

LUCRAREA NR.19

COMUTAREA TRANZISTORULUI BIPOLAR

1. Scopul lucrării : se studiază regimul de comutare al tranzistorului bipolar, se măsoară timpii de comutare directă și inversă, precum și influența diferitelor elemente ale schemei asupra acestora ; se studiază eficiența unor scheme de accelerare a comutării și de evitare a intrării în saturație a tranzistorului.

2. Regimul de comutare al unui tranzistor bipolar constă din trecerea lui din starea de blocare în starea de conducție - în regiunea activă normală sau în saturație - și invers.

În starea de blocare, ambele joncțiuni ale tranzistoarelor sunt polarizate invers ; prin tranzistor circulă curenții I_{cbo} și I_{ceo} (în conexiunea EO), de obicei, neglijabili pentru tranzistoarele din siliciu, astfel încât tensiunile la bernele tranzistoarelor blocate sunt determinate numai de elementele circuitului exterior acestora.

În starea de conducție, tranzistorul are joncțiunea bază-emitter polarizată direct iar joncțiunea colector-bază este fie blocată (în cazul funcționării în regiunea activă normală) fie polarizată direct (în cazul în care tranzistorul funcționează la saturație). Funcționarea tranzistorului în saturație, în circuitele de comutație, prezintă avantaje, precum realizarea unui coeficient bun de utilizare a tensiunii de alimentare, putere disipată mică pe tranzistor, stabilitatea a tensiunii de ieșire, dar are și dezavantajul unui timp de comutare inversă mai mare, datorită sarcinilor stocate suplimentar în bază.

Condiția de funcționare în saturație a unui tranzistor bipolar este ca și joncțiunea colector-bază a tranzistorului să fie polarizată direct, ceea ce, pentru circuitul din fig.19.1 devine :

$$I_{B1} > I_{BS} = \frac{I_{C \text{ sat}}}{\beta} \quad (19.1)$$

unde I_{BS} este curentul de bază la saturație incipientă iar I_{B1} este curentul direct prin baza tranzistorului.

În saturație, tranzistorul este caracterizat prin tensiunea bază-emiter, V_{BE} , de circa 0,7 - 0,9 V (în funcție de curentul de emiter) și prin tensiunea de colector de saturație, V_{cesat} , de circa 0,1 - 0,3 V (în funcție de curentul de colector), neglijabilă.

Tensiunile pe joncțiuni fiind foarte mici sau, oricum, cunoscute, pentru un tranzistor bipolar saturat, curenții prin el sînt determinați de elementele circuitului exterior. Se adaugă și relația : $I_E = I_B + I_C$.

În regiunea de saturație, tranzistorul este caracterizat și prin gradul de saturație :

$$n = \frac{I_{B1} - I_{BS}}{I_{BS}} \quad (19.2)$$

3. Întîrzierea, la comutarea dintr-o stare în alta, a tranzistorului, este determinată atât de fenomenele de acumulare a sarcinii de purtători în baza tranzistorului, caracterizate prin constantele de timp τ_n (constanta de timp de viață a electronilor minoritari în exces în bază) și τ_p (constanta de timp de stocare) cît și de capacitățile de barieră ale joncțiunilor tranzistorului, C_{be} , ce contează cînd tranzistorul este blocat, respectiv C_{bc} ce contează și cînd tranzistorul este deschis, în regiunea activă normală (în special, la rezistențe de colector de valoare mare).

Pentru tranzistorele de comutație, se iau măsuri tehnologice pentru micșorarea constantelor de timp τ_n și τ_p (crearea unor centri de recombinare suplimentari prin depozare cu atomi de aur, ce

concentrații mari de impurități) și a capacităților de barieră (suprafețe mici ale joncțiunilor). Rezultă curenți reziduali ai joncțiunilor de valoare mică și, deci, tensiuni directe pe joncțiuni deschise de valori mai mari (circa 0,7 - 0,9 V); de asemenea, factorul de curent al tranzistorului, β_0 , va avea valori relativ mici, de circa 30 - 50, avînd în vedere recombinarea favorizată a purtătorilor minoritari în bază.

4. Regimul de comutare al tranzistorului bipolar se poate studia pe circuitul echivalent din fig.19.1, unde rezistența R_c limitează curentul de colector al tranzistorului, ceea ce permite să obținem regimul de saturație. Curenții I_{B1} (direct) și I_{B2} (invers) depind de configurația circuitului exterior și de tensiunea bază-emitor, V_{BE} , a tranzistorului, la fel ca și curentul de colector al tranzistorului, $I_C = I_{Csat}$.

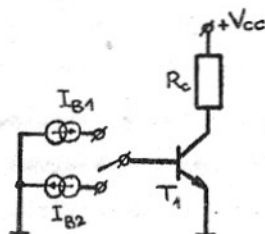


Fig. 19.1

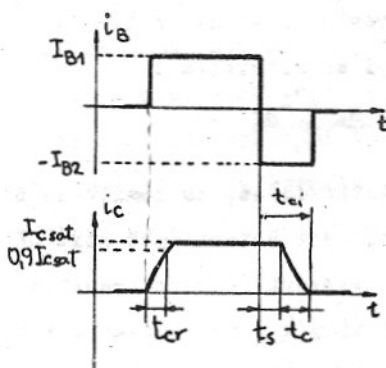


Fig. 19.2

Formele de undă ale curenților de bază și de colector sînt reprezentate în fig.19.2; așa cum se observă, la comutarea inversă, prin baza tranzistorului, se stabilește un curent invers ($-I_{B2}$) care există atît timp cît mai există sarcină de purtători minoritari stocată în baza tranzistorului.

Pentru circuitul testat, din fig.19.6, se scrie curenții :

$$I_{B1} = \frac{V_E - V_{BE}}{R_1 + P} - \frac{V_{BE} + V_{BB}}{R_2} \quad (19.3)$$

$$I_{B2} = \frac{V_{BE}}{R_1 + R} + \frac{V_{BE} + V_{BB}}{R_2} \quad (19.4)$$

$$I_{Csat} = \frac{V_{CC}}{R_C} \quad (19.5)$$

S-au neglijat căderile de tensiune de pe rezistențele r_b și r_e folosite pentru măsurarea curenților respectivi.

5. Comutarea directă este caracterizată, pe de o parte, printr-un timp de întârziere, t_i , determinat de încărcarea capacității parazite de intrare a tranzistorului blocat și prin timpul de difuzie al purtătorilor minoritari de la emiter la colector (foarte mic), nerepresentat în fig. 19.2 și, pe de altă parte, prin timpul de creștere care, dedus din ecuațiile metodei sarcinii pentru regim tranzitoriu, se calculează cu relațiile :

- pentru comutarea în regiunea activă normală :

$$t_{or} = 2,3 \tau_n \quad (19.6)$$

- pentru comutarea în regiunea de saturație :

$$t_{or} = \tau_n \ln \frac{1}{1 - \frac{0,9 I_{BS}}{I_{BI}}} \quad (19.7)$$

Se remarcă dependența timpului de comutare directă ($t_{od} = t_i + t_{or} \approx t_{or}$) de gradul de saturație al tranzistorului.

6. Comutarea inversă a tranzistorului din regiunea de saturație este caracterizată prin timpul de stecare, ce se poate calcula cu relația :

$$t_s = \tau_n \ln \frac{I_{BI} + I_{B2}}{I_{BS} + I_{B2}} \quad (19.8)$$

și prin timpul de cădere, dat de relația :

$$t_c = \tau_n \ln \left(1 + \frac{I_{BS}}{I_{B2}} \right) \quad (19.9)$$

Observație : dacă $\tau_n \approx \tau_p$, atunci se obține :

$$t_{cl} = t_s + t_c = \tau_n \ln \left(1 + \frac{I_{BI}}{I_{B2}} \right) \quad (19.10)$$

relație care, fiind independentă de I_{BS} , arată că timpul de comu-

tare inversă depinde de cantitatea de sarcină totală stocată în baza tranzistorului (proporțională cu I_{B1}) și de curentul de bază invers (I_{B2}) care elimină sarcina din bază.

7. Pentru micșorarea timpilor de comutare ai unui tranzistor bipolar, se poate folosi o schemă de accelerare a comutării ca în fig.19.3.

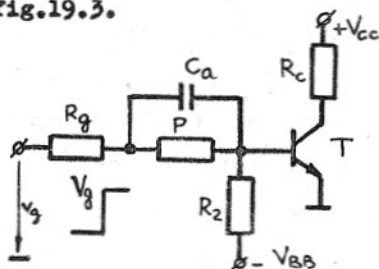


Fig. 19.3

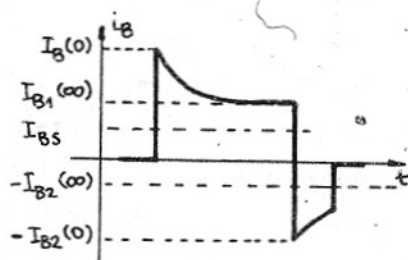


Fig. 19.4

La aplicarea saltului pozitiv al tensiunii de intrare, se obține un curent de bază de valoare mare (capacitatea se comportă ca un scurt circuit pe frontul impulsului) :

$$I_{B1}(0) = \frac{V_g - V_{BE} - V_{Co}^I}{R_1} - \frac{V_{BE} + V_{BB}}{R_2} \quad (19.11)$$

cu : $V_{Co}^I = \frac{P \cdot V_{BB}}{R_1 + R_2 + P}$, care asigură un timp de creștere foarte mic, dar care scade în timp, astfel că, valoarea de regim staționar :

$$I_{B1}(\infty) = \frac{V_g - V_{BE}}{R_1 + P} - \frac{V_{BE} + V_{BB}}{R_2} \quad (19.12)$$

să asigure saturarea tranzistorului cu un grad de saturație cât mai mic ($1 \div 2$), aproape de saturație incipientă.

La aplicarea saltului negativ al tensiunii de intrare, se obține un curent, $I_{B2}(0)$, de valoare foarte mare :

$$I_{B2}(0) = \frac{V_{BE} + V_{Co}^n}{R_1} + \frac{V_{BE} + V_{BB}}{R_2} \quad (19.13)$$

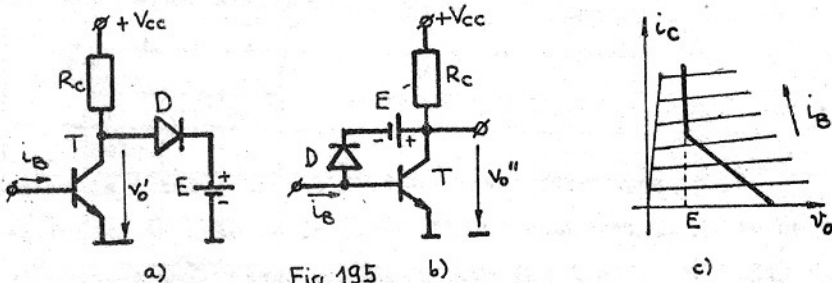
cu : $V_{Co}^n = \frac{P(V_g - V_{BE})}{R_1 + P}$, care asigură timpi de stocare și de cădere de valori mici.

După aplicarea saltului de tensiune la intrare, capacitatea de accelerare începe să se încarce (descarce), ceea ce duce la mic-

gerarea curenților de bază (în valoare absolută) așa cum se vede și în fig.19.4.

8. Eliminarea timpului de stecare, care reprezintă o întârziere netă între impulsul de comandă și răspunsul circuitului, se face prin utilizarea unor circuite de evitare a intrării în saturație, care au și proprietatea de a menține la ieșire o tensiune mică, fixă, independentă de parametrii tranzistorului.

În fig.19.5 sînt reprezentate circuite care folosesc metoda sarcinii neliniare (a), ineficientă, din cauza curențului mare ce circulează prin tranzistor și diodă, respectiv metoda reacției negative neliniare prin care, prin diodă, se deviază surplusul de curent de intrare de comandă.(fig.19.5.b).



Idealizînd caracteristicile diodelor în conducție directă, caracteristica dinamică în planul I_C , V_{CE} al caracteristicilor statice ale tranzistorului va fi ca în fig.19.c. Presupunînd că $V_D = V_{BE}$, pentru cazul în care dispozitivele respective sînt deschise, se obțin valorile :

$$V_o' = V_D + E \quad \text{pentru fig.19.5.a ;}$$

$$V_o'' = E - V_D + V_{BE} = E \quad \text{pentru fig.19.5.b.}$$

DESPASURAREA LUCRĂRII

1. Se identifică montajul din fig.19.6. Se alimentează cu $V_{CC} = 10 \text{ V}$ (la borna 2) și cu $V_{BE} = 3 \text{ V}$ (la borna 3) și se aplică

la intrare (berna 4) impulsuri pozitive de amplitudine $V_g = 5\text{ V}$ și cu durată și perioada suficient de mari (μsec). Curentul de colector se vizualizează la bornele rezistenței r_c (berna 5, față de masă, pe intrarea de alternativ a osciloscopului). Curentul de bază se vizualizează pe rezistența r_b (între bernele 7 și 8) cu un osciloscop cu intrare diferențială. Tensiunea de ieșire se vizualizează pe colector (berna 6), pe intrarea de curent continuu a osciloscopului.

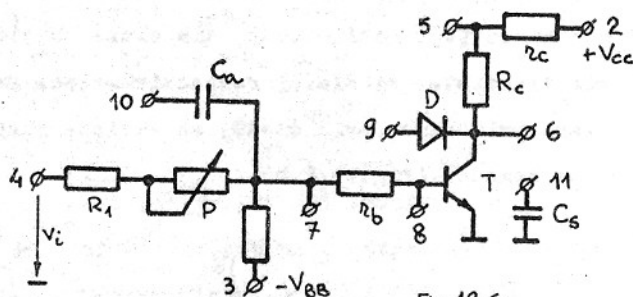


Fig. 19.6

2. Se reglează potențiometrul P astfel încât să se realizeze comutarea în regiunea activă normală. Se măsoară timpul de creștere (până la 0,9 din valoarea finală a curentului de colector) și se calculează constanta de timp de viață a purtătorilor minoritari în exces din bază : $\tau_n = t_{cr}/2,3$.

Se măsoară valoarea finală a curentului de colector și valorile curenților de bază ; se măsoară timpul de cădere și se verifică cu valoarea calculată cu relația (19.9) în care I_{BS} se înlocuiește cu I_{B1} .

3. Se reglează potențiometrul P astfel încât să se realizeze comutarea directă la limita de intrare în saturație a tranzistorului (cînd $t_s = 0$) ; măsurînd I_{Csat} și $I_{B1} = I_{BS}$, rezultă factorul de curent al tranzistorului. β_0 (dacă nu se poate măsura curentul de bază, se va lua pentru β_0 valoarea dată în anexă pentru tranzistorul folosit).

4. Se trece potențiometrul P pe poziția minimă (scurt circuitat). Se calculează curenții prin tranzistor cu relațiile (19.3), (19.4) și (19.5). Se studiază influența amplitudinii impulsului de comandă, V_g și a tensiunii de blocare, V_{BB} , asupra timpilor de comutare ai tranzistorului, completînd tabelul 1. Timpii de comutare se calculează cu relațiile (19.6), (19.7), (19.8) și (19.9) luînd $\tau_s = \tau_n$, iar măsurarea lor se face pe curentul de colector.

Se fixează, pentru măsurările ulterioare, $V_{BB} = 3 \text{ V}$, $V_g = 5 \text{ V}$.

Tabelul 1

V_{BB}	V		0		3		6		3 3	
V_g	V		3	5	3	5	3	5	5	5
t_{or}	μs	calc.								
		măs.								
t_s	μs	calc.								
		măs.								
t_o	μs	calc.								
		măs.								

5. Se vizualizează curenții de bază și de colector precum și tensiunea de ieșire a circuitului ; se desenează formele de undă și se compară cu cele teoretice pentru o comutare în regiunea activă normală și pentru o comutare în regiunea de saturație.

6. Se menține perioada constantă și se micșorează durata impulsului pozitiv de comandă. Se notează valoarea la care timpul de stocare începe să se micșoreze și apoi se va determina constanta de timp de stocare (aproximativ).

7. În condițiile nominale, se cuplează capacitatea C_g la ieșirea tranzistorului și se vizualizează tensiunea de ieșire și curentul prin rezistența r_o (este diferit de curentul de colector al

tranzistorului 1). Se măsoară timpii de comutație, considerind ca mărime de ieșire tensiunea din colectorul tranzistorului.

8. Se cuplează circuitul de accelerare și se vizualizează formele de undă ale curenților de bază și de colector și ale tensiunii de ieșire. Pentru o poziție intermediară a potențiometrului P_0 se măsoară timpii de comutare și se trec în tabel. Se constată, calitativ, efectul potențiometrului asupra timpilor de comutare.

9. Se realizează, pe rând, cele două circuite de evitare a intrării în saturație. Se constată ineficiența metodei cu sarcină neliniară. Pentru circuitul din fig.19.5.b, se aplică impulsuri de comandă și se vizualizează tensiunea de la ieșire și curentul prin rezistența r_0 ; se măsoară timpii de comutare cu și fără diodă și se compară rezultatele. Se va lua $E = 2 \text{ V}$.

Se calculează curenții prin tranzistor (I_C și I_B) pentru $P = 0$ cu și fără circuit de evitare a intrării în saturație a tranzistorului.