

Analiza stării saturat

Studiul comportării tranzistoarelor în regim saturat, poate fi efectuat folosind metoda controlului prin sarcini, care va fi dezvoltată în continuare.

În regimul normal (activ) de funcționare al tranzistorului, purtătorii minoritari injectați de emitor difuzează prin bază și sunt captați de colector. Difuzia are loc datorită unui gradient al concentrației excesului de purtători minoritari, iar curentul de difuzie este proporțional cu acest gradient. Curentul ce traversează baza este practic constant, deoarece curentul de colector este aproape egal cu curentul de emitor; de aici rezultă că și gradientul concentrației excesului de purtători minoritari este constant. În bază, în vecinătatea joncțiunii emitor- bază concentrația excesului de purtători minoritari este maximă, datorită difuzei masive de sarcini electrice majoritare în emitor și minoritare în bază.

În vecinătatea joncțiunea bază-colector concentrația excesului de purtători minoritari tinde spre zero. Datorită difuzei unui număr limitat de sarcini electrice minoritare din bază spre colector(joncțiunea bază – colector este polarizată invers) concentrația excesului de purtători minoritar este negativă, pentru că joncțiunea colectorului este invers polarizată.

În marea majoritate a cazurilor valoarea absolută a concentrației excesului de purtători minoritari în vecinătatea joncțiunea colectorului este neglijabilă față de concentrația excesului de purtători minoritari din vecinătatea joncțiunea emitorului, deoarece sunt absorbiți de colector. Pe baza celor arătate se poate reprezenta grafic variația concentrației excesului de purtători minoritari în bază (figura 5.20.a).

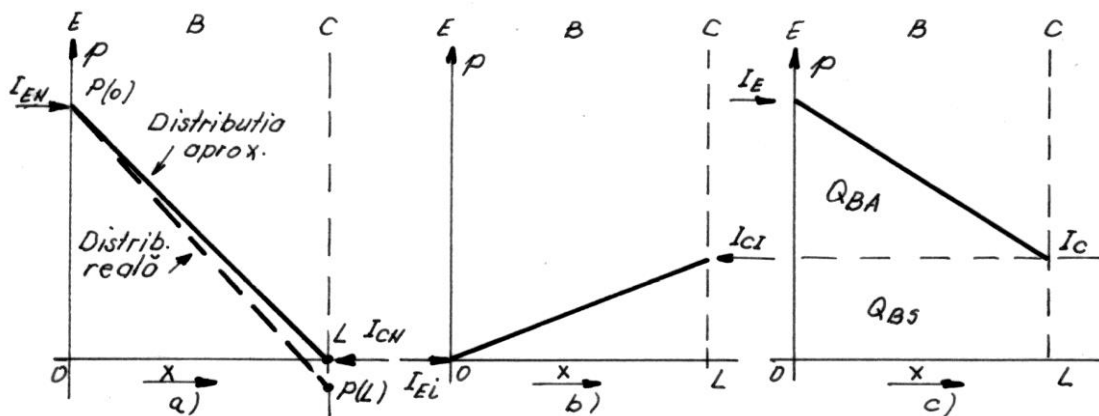


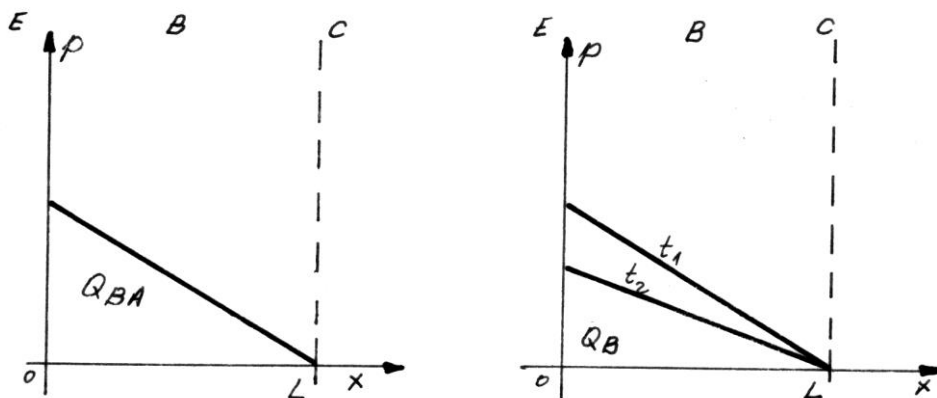
Figura 5.20

În figura 5.20 sunt următoarele notații:

- p – concentrația excesului de purtători minoritari
- L – grosimea bazei
- $P(0)$ – concentrația excesului de purtători minoritari la joncțiunea emitor - bază.
- $P(L)$ – concentrația excesului de purtători minoritari la joncțiunea bază - colector și care este aproximativ nulă.
- În cazul funcționării tranzistorului în regim saturat, ambele joncțiuni sunt polarizate direct, ceea ce determină ca difuzia de purtători de sarcină, spre bază, să se producă atât dinspre emitor cât și dinspre colector. Adică are loc un fenomen simultan(însurat) cu

cele descrise în cele două cazuri anterioare. Prin însumarea celor două concentrații a excesului de purtători minoritar din bază se obține concentrația excesului de purtători minoritar din bază, corespunzătoare regimul saturat de funcționare a unui tranzistor bipolar. Aria rezultantă, ca urmare a trasării distribuției sarcinilor în bază (figura 5.20.c), care este proporțională cu sarcina totală a excesului de purtători minoritari din bază. Această sarcină poate fi descompusă în două părți: sarcina Q_{BS} și sarcina Q_{BA} .

- Componenta Q_{BS} fiind distribuită uniform, are gradientul nul, deci nu contribuie la difuzia purtătorilor minoritari (la modificarea curentului de colector); din acest motiv ea se numește **sarcină stocată**. Atâta timp cât există sarcini stocate în bază, curentul de colector rămâne constant și limitat la o valoare ce depinde de valorile dispozitivelor ce sunt plasate în colectorul tranzistorului (de regulă o rezistență). Curentul rezultat poartă denumirea de curent de colector saturat.
- Curentul de difuzie (I_C) este produs exclusiv de componenta Q_{BA} , numită **sarcină efectivă**, al cărei gradient este constant. Diagrama din figura 5.20.c caracterizează funcționarea tranzistorului în regim saturat, pentru că atât joncțiunea bază - emitor cât și joncțiunea bază-colector sunt polarizate direct.
- Dacă se înlătură componenta Q_{BS} , se obține distribuția din figura 5.21.a corespunzătoare limitei dintre regimul normal și regimul saturat de funcționare. Prin micșorarea pantei drepte se trece la situația corespunzătoare regimului activ, datorită scăderii curentului de colector.



- Figura 5.21

- În figura 5.21.b sunt reprezentate două distribuții de regim staționar, una corespunzătoare momentului t_1 , pentru care corespunde un curent de colector $I_C(t_1)$ și cealaltă unui moment t_2 , după momentul t_1 , pentru care corespunde un curent de colector $I_C(t_2) < I_C(t_1)$. În intervalul de timp cuprins între t_1 și t_2 a scăzut atât tensiunea de emitor - bază cât și concentrația purtătorilor în exces.
- În urma studierii fenomenelor fizice ce se petrec în tranzistor să încercăm să vedem comportarea acestuia din punctul de vedere al utilizatorului
- Pentru a analiza proprietățile tranzistorului saturat se va studia modul în care se modifică curenții și tensiunile în circuitul din figura 5.24 atunci când tensiunea de la intrare variază în sens crescător.

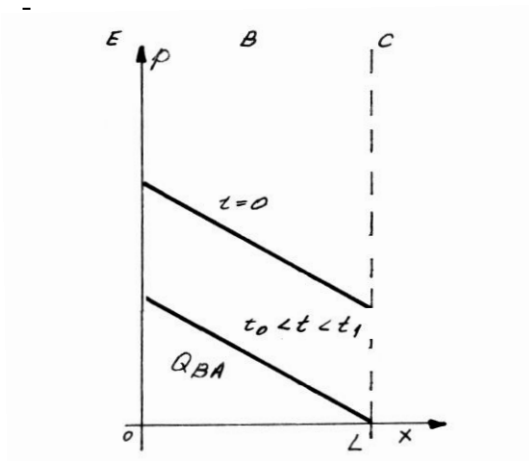


Figura 5.23

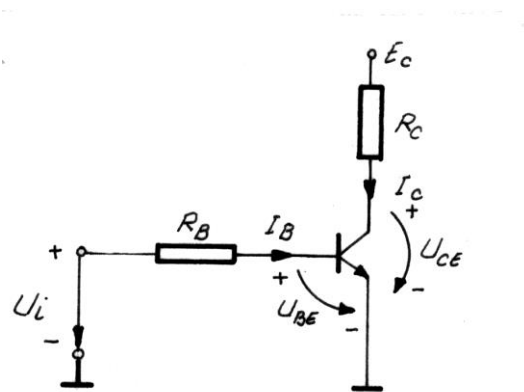


Figura 5.24

Valoarea inițială a tensiunii U_i se consideră zero; în această situație $I_B = 0$, iar I_C are o valoare neglijabilă și egală cu I_{C0} astfel că putem considera că

$$U_{ce} = E_C - I_{C0} \cdot R_C = E_C$$

Pe măsură ce crește U_i , crește U_{BE} și I_B , deci și $I_C = \beta I_B$, iar U_{ce} este egală cu

$$U = E_C - I_C R_C \text{ va scădea, după cum se arată în figura 5.25}$$

Dacă se mărește suficient de mult tensiunea U_i , se va ajunge ca, la un moment dat, când tensiunile U_{BE} și U_{CE} să devină egale; aceste valori vor fi marcate cu indicele "s", astfel că va fi satisfăcută egalitatea $U_{BES} = U_{CES}$. Mărind în continuare tensiunea U_i , tensiunea U_{CE} va deveni mai mică decât tensiunea U_{BE} ; aceasta înseamnă că potențialul colectorului este mai mic decât potențialul bazei, adică joncțiunea bază-colector se polarizează direct și tranzistorul devine saturat.

Tensiunea colector – emitor de saturație (U_{CES}) are valori mici (în jur de 0,1V la tranzistoarele cu germaniu și în jur de 0,2 V la tranzistoarele cu siliciu), neglijabile în comparație cu E_C , astfel că valoarea curentului de colector la saturație, I_{Cs} , poate fi calculată cu relația:

$$I_{Cs} = \frac{R_C - U_{CES}}{R_C} \approx \frac{E_C}{R_C} \quad (5.25)$$

Oricât de mult s-ar mări, în continuare, curentul I_B (sau tensiunea de intrare) curentul de colector, I_{Cs} , nu va mai crește peste valoarea dată de egalitatea (5.25); din acest motiv; relația $I_C = \beta I_B$, ce caracterizează raportul dintre I_C și I_B , în regiunea activă, nu mai este satisfăcută. Această egalitate se transformă într-o inegalitate

$$\beta I_B \geq I_{Cs} \quad (5.26)$$

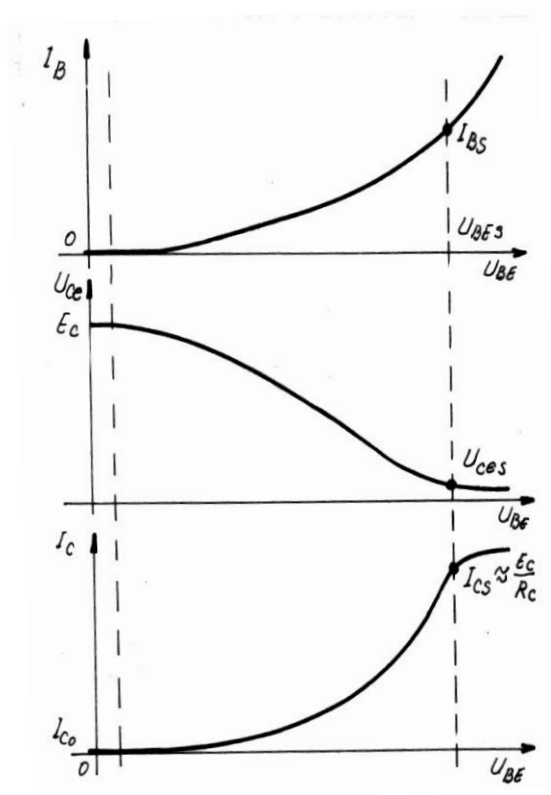


Figura 5.25

Pe de altă parte și jonțiune bază – colector este polarizată direct deci:

$$U_{BE3} \geq U_{CES} \quad (5.27)$$

Relațiile (5.26) și (5.27) reprezintă condițiile necesare și suficiente pentru saturarea unui tranzistor bipolar.

Ca o concluzie la determinarea condițiilor de blocare și saturare a unui tranzistor bipolar se poate constata că acestea se reprezintă printr-un set redus de relații și care se pot condiționa relativ ușor:

La blocarea unui tranzistor bipolar se impune:

$$U_{BE} \leq 0V$$

La saturarea unui tranzistor bipolar se impune:

$$\beta_N I_B \geq I_{CS} \text{ și } U_{BE3} \geq U_{CES}$$

Sigur datorită condițiilor de inegalitate pot exista un număr mare de soluții care trebuie limitate pe baza unor specificații suplimentare de funcționare ce trebuie impuse.

Cu toate acestea, foarte multe circuite de comutare pot fi proiectate pornind de la valorile tipice ale diverselor mărimi, care sunt prezentate sintetic, în tabelul 5.2, pentru tranzistoarele de tip nou, la temperatura de 25°C.

Tabelul 5.2

Tipul tranzistorului	$U_{CE(sat)}$	$U_{BR(sat)}$	$U_{BE(activ)}$	U_o	$U_{BE(bloc)}$
Siliciu	0,2	0,75	0,7	0,6	0,0
Germaniu	0,1	0,35	0,3	0,2	+0,1

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 definire 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.

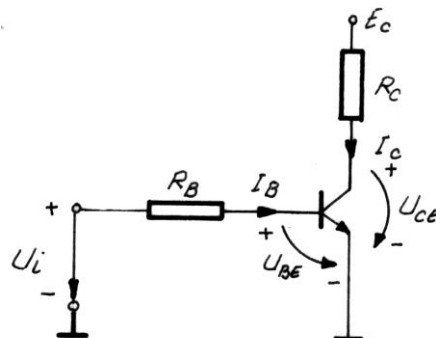


Figura 5.32

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.

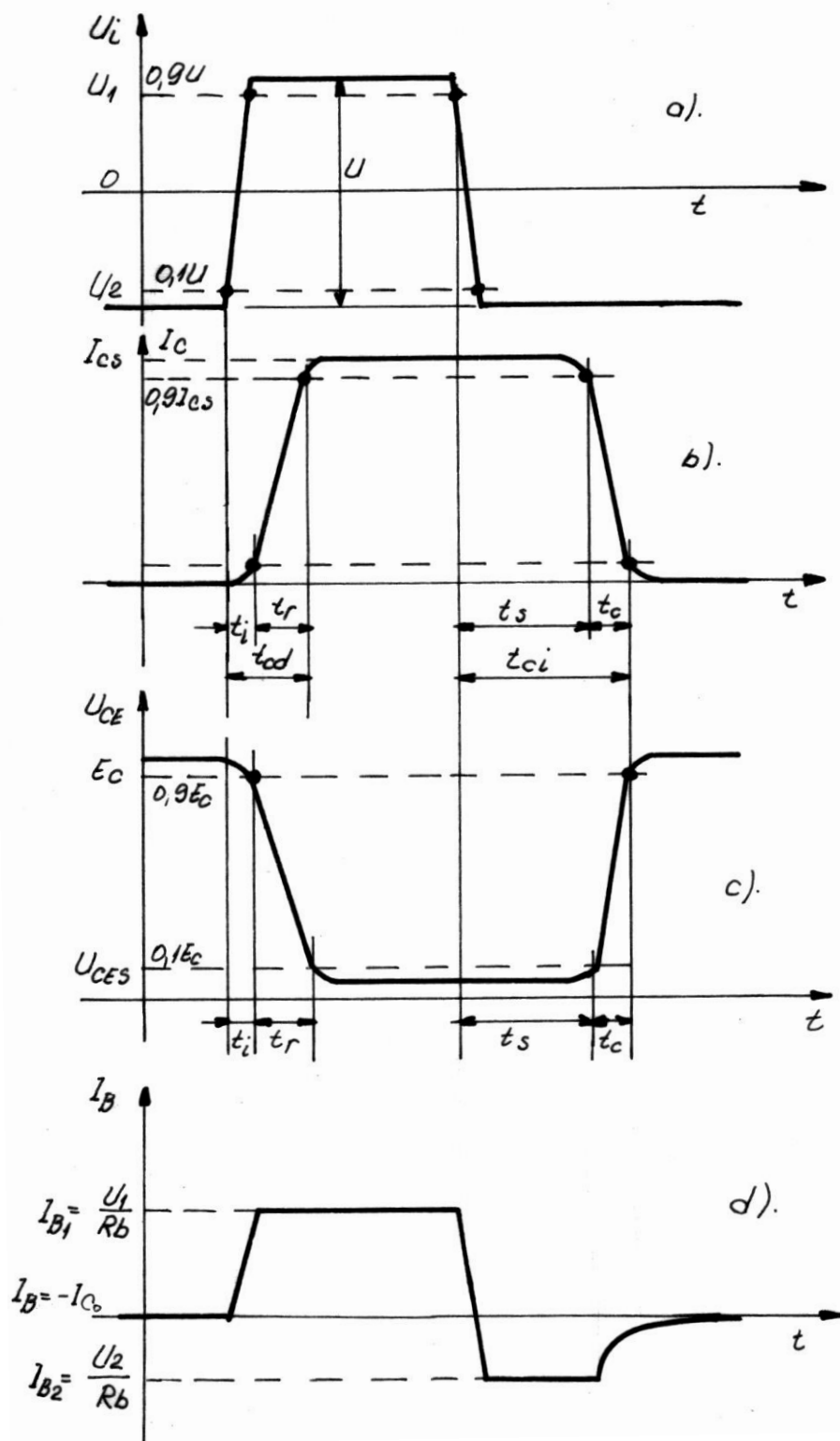
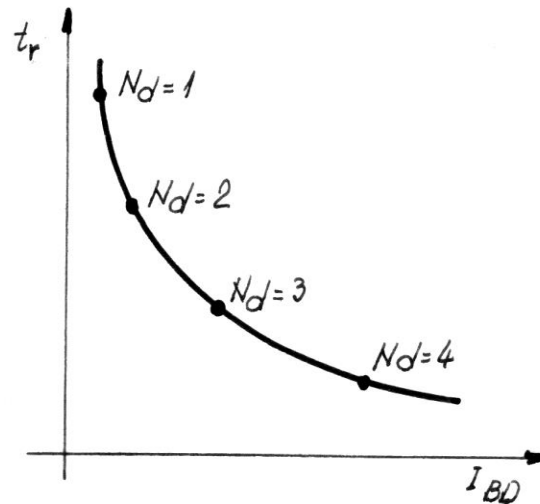


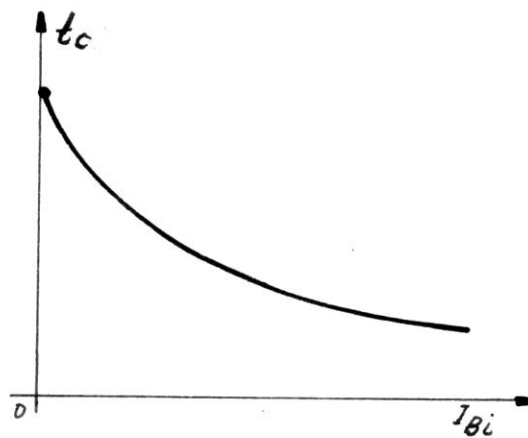
Figura 5.33

Dependenta timpilor

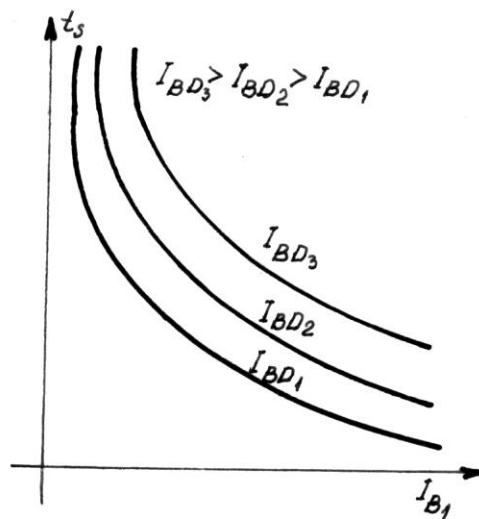
- Timpul de intirziere t_i tinde spre valori minime daca U_2 (tensiunea V_{be} de blocare) se apropie de valoarea lui V_{beT} (tensiune BE de prag);
- Timpul de ridicare t_r tinde spre valori minime cu cit curentul de baza direct(I_{BD} notat in figura cu I_{B1}) are valori mai mari. Dependenta t_r fata de I_{BD} se arata in figura urmatoare: $t_r = f(I_{BD})$



- Unde N_d reprezinta un multiplicator a curentului de baza(ex $N_d=1$ corespunde situatiei limita cind inca se indeplineste conditia $I_B \beta = I_C$). **Deci t_r este invers proportional cu I_{BD} .**
- Timpul de cadere(t_c) tinde spre valori minime ,daca curentul de blocare a tranzistorului numit curent de baza invers I_{BI} (si notat in figura 5.33 cu I_{B2}) este mai mare. **Adica t_c este invers proportional cu I_{BI}** In figura de mai jos se reprezinta $t_c = f(I_{BI})$



- Timpul de saturare, cel mai mare ca valoare dintre toti timpii unui transistor bipolar, notat cu t_s , creste ca durata cu valoarea curentului de baza direct (I_{BD}) si scade cu cresterea curentului de baza invers (I_{BI}). In figura de mai jos se vede aceasta dependent.



Deci t_s este direct proportional cu I_{BD} si invers proportional cu I_{BI}

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 grafi 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

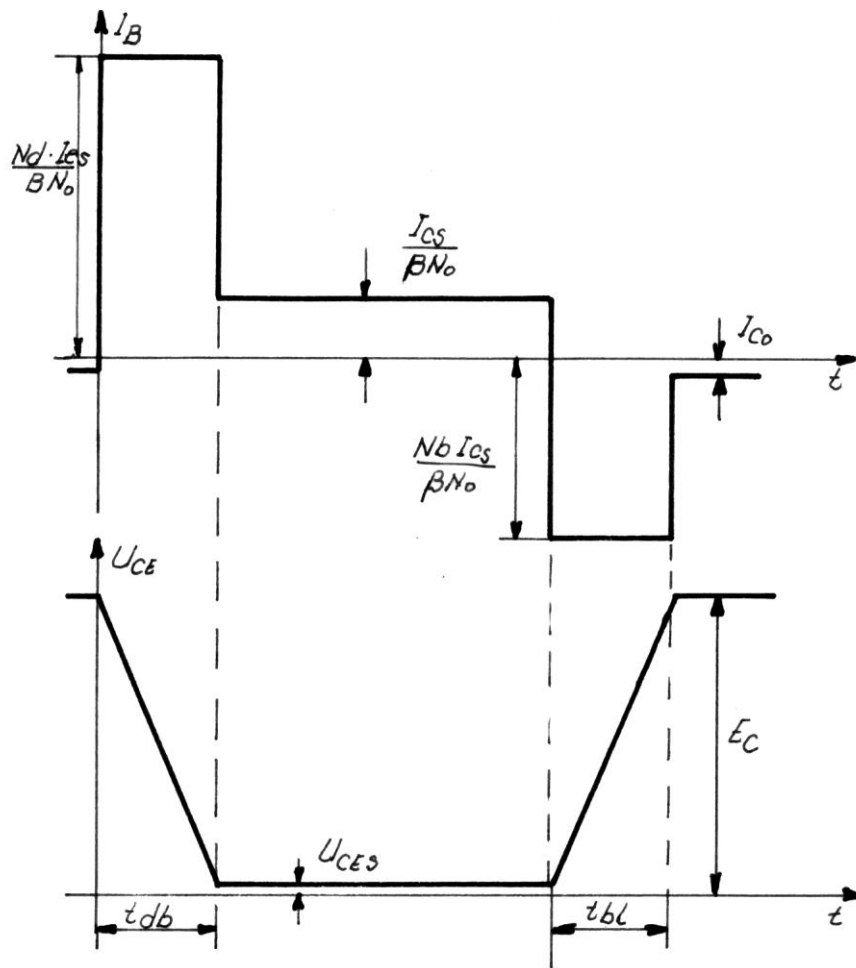


Figura 5.46

Pe durata deblocării tranzistorului se impune comanda acestuia cu un curent de bază direct mare (supra-acționare 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 existența 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.

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} .

Capacitatea de accelerare C_a

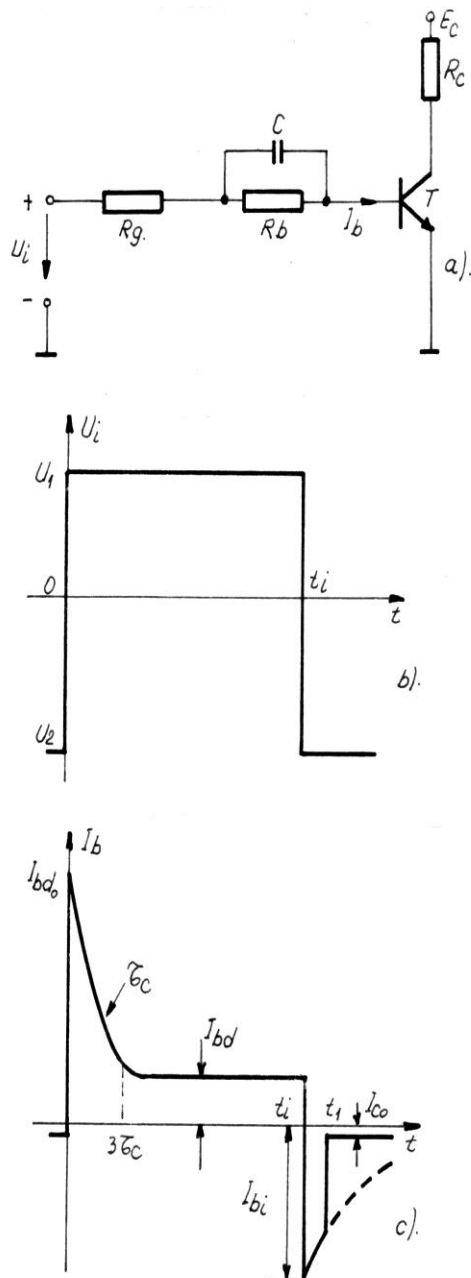


Figura 5.47

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.

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.

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)

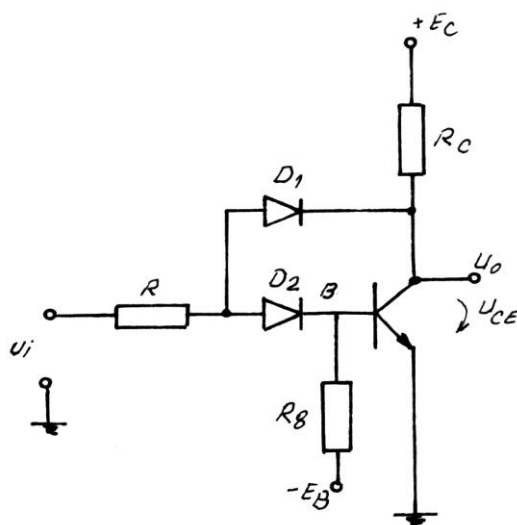


Figura 5.48

- 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.

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:

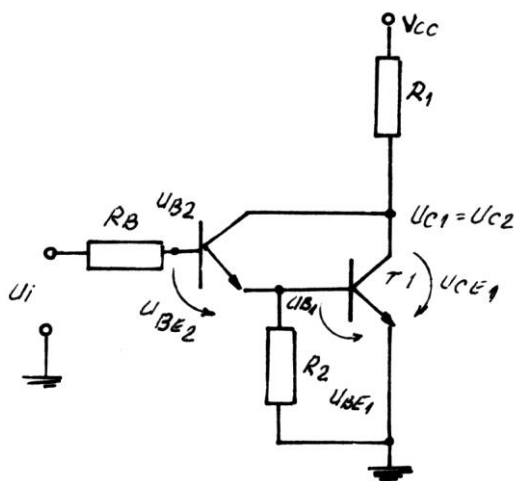


Figura 5.49

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

și

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

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

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

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.

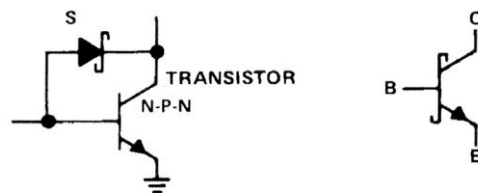


Figura 5.50

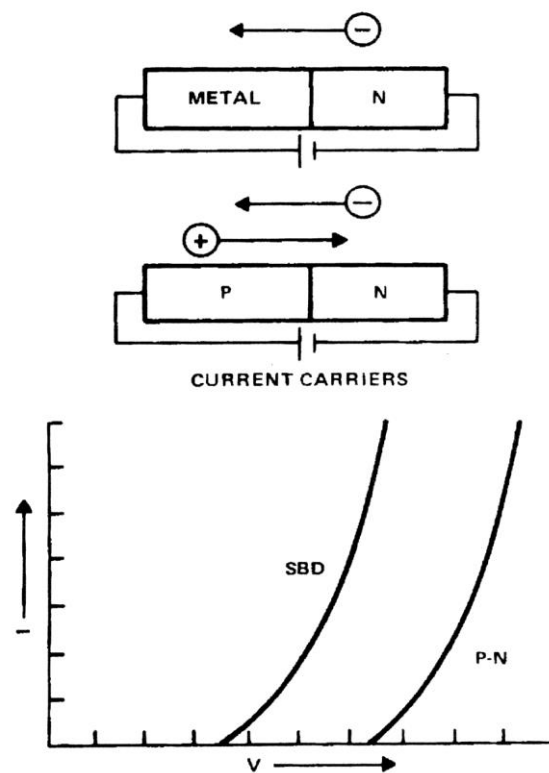


Figura 5.51

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.