1} - curentul de bază direct de supra-acționare a tranzistorului la deblocare;

R_{in} – rezistența de intrare a tranzistorului deschis;

$U_c(o)$ – tensiunea inițială la bornele condensatorului.

Valoarea curentului I_{B1} trebuie menținută pe toată durata timpului de deblocare. Acest lucru se realizează prin dimensionarea corespunzătoare a condensatorului C.

$$C_{inc} = \frac{(I_{B1} - I_{BAS})tdb}{U_1 - U_2} \quad (5.84)$$

unde tdb se impune prin datele de proiectare

Pe măsură ce condensatorul C se încarcă, curentul de bază scade după o lege exponențială cu constanta de timp (figura 5.47.c)

$$\tau_{inc} = (R_g + R_{in})C$$

și tinde către un nivel aproximativ egal cu:

$$I_{BAS} = I_{bd} = \frac{U_1}{R_g + R_b + R_{in}} \quad (5.85)$$

La momentul t_i când la intrare se aplică un salt de tensiune negativă U_2 , valoarea curentului de bază invers este:

$$I_{bi} = \frac{U_2 - U_c(t_i)}{R_g + R_{in}}$$

unde:

$U_c(t_i)$ - tensiunea la momentul t_i de la bornele condensatorului.

R'_{in} – rezistența la intrare a tranzistorului blocat.

La blocarea tranzistorului (figura 5.47.c) curentul de bază invers va scădea rapid la valoarea I_{co} , după evacuarea purtătorilor minoritari din bază. Timpul de cădere a curentului de bază invers este egal cu:

$$\tau_{dec} = C \frac{R_b(R_g + R'_{in})}{R_b + R_g + R_{in}}$$

cum $R'_{in} \gg R_g$ și R_b rezultă că $\tau_{des} \approx C R_b$.

Valoarea minimă a capacității de accelerare se determină cu ajutorul relațiilor:

$$U_c = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} i_{inc} \cdot dt \text{ și}$$

$$U_c = \frac{1}{C} \int_0^{t_2} i_{des} \cdot dt \text{ sau}$$

$$C_1 = i_{inc} \frac{\Delta t_1}{\Delta U_c} = C_{inc} = \frac{(I_{B1} - I_{BAS})tdb}{U_1 - U_2}$$

și

$$C_2 = i_{des} \frac{\Delta t}{\Delta U_c} = C_{des} = \frac{(I_{BAS} - I_{Bi})tbl}{U_1 - U_2}$$

unde: $C = \max(C_1; C_2)$

- Δt_1 este timpul necesar încărcării capacității C cu tensiunea $U_c = U_1 - U_2$
- I_{inc} – curentul necesar încărcării capacității C de la tensiunea U_2 la U_1 în intervalul de timp Δt_1 . Pentru cazul nostru se adoptă o valoare maximă a curentului de încărcare momentan egală cu I_{B1} .
- Δt_2 este timpul necesar descărcării capacității C de la U_1 la U_2 .
- I_{des} curentul necesar descărcării capacității C de la U_1 la U_2 în intervalul de timp Δt_2 . Valoarea momentană maximă a acestui curent este I_{Bi} .

Exemplu 5.14: Se cere să se dimensioneze o capacitate de accelerare la un invertor (figura 5.47) cunoscând că tensiunea de intrare variază de la $U_2 = 0V$ la $U_1 = 5V$; timpul de comutare direct $t_r = 500 ns$; timpul de comutare invers este dat de $t_c = 500ns$ și $t_s = 1\mu s$.

Pentru a determina valoarea capacității C este necesar a se mai cunoaște curenții de bază corespunzători timpilor de comutare specificați mai sus. Din caracteristicile $t_r = f(I_{BD})$; $t_s = f(I_{BI})$ $I_{BD} = \text{constant}$ $t_c = f(I_{BI})$ se obțin acești curenți și anume:

$$I_{BD} = 0,4 \text{ mA}; I_{BI} = 0,2 \text{ mA}.$$

În acest caz;

$$C_1 = \frac{0,4 \cdot 10^{-3} \cdot 500 \cdot 10^{-9}}{5} = 40 \text{ pF}$$

$$C_2 = \frac{0,2 \cdot 10^{-3} \cdot (500 + 1000) \cdot 10^{-9}}{5} = 60 \text{ pF}$$

$$\text{unde } C = \max(C_1; C_2) = 60 \text{ pF}.$$

5.6.2. Evitarea saturației prin reacția neliniară negativă de tensiune

Diferența care există între căderile de tensiune la conducție ale diodelor cu siliciu și germaniu poate fi exploatată avantajos pentru realizarea unui circuit simplu și sigur de evitare a saturației (figura 5.48)

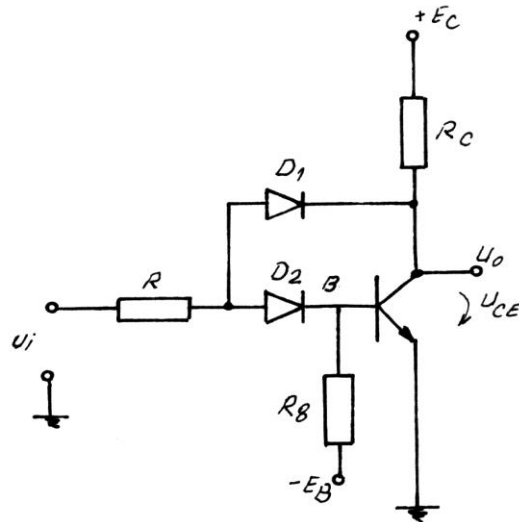


Figura 5.48

- D_1 este o diodă cu germaniu ce are o cădere de tensiune pe ea de aproximativ 0,3 V iar D_2 este o diodă cu siliciu cu o cădere de tensiune de aproximativ 0,75V.

Aplicând teorema II-a a lui Kirchhoff în circuitul de figură se obține, în situația că tranzistorul este conducător, următoarea ecuație:

$$-U_{BE} - U_{D1} + U_{D2} + U_{CE} = 0$$

de unde

$$U_{CE} - U_{BE} = U_{D1} - U_{D2}$$

Înlocuind valorile tipice ale căderilor de tensiune în relația de mai sus rezultă:

$$(V_C - V_E) - (V_B - V_E) = V_C - V_B \approx 0,3 - 0,75 = -0,45 \text{ V}$$

În concluzie $V_C < V_B$, deci tranzistorul funcționează nesaturat. Trebuie menționat că circuitul de evitare a saturației asigură în același timp și supra-acționarea, atât la deblocare, cât și la blocare; asupra acestui aspect se va reveni ulterior, în cadrul circuitelor logice cu diode și tranzistoare.

5.6.3. Tranzistorul compus

Un alt montaj pentru evitarea intrării tranzistorului în regimul de saturare este prezentat în figura 5.49 formând un tranzistor compus, cunoscut și sub numele de montaj Darlington. Tranzistorul T_1 din montajul Darlington nu intră în saturare deoarece:

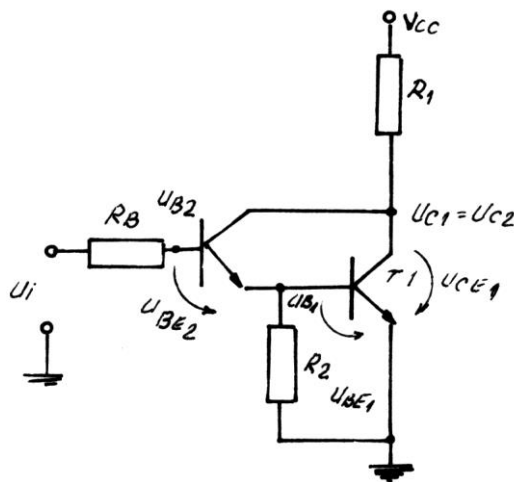


Figura 5.49

$$U_{C1} = U_{CE2} + U_{BE1}$$

și

$$U_{B1} = U_{BE2}$$

se vede clar că $U_{C1} > U_{B1}$ ceea ce face ca joncțiunea colectoră a tranzistorului T_1 să fie polarizată invers.

Montajul Darlington este folosit frecvent în schemele electronice ale circuitelor integrate TTL.

5.6.4. Tranzistorul Schottky

În circuitele integrate din cadrul familiei TTL, la seria TTL cu diode Schottky evitarea saturației tranzistoarelor se realizează cu o singură diodă. Dioda folosită este o diodă cu barieră Schottky, care este formată, în esență, dintr-o regiune metalică și o a doua regiune semiconductoare, care formează între ele un contact redresor.

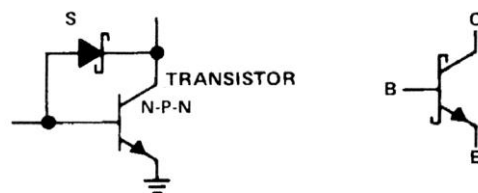


Figura 5.50

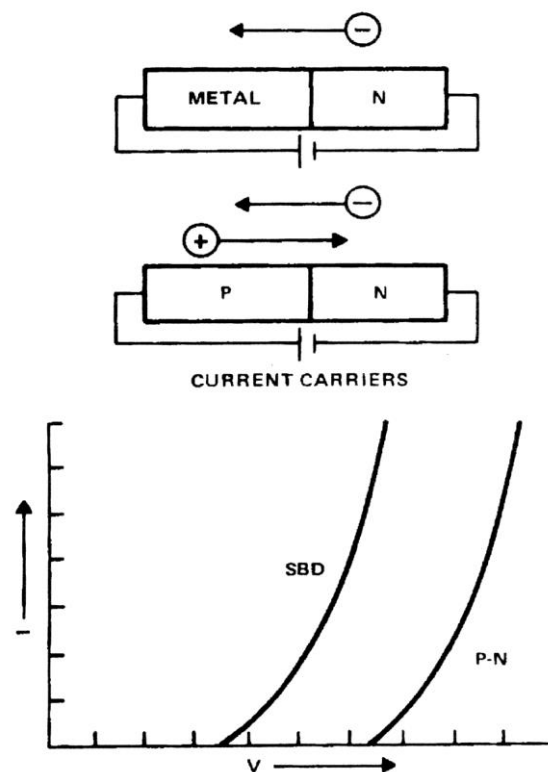


Figura 5.51

Studiul fenomenelor care se petrec la contactul metal-semiconductor au arătat o asemănare puternică cu fenomenele care apar în cazul unei joncțiuni pn. Deosebirea fenomenelor apare în regimul de polarizare directă. La o joncțiune pn, regiunea p injectează goluri, adică purtători minoritari în regiunea n. În cazul contactului metal-semiconductor, metalul nu injectează niciodată goluri, ceea ce face ca într-o diodă cu barieră Schottky să nu existe injecție de purtători minoritari de sarcină. Acest lucru le conferă o serie de proprietăți caracteristice.

La o joncțiune pn în regimul de comutare directă apare în regiunea p și n o acumulare de purtători de sarcină. Această stocare este caracterizată de capacitatea de difuzie a joncțiunii pn. La diodele Schottky datorită absenței injecției de purtători de sarcină minoritari nu apare fenomenul de stocare, ceea ce face ca și capacitatea de difuzie să fie mult mai mică decât în cazul unei joncțiuni pn. Acest lucru permite ca diodele cu barieră Schottky să funcționeze la o frecvență mai mare, și anume de ordinul sutelor de gigaherți.

Totodată lipsa sarcinii stocate determină ca timpii de comutație la dioda Schottky să fie mai mici decât cei ai unei diode echivalente, cu joncțiunea pn. Acești timpi au valori de ordinul sutelor de picosecunde.

Diodele cu barieră Schottky se utilizează mult în circuitele integrate numerice, înlocuind diodele cu contact punctiform, datorită avantajelor pe care le prezintă: viteza de comutație mai mare, zgomot propriu redus, procesul de fabricație, deși mai complex, este mai ușor de controlat și pot disipa puteri mai mari.

Căderea de tensiune directă pe o diodă Schottky este de 0,4 V față de 0,75 V la o diodă cu Si și 0,3 V la o diodă cu Ge. Această proprietate este utilizată în montajele pentru evitarea saturării tranzistoarelor. În figura 5.50 se prezintă modul cum se plasează o diodă Schottky, între baza și colectorul unui tranzistor npn. Noul dispozitiv se numește tranzistor Schottky

O diodă Schottky este o diodă unipolară, în sensul că lipind sarcinile electrice minoritare curentul este format doar din sarcini majoritare. În figura 5.51 se prezintă comparativ o diodă Schottky și o diodă semiconductoare cu siliciu.

Pentru a vedea cum influențează, o diodă Schottky, asupra timpului de saturare a unui tranzistor bipolar, presupunem că tensiunea de intrare (din baza tranzistorului Schottky) U_I crește, ceea ce va determina creșterea tensiunii U_{BE} , a curentului de bază, deci și curentul de colector, deci treptat tensiunea U_{CE} scade în timp ce tensiunea U_{BE} crește. Pentru o valoare a tensiunii de intrare suficient de mare dioda Schottky se deschide și preia o parte din curentul din circuitul de bază pe care îl direcționează spre circuitul de colector al tranzistorului. În felul acesta, curentul de bază a tranzistorului nu depășește valoarea I_{BS} la care intră în saturație. În plus pentru o tensiune în bază $U_{BE} = 0,75$ V și cunoscând căderea de tensiune pe dioda Schottky, rezultă că în colector se stabilește o tensiune

$$U_{CE} = U_{BE} - U_D = 0,75 - 0,5 = 0,25V$$

Care este mai mare decât U_{CE} de saturare a tranzistorului. Pe de altă parte:

$$U_{CB} = U_D = 0,5V < U_{\gamma} = 0,6V$$

Joncțiunea collectorului este polarizată direct dar cu o tensiune mai mică decât

tensiunea de prag, ceea ce determină ca sarcinile electrice difuzate din colector spre bază să prezinte valori extrem de mici. Acest lucru determină ca sarcina stocată în bază să prezinte valori neglijabile. Timpul de eliminare a acestor sarcini stocate în bază este extrem de mic conducând la un timp de saturare neglijabil în comparație cu ceilalți timpi de comutare.

EXEMPLE DE DETERMINARE A PUNCTULUI DE FUNCTIONARE.

Exemplu 5.1. Fie circuitul din figura 5.26 împreună cu caracteristica de ieșire a tranzistorului T. Se cere să se determine regimul de funcționare a acestui tranzistor și să se determine valoarea curentului I_B , I_C pentru cazurile:

a) $R_B = 300\text{ K}\Omega$;

b) $R_B = 150\text{ K}\Omega$.

Se cunoaște $\beta=100$.

5.1.A. Faptul că baza este legată la o tensiune pozitivă ($V_{CC}=10\text{V}$) ne dă dreptul să facem afirmația că tensiune U_{BE} este pozitivă. Ca urmare tranzistorul se găsește fie în regiunea activă fie în regiunea saturată deoarece $V_{BE} > 0^v$.

În acest sens pe circuitul din baza tranzistorului avem:

$$V_{CC} = V_{BE} + I_B \cdot R_B$$

Unde:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

Se presupune în prima fază (dacă nu sunt date alte informații) că tranzistorul este în regiunea activă, și deci: $V_{BEa} = 0,7^v$ (se lucrează cu valoarea tipică, în situații practice se adoptă valorile specificate în catalog) rezultă că:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BEa}}{R_B} = \frac{10 - 0,7}{150 \cdot 10^3} = 31 \mu\text{A}$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = 3,1\text{ mA}$$

Din circuitul de colector al tranzistorului se obține:

$$V_{CC} = I_C \cdot R_C + V_{CE}$$

Sau:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_C = 10 - 3,1 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^3 = 3,6^v$$

Și cum:

$V_{CE}(10^v) > V_{BE}(0,7^v)$ confirmă faptul că tranzistorul se află cu adevăr în regiunea activă. Punctul de funcționare la ieșirea tranzistorului se obține prin intersecția caracteristicii de ieșire al tranzistorului (în cazul nostru concret curba $I_B = 31 \mu\text{A}$ din figura 5.26.b) cu dreapta de sarcină obținută din ecuația ridicată pe circuitul de ieșire al tranzistorului și care este:

$$V_{CC} = I_C \cdot R_C + V_{CE}$$

Această relație este o dreaptă ce intersectează axa orizontală în punctul $V_{CE} = V_{CC} = 10^v$ și axa verticală în punctul $I_C = V_{CC} / R_C = 5\text{mA}$. În urma prelucrării datelor se obține punctul de funcționare în nodul A din figura 5.26.b

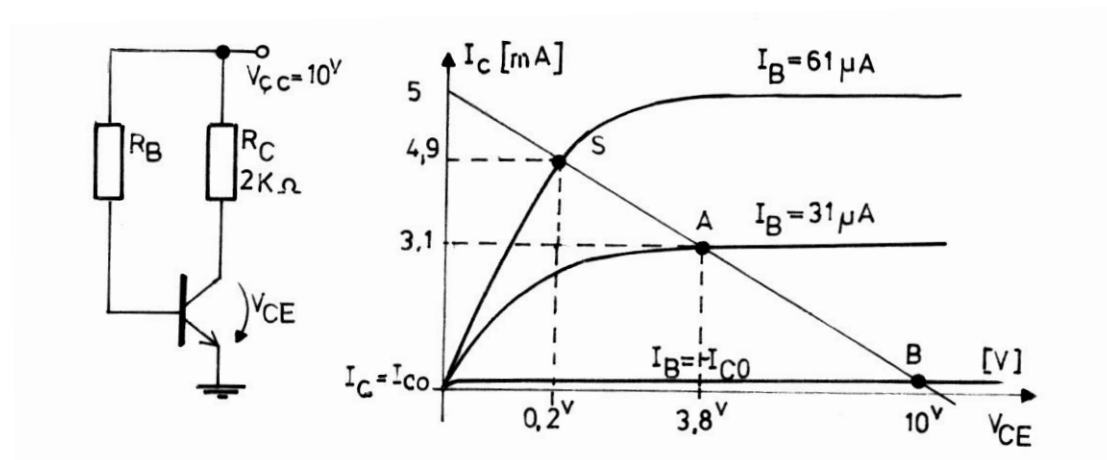


Figura 5.26

5.1.B. Identic ca la cazul 5.1.A Faptul că baza este legată la o tensiune pozitivă ($V_{CC} = 10V$) ne dă dreptul să facem afirmația că tensiune U_{BE} este pozitivă. Ca urmare tranzistorul se găsește fie în regiunea activă fie în regiunea saturată deoarece $V_{BE} > 0^v$.

Presupunem că tranzistorul se află în regimul activ:

Din relația:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

și presupunând tranzistorul activ se obține $I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = I_B = \frac{10 - 0,7}{150 \cdot 10^3} = 62 \mu A$;

$$I_C = I_B \cdot \beta = 6,2 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_C = 10 - 6,2 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^3 = -2,4V \text{ deci}$$

$V_{BE} > V_{CE}$ ceea ce conduce la concluzia că tranzistorul se află în regiunea saturată, Deci $V_{BE} = 0,75$, $V_{CE} = 0,2^v$: Rezultă în acest caz.

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BEs}}{R_B} = \frac{10 - 0,75}{150 \cdot 10^3} = 61,3 \mu A$$

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CEs}}{R} = \frac{10 - 0,2}{2 \cdot 10^3} = 4,9 \text{ mA}$$

deci:

$\beta \cdot I_B = 6,13 \text{ mA} > I_C = 4,9 \text{ mA}$ confirmă faptul că tranzistorul este saturat, iar punctul de funcționare se găsește în 5 (figura 5.26.b). Se atrage atenția că caracteristica de ieșire nu este reprezentată la scară.

Exemplu 5.2. Pentru circuitul din figura 5.27 se cere să se determine regimul de funcționare al tranzistorului cât și următoarele valori I_B , I_C , V_{CE} . Se presupune că $\beta = 100$.

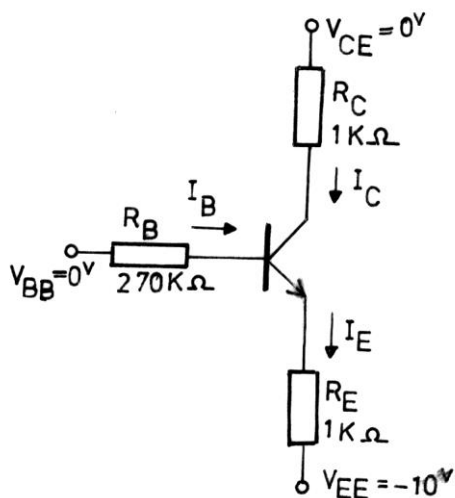


Figura 5.27

Din circuitul bazei se obține;

$$V_{BB} = I_B \cdot R_B + V_{BE} + I_E R_E + V_{EE}$$

Faptul că V_{EE} este negativă ne conduce la observația că V_{BE} este pozitivă, ceea ce ne permite la concluzia că tranzistorul este fie în regim activ, fie în regim saturat.

Vom trece la analizarea celor două variante.

Fie tranzistorul activ, deci:

$$V_{BE} = 0,7^v \text{ și } \beta \cdot I_B = I_C.$$

$$\text{Se mai cunoaște că } I_E = I_B + I_C = I_B + \beta I_B = (\beta + 1) I_B$$

Rezultă că se poate scrie că;

$$V_{BB} = I_B \cdot R_B + V_{BE} + (\beta + 1) I_B \cdot R_E + V_{EE}$$

Sau:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{EE} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1) R_E} = \frac{0 + 10^v - 0,7}{270 \cdot 10^3 + (100 + 1) \cdot 10^3} = 25,1 \mu A$$

$$I_C = I_B \cdot \beta = 2,51 \text{ mA}$$

$$I_E = (\beta + 1) I_B = 2,535 \text{ mA}$$

Din circuitul colectorului se poate scoate;

$$V_{CC} = I_C \cdot R_C + V_{CE} + I_E R_E + V_{EE}$$

Sau:

$$V_{CC} = I_B \cdot \beta \cdot R_C + V_{CE} + (\beta + 1) R_E \cdot I_B + V_{EE}$$

Unde:

$$V_{CE} = V_{CC} - V_{EE} - I_B [\beta \cdot R_C + (\beta + 1) R_E]$$

$$V_{CE} = 0 - 10 - 25,1 \cdot 10^{-6} [100/10^3 + (100 + 1) \cdot 10^3] = 4,95^v$$

$$V_E = V_{EE} + I_E \cdot R_E = V_{EE} + (\beta + 1) I_B \cdot R_E = -7,46^v$$

$$V_B = V_E + V_{BE} = -6,76^v$$

$$V_C = V_{CC} - I_C \cdot R_C = -2,51$$

Ceea ce conduce la rezultatul $V_B = -6,76^v < V_C = -2,51^v$ adică joncțiunea colectoră este polarizată invers, tranzistorul se găsește în regim activ. Presupunerea făcută inițial este corectă.

Exemplu 5.3 Se cere în continuare valoarea rezistenței R_B astfel încât tranzistorul din figura 5.27 să treacă în regim saturat. În acest caz avem ecuațiile:

Pe circuitul din colector:

$$V_{CC} = I_C \cdot R_C + V_{CES} + I_E R_E + V_{EE}$$

Pe circuitul din bază:

$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BES} + I_E R_E + V_{EE}$$

Alte relații utile:

$$I_E = I_C + I_B$$

La saturare trebuie îndeplinită condiția: $I_B \cdot \beta \geq I_C$.

Presupunând că $I_c = \alpha I_E = \frac{\beta}{1 + \beta} I_E$ din relația de mai jos:

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CEs} + I_E \cdot R_E + V_{EE}$$

Se obține:

$$I_c = \frac{V_{CC} - V_{CEs} - V_{EE}}{R_C + R_E \cdot \frac{\beta}{1 + \beta}} = \frac{0 - 0,2 + 10}{10^3 + 10 \cdot \frac{3^{100}}{100}} = 4,92 \text{ mA}$$

din următoarea relație

$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BEs} + I_E R_E + V_{EE}$$

Se obține:

$$I_B = \frac{V_{BE} - V_{BEs} - V_{EE}}{R_B + (\beta + 1) R_E}$$

se pune condiția:

$$I_B \beta \geq I_C$$

$$\beta \frac{V_{BE} - V_{BEs} - V_{EE}}{R_B + (\beta + 1) R_E} \geq \frac{V_{CC} + V_{CEs} - V_{EE}}{R_c + \frac{\beta}{\beta + 1} R_E}$$

se determină:

$$R_B \leq \frac{V_{BB} - V_{BEs} - V_{EE}}{V_{CC} + V_{CEs} - V_{EE}} \beta (R_c + \frac{\beta}{\beta + 1} R_E) - (\beta + 1) R_E$$

Înlocuind valorile se obține:

$$R_B \leq 86,83 \text{ K}\Omega$$

În acest caz pentru $R_B = 86 \text{ K}\Omega$.

$$I_B = \frac{V_{BE} - V_{BEs} - V_{EE}}{R_E + (\beta + 1) R_E} = 0,0494 \text{ mA}$$

$$\text{deci: } \beta \cdot I_B = 4,94 \text{ mA} > I_c = 4,92 \text{ mA}$$

din relația $V_{CC} = I_C R_C + V_{CEs} + I_E \cdot R_E + V_{EE}$ se obține:

$$V_{CEs} = V_{CC} - I_C R_C - I_E \cdot R_E - V_{EE} = 0 - 4,92 \text{ mA} \cdot 1 \text{ K}\Omega - (100 + 1) \cdot 1 \text{ K}\Omega \cdot (-10 \text{ V}) = 0,0906 \text{ V}$$

Din relația: $V_{BB} = I_B R_B + V_{BEs} + I_E R_E + V_{EE}$ se obține:

$$V_{BEs} = V_{BB} - I_B R_B - I_E R_E - V_{EE} = 0 - 0,0494 \text{ mA} \cdot 86 \text{ K}\Omega - (100 + 1) \cdot 1 \text{ K}\Omega \cdot (-10 \text{ V}) = 0,7622 \text{ V}$$

$$V_{BE}(0,7622 \text{ V}) > V_{ce}(0,0906 \text{ V})$$

ceea ce confirmă că tranzistorul este saturat.

Exemplu 5.4. Pentru circuitul din figura 5.28 să se determine regimul de lucru al tranzistorului considerând $\beta = 150$.

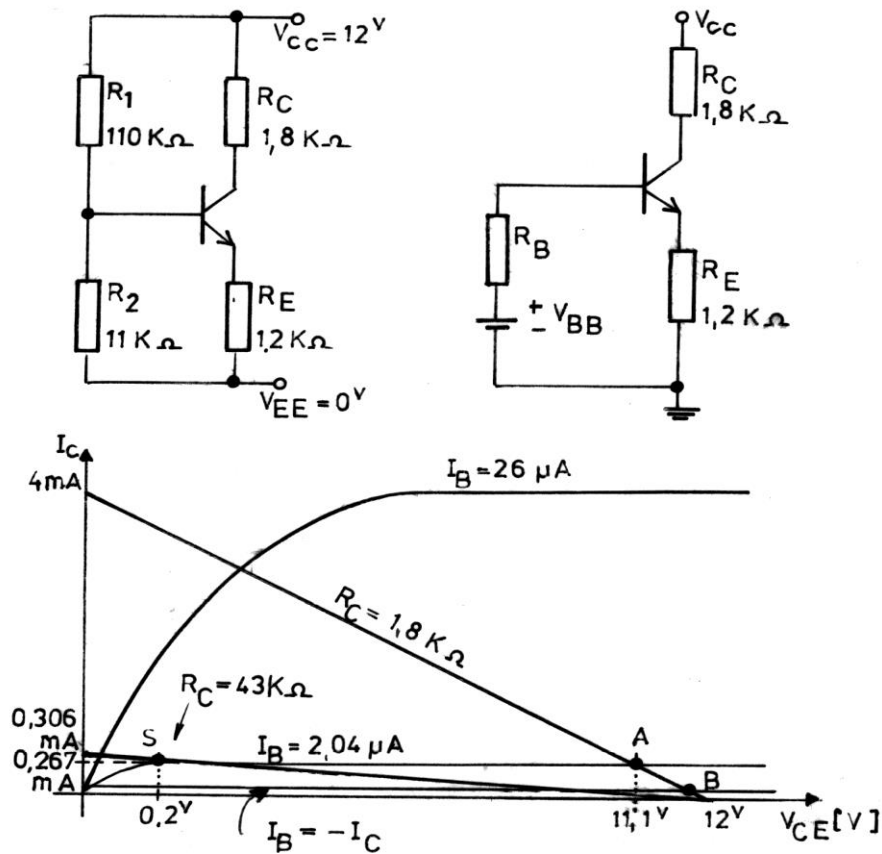


Figura 5.28

Pe baza teoremei lui Thevenin se poate obține schima echivalentă a circuitului divizor din baza tranzistorului.

$$R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 10K\Omega$$

$$V_{BB} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_{CC} - V_{EE}) = 1,09^v$$

Procedăm ca în cazurile anterioare și anume presupunând că tranzistorul este în regim activ, se obține:

$$I_B = \frac{V_{BE} - V_{EE} - V_{BEs}}{R_B + (\beta + 1)R_E} = -\frac{1,09 \cdot 0,7}{10 \cdot 10^3 + (150 + 1) \cdot 1,2 \cdot 10^3} = 2,04 \mu A$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = 306 \mu A$$

$$I_E = (\beta + 1) I_B = 308 \mu A$$

$$V_{CE} = V_{CC} - V_{EE} - I_B [\beta R_C + (\beta + 1) R_E] = 11,1^v$$

$$V_E = I_E \cdot R_E = 0,35^v$$

$$V_C = V_{ec} - I_C R_C = 11,45V$$

$$V_B = V_B + V_{BEs} = 0,35 + 0,7 = 1,05^v$$

Ceea ce confirmă că tranzistorul este în regiunea activă. Punctul de funcționare în acest caz este în A pe caracteristica de ieșire a tranzistorului (figura 5.28.c).

Exemplu 5.5. În continuare să se determine valoarea rezistenței R_C pentru care tranzistorul din figura 5.28 se saturează. În acest caz se scrie:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BEs}}{R_B + (\beta + 1)R_E} = 306 \mu A$$

Din relația:

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CEs} + I_E R_E$$

Sau:

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CEs} + \frac{\beta + 1}{\beta} R_E \cdot I_C$$

$$\text{Se obține } I_C = \frac{V_{CC} - V_{CEs}}{R_C + \frac{\beta + 1}{\beta} R_E}$$

Punând condiția ca $\beta I_B \geq I_C$ rezultă:

$$R_C \geq \frac{1}{\beta} \cdot \frac{V_{CC} - V_{CEs}}{V_{BB} - V_{BEs}} [R_B + (\beta + 1)R_E] - \frac{\beta + 1}{\beta} R_E$$

înlocuind valorile din relația de mai sus se obține:

$$R_C \geq 43 \text{ K}\Omega$$

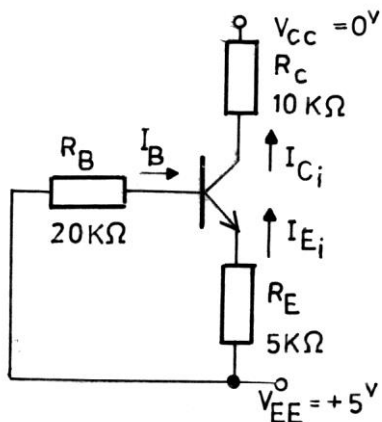
În această situație pentru $R_C = 43 \text{ K}\Omega$ se obține:

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CEs}}{R_C + \frac{\beta + 1}{\beta} R_E} = 0,267 \text{ mA}$$

$$\text{și } \beta I_B = 306 \mu A > I_C = 267 \mu A$$

prin înlocuire se obține pentru $V_{CE} = 0,1494 \text{ V} < V_{BE} = 0,7 \text{ V}$ ceea ce confirmă că tranzistorul în acest caz este în regim saturat (mai corect la limita dintre regimul saturat și cel activ, deoarece R_C s-a luat la limită), punctul S de pe caracteristica din figura 5.28.

Exemplu 5.6. Se consideră circuitul din figura 5.29. Se propune să se afle regimul de lucru al tranzistorului. Când parametrii acestuia $\beta_N = 125$ și $\beta_I = 2$



Având în vedere modul de polarizare al emitorului și a bazei tranzistorului se poate scrie următoarea ecuație:

$$I_B \cdot R_B + V_{BE} + I_E R_E = 0$$

În acest caz se constată că dacă $V_{BE} > 0$ rezultă că I_B este negativ, ceea ce determină blocarea tranzistorului deci $I_B = -I_{co}$, $I_E = 0$.

Dacă tranzistorul este blocat

$$V_E = V_{EE} + I_E \cdot R_E = V_{BE}$$

$$V_B = V_{EE} + I_{co} R_B$$

Rezultă că $V_{BE} = V_{EE} + I_{co} \cdot R_B - V_{EE}$ ce corespunde unei tensiuni $V_{BE} > 0$.

Figura 5.29

Dar ca tranzistorul să fie blocat necesită îndeplinirea condiției $V_{BE} \leq 0$, ceea ce implică ca

$$I_B = -I_{co}; I_c = I_{co}, I_E = 0.$$

În acest caz;

$$V_B = V_{EE} + I_{co} R_B$$

$$V_E = V_{EE}$$

$$V_c = V_{CC} - I_{co} R_B$$

Rezultă că;

$$V_{BE} < 0 \text{ iar } V_{BC} > 0$$

Dacă joncțiunea bază - emitor este polarizată invers, iar joncțiunea bază-colector este polarizat direct rezultă că tranzistorul se găsește în regim invers de funcționare.

În acest caz sensul curentului din schemă sunt cei menționați în figura 5.29.

Scriind ecuațiile lui Kirchhoff avem:

$$V_{EE} = R_B I_B + V_{BC} + I_{ci} R_c + V_{CC}$$

Sau

$$V_{EE} = R_B I_B + V_{BC} + (\beta_I + 1) I_B R_c + V_{cc}$$

Unde

$$I_{Ei} = \beta_I I_B$$

$$I_{ci} = (\beta_I + 1) I_B$$

Se obține:

$$I_B = \frac{V_{EE} - V_{cc} - V_{BC}}{R_B + (\beta_I + 1) R_c}$$

pentru $V_{BC} = 0,7^v$ rezultă că $I_B = 0,086 \text{ mA}$

$$I_{ci} = (\beta_I + 1) I_B = (2+1) \cdot 0,086 = 0,258 \text{ mA}$$

$$I_{Ei} = \beta_I I_B = 0,172 \text{ mA}$$

Din ecuația:

$$V_{EE} = I_{Ei} R_E - V_{CE} + R_c \cdot I_{ci} + V_{CC}$$

Se obține:

$$V_{CE} = I_{Ei} R_E + R_c I_{ci} + V_{cc} - V_{EE} = -1,56^v$$

Sau:

$$V_E = V_{EE} - I_{Ei} \cdot R_E = 4,14^v$$

$$V_B = V_{EE} - I_B R_B = 3,28^v$$

$$V_C = V_B - V_{BC} = 2,58$$

Ceea ce confirmă afirmația inițială că tranzistorul se află în regim invers.