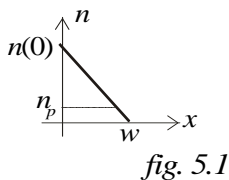


## Cursul 05

### COMPORTAREA TRANZISTORULUI ÎN REGIM TRANZITORIU

#### 03.3.2 Ecuțiile metodei sarcinii

Pentru a determina timpii de comutare se folosesc mai multe metode. Metoda sarcinii este o metodă nu foarte precisă, dar cu rezultate foarte apropiate de cele reale. Ea presupune existența unor relații simple și directe între sarcina acumulată în baza tranzistorului și curenții prin tranzistor—fig.5.1.



Notăm cu  $Q$  sarcina purtătorilor minoritari din bază. Dacă se pornește de la ecuația de continuitate, prin integrare pe toată lungimea bazei, va rezulta relația:

$$\frac{dQ}{dt}(t) + \frac{Q(t)}{\tau_n} = i_B(t) , \quad (1)$$

unde:

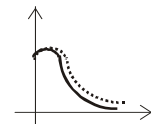
- $i_B(t)$  este curentul total din bază, determinat de circuitul exterior tranzistorului;
- $\frac{Q(t)}{\tau_n}$  este componenta de recombinare a curentului din bază;
- $\frac{dQ(t)}{dt}$  reprezintă viteza de variație a sarcinii din bază.

La un tranzistor de comutație  $\tau_n$  trebuie să fie cât mai mic. Emitorul este mult mai puternic dopat decât baza  $\Rightarrow$  curentul de bază e practic dat numai de curentul de recombinare. În bază curentul va fi dat de difuzia purtătorilor mobili.

Dacă considerăm că în regim staționar sarcina din bază este constantă în timp, rezultă că:  $i_B(t) = \frac{Q}{\tau_n}$ . În RAN în regim staționar avem  $i_C = \beta_0 i_B = \beta_0 \frac{Q}{\tau_n} = \frac{Q}{\tau_c}$  unde  $\tau_c = \frac{\tau_n}{\beta_0}$ .

Se admite că și atunci când  $Q(t)$  și  $i_B(t)$  sunt variabile în timp avem aceeași relație:

$$i_C(t) = \beta_0 \frac{Q(t)}{\tau_n} , \quad (2)$$



Ecuțiile (1) și (2) se numesc ecuațiile metodei sarcinii.

fig. 5.2

O altă formă de a scrie aceste ecuații este:

$$Q(t) = \frac{\tau_n}{\beta_0} i_C(t) \Rightarrow \tau_n \frac{di_C(t)}{dt} + i_C(t) = \beta_0 i_B(t) .$$

Aceste relații sunt valabile doar atunci când presupunem că  $i_B$  este folosit tot prin asigurarea recombinărilor și pentru modificarea distribuției (nu se ține seama de capacitățile de barieră ale joncțiunilor).

Distribuția purtătorilor minoritari din bază are două componente: una după intrare în saturație curentul este constant și egal cu curentul de la saturația incipientă, iar  $i_c$  este panta saturației globale.

La saturație injecția de electroni din emitor și din colector este cea din *fig.5.3*. Emitorul va injecta și el electroni astfel încât panta rezultată să fie cea de la saturația incipientă.

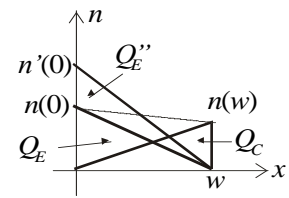


fig. 5.3

Notăm sarcina din bază acumulată până la saturație incipientă cu  $Q_{SI}$  iar sarcina acumulată suplimentar, în exces, după saturația incipientă cu  $Q_S$  (suprafața hașurată în *fig.5.4*).

Din punct de vedere al regimului tranzitoriu, vom avea următoarele relații:

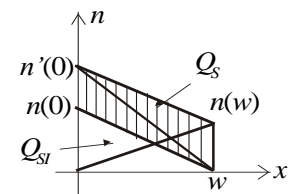


fig. 5.4

$$\text{- pentru zona de RAN } (Q < Q_{SI}): \quad \frac{dQ}{dt}(t) + \frac{Q(t)}{\tau_n} = i_B(t) \text{ și } i_C(t) = \beta_0 \frac{Q(t)}{\tau_n},$$

$$\text{- pentru zona de SAT } (Q > Q_{SI}): \quad \frac{dQ_S}{dt}(t) + \frac{Q_S(t)}{\tau_s} + \frac{Q_{SI}(t)}{\tau_n} = i_B(t) \text{ și } i_C = i_{C\text{sat}}.$$

Trecerea tranzistorului din starea de blocare în una din stările de conducție se numește *comutare directă*.

Trecerea tranzistorului dintr-o stare de conducție în starea de blocare se numește *comutație inversă*.

### 03.3.3 Comutarea directă și inversă a inversorului cu tranzistor bipolar

Se consideră schema electrică a inversorului din *fig.5.5*. Folosind teorema lui Thévenin circuitul se simplifică devenind ca în *fig.5.6* unde  $u_i' = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_i$  și

$v_g' = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_g$ . În *fig.5.7* avem capacitatea medie de intare aproximativ egală cu suma capacităților celor 2 joncțiuni (BE și BC)  $\tilde{C}_i \approx C_{BE} + C_{BC} \Rightarrow \tau_1 = (R_1 \parallel R_2) \tilde{C}_i$   
 $\Rightarrow v_{BE}(t) = v_g' (1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}})$ .

Notăm cu  $t_{\text{int}}$  timpul de întârziere la intarea în conducție a tranzistorului și  $V_{BE0}$  tensiunea la care începe să conducă  $\Rightarrow t_{\text{int}} = \tau_1 \ln \frac{V_g'}{V_g' - V_{BE0}} = \tau_1 \ln \frac{1}{1 - \frac{V_{BE0}}{V_g'}}$ .

În continuare, joncțiunea emitor-bază rămâne deschisă, tensiunea directă a joncțiunii mai crește până la valoarea  $U_{BE} = 0.7 \text{ V}$ , prin joncțiune circulă un curent de bază direct:

$i_B = \frac{V'_g - V_{BE}}{R_1 \parallel R_2}$ .  $t$  este timpul față de ultima modificare semnificativă, deci mutăm sistemul de

axe. Avem:  $\tau_n \frac{dQ}{dt}(t) + Q(t) = \tau_n i_B$  cu  $Q(0) = 0$ ,  $Q(\infty) = \tau_n i_B$ ,

rezultă  $Q(t) = \tau_n i_B (1 - e^{-\frac{t}{\tau_n}})$  și  $i_C(t) = \beta_0 i_B (1 - e^{-\frac{t}{\tau_n}})$ .

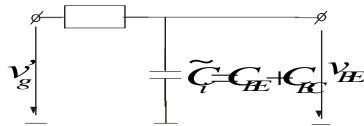
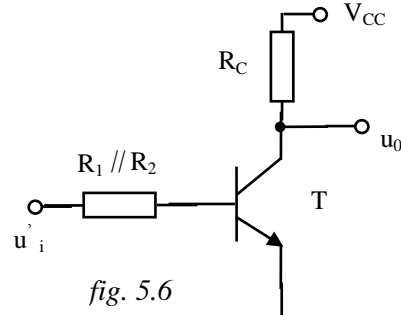
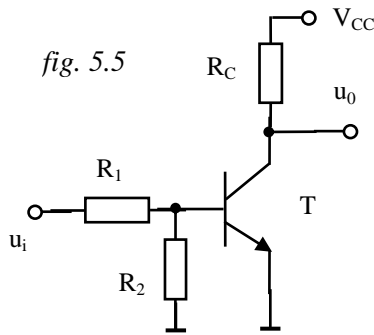


fig 5.7

Dacă se ține cont de capacitatea de barieră a jonctiunii BC, curentul de bază  $i'_B$  care contribuie efectiv la modificarea sarcinii în exces din bază este:  $i'_B = i_B - C_{BC} \frac{dv_{BC}}{dt}$ ,

unde  $v_{BC} = -v_{CB} = -(V_{CC} - R_C i_C - V_{BE}) \Rightarrow \frac{dv_{BC}}{dt} = R_C \frac{di_C}{dt} \Rightarrow i'_B = i_B - R_C C_{BC} \frac{di_C}{dt}$ .

Dar  $\tau_n \frac{di_C}{dt}(t) + i_C(t) = \beta_0 i'_B \Rightarrow (\tau_n + \beta_0 R_C C_{BC}) \frac{di_C}{dt} + i_C(t) = \beta_0 i_B$ .

Notăm  $\tau_n + \beta_0 R_C C_{BC} = \tau'_n \Rightarrow Q(t) = \tau'_n i_B (1 - e^{-\frac{t}{\tau'_n}}) \Rightarrow i_C(t) = \beta_0 i_B (1 - e^{-\frac{t}{\tau'_n}})$

cu  $i_C(0) = 0$  și  $i_C(\infty) = \beta_0 i_B$ .

Notăm  $t_{cr}$  timpul de creștere (curentul de colector ajunge până la 0.9 din valoarea sa finală):  $i_C(t_{cr}) = 0,9 \cdot i_{C_{sat}}$ , unde  $i_{C_{sat}} = \frac{V_{CC} - V_{CE_{sat}}}{R_C} \approx \frac{V_{CC}}{R_C}$  deoarece  $V_{CE_{sat}} \approx 0,1$  V.

$$t_{cr} = \tau'_n \ln \frac{\beta_0 i_B}{\beta_0 i_B - 0,9 i_{C_{sat}}} = \tau'_n \ln \frac{1}{1 - 0,9 \frac{i_{C_{sat}}}{\beta_0 i_B}} = \tau'_n \ln \frac{1}{1 - 0,9 \frac{i_{BS1}}{i_B}} = \tau'_n \ln \frac{1}{1 - \frac{0,9}{n'}}$$

unde  $n'$  este factorul de comandă. Dacă acesta este suficient de mare rezultă  $t_{cr} \cong \frac{0,9\tau_n'}{n'}$ .

În cazul în care curentul de bază direct este mai mic decât curentul de bază de saturație incipientă (comutarea se sfârșește în RAN), atunci timpul de creștere se poate calcula cu relația:

$$t_{cr} \cong 2,3\tau_n \text{ sau } t_{cr} \cong 2,3\tau_n'$$

Procesul de comutare directă continuă și după saturarea tranzistorului întrucât în baza acestuia se acumulează sarcină suplimentară cu cât gradul de saturație este mai mare. La saturație incipientă:

$$Q_{SI} = \tau_n i_{BSI} \text{ unde } i_{BSI} = \frac{i_{C\text{ sat}}}{\beta_0}.$$

Considerând originea timpului în momentul saturației tranzistorului pentru sarcina suplimentară vom avea relația:

$$\frac{dQ_S}{dt}(t) + \frac{Q_S(t)}{\tau_s} + \frac{Q_{SI}(t)}{\tau_n} = i_B \text{ sau } \tau_s \frac{dQ_S}{dt}(t) + Q_S(t) = \tau_s(i_B - i_{BSI})$$

cu condițiile  $Q_S(0) = 0$ ,  $Q_S(\infty) = \tau_s(i_B - i_{BSI}) = nQ_{SI} \Rightarrow Q_S(t) = \tau_s(i_B - i_{BSI})(1 - e^{-\frac{t}{\tau_s}})$ , unde

$\tau_s$  este timpul de viață la saturație și se calculează cu o relație semiempirică  $\tau_s \approx \frac{\tau_n}{1 + \beta_0(1 - \gamma)}$  unde  $\gamma$  este eficiența emitorului.

La comutare inversă, în bază este acumulată sarcină și, ca urmare, va exista, în continuare, curent de colector și deci și o cădere de tensiune directă pe joncțiunea BE.

Notăm cu  $i_{B0} = -\frac{V_{BE}}{R_1 \parallel R_2}$  curentul de bază invers și cu  $t_s$  timpul de stocare. Mutăm din nou originea timpului și avem:

$$\frac{dQ_S}{dt}(t) + \frac{Q_S(t)}{\tau_s} + \frac{Q_{SI}(t)}{\tau_n} = i_{B0} \text{ sau } \tau_s \frac{dQ_S}{dt}(t) + Q_S(t) = \tau_s(i_{B0} - i_{BSI})$$

cu condițiile  $Q_S(0) = \tau_s(i_B - i_{BSI})$ ,  $Q_S(\infty) = \tau_s(i_{B0} - i_{BSI})$

rezultă expresia  $Q_S(t) = \tau_s(i_{B0} - i_{BSI}) + \tau_s(i_B - i_{B0})(1 - e^{-\frac{t}{\tau_s}})$ ,

de unde din anularea sarcinii în exces  $Q_S(t_s) = 0$  rezultă  $t_s = \tau_s \ln \frac{(i_{B0} - i_B)}{(i_{B0} - i_{BSI})}$ .

După eliminarea sarcinii stocate în exces (ieșirea din zona de saturație), se intră în RAN, se mută iar originea timpului și vom avea relația:

$$\tau_n' \frac{di_C}{dt} + i_C(t) = \beta_0 i_{B0}, \text{ cu condițiile } i_C(0) = i_{C\text{ sat}}, i_C(\infty) = \beta_0 i_{B0},$$

rezultă:  $i_C(t) = \beta_0 i_{B0} + \beta_0 (i_{BS1} - i_{B0}) e^{-\frac{t}{\tau_s}}$ .

Timpul de cădere se determină din condiția:  $i_C(t_{cad}) = 0$ , rezultă  $t_{cad} = \tau_n \ln \frac{i_{B0} - i_{BS1}}{i_{B0}}$ .

Se notează cu  $t_{cd}$  timpul de comutare directă și cu  $t_{ci}$  timpul de comutare inversă  $\Rightarrow$   
 $t_{cd} = t_{int} + t_{cr}$  și  $t_{ci} = t_s + t_{cad}$ .

### 03.3.4 Scheme pentru evitarea intrării în saturație

Timpul de stocare, fiind componentă a timpului de propagare al porților logice care conțin tranzistoare bipolare ce funcționează în regim de saturație, este de dorit să fie cât mai mic, dacă se poate eliminat. De aceea funcționarea în zona de saturație trebuie să se facă la limita saturației incipiente pentru a putea beneficia de avantajele oferite de această regiune și anume de nivele logice bine separate și stabile și de putere disipată mică pe tranzistor.

Soluția pentru reducerea timpului de stocare constă în utilizarea unei reacții negative neliniare realizate cu o diodă și o tensiune de fixare suplimentară (ca în fig.5.9).

Pentru valori mici ale curentului de bază, dioda D este blocată datorită căderii foarte mici de tensiune pe rezistența din colector și, deci, a unei tensiuni de ieșire ridicate. Punctul static de funcționare se găsește pe dreapta statică în imediata apropiere a zonei de blocare. La creșterea curentului de intrare, tensiune de ieșire scade și dioda se va deschide pentru:

$$u_0 = U_{BE} + E - U_D \approx E > U_{CES1}$$

$\Rightarrow$  tranzistorul nu mai intră în saturație  $\Rightarrow$  dispare  $t_s$  iar  $i_C = \alpha_0 i_E = \alpha_0 (I_i + \frac{V_{CC} - E}{R_C}) \approx i_{C_{sat}}$ .

De obicei, în practică, se folosesc diode Schottkey ca în fig.5.10 deoarece căderea de tensiune pe o astfel de diodă este de 0.2÷0.3 V iar timpul de conectare este mult mai mic decât la o diodă normală (sub 1 ns), Un astfel de montaj este echivalent cu un tranzistor Schottkey.

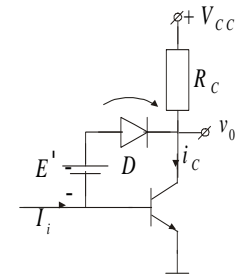


fig. 5.9

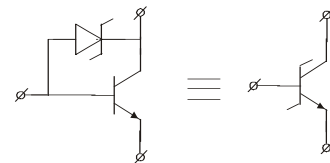


fig 5.10

### 03.3.5 Comutarea inversorului cu tranzistor bipolar lucrând pe sarcină capacitivă

Sarcina pe care o poate avea o poartă logică nu este întotdeauna pur rezistivă, ci poate fi neliniară sau poate avea o componentă capacitivă reprezentată de capacitatea de intrare echivalentă a circuitelor comandate la care se adaugă capacitatea de ieșire a circuitului în cauză și capacitatea parazită a tuturor conexiunilor, toate neliniare și distribuite.

Pentru a putea analiza modul în care o sarcină capacitivă poate influența regimul tranzitoriu al inversorului cu tranzistor bipolar vom presupune pentru inversorul comandat în tensiune un model de tranzistor ideal la care timpii de viață  $\tau_s$  și  $\tau_n$  sunt 0 la fel ca și capacitățile de barieră ale joncțiunilor). Schema de bază din *fig.5.11* poate fi simplificată cu teorema lui Thévenin rezultând circuitul din *fig.5.12*, unde  $i'_B = \frac{V'_g - V_{BE}}{R_1 \parallel R_2}$ .

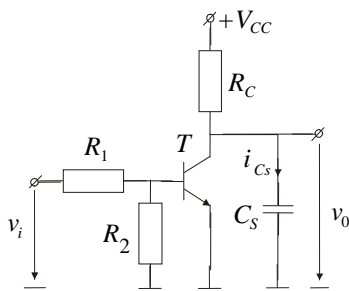


fig. 5.11

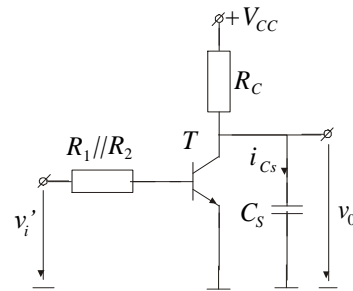


fig. 5.12

În *fig.5.13* este prezentată schema prin care capacitatea  $C_s$  se descarcă. Și acest circuit poate fi echivalat Thévenin rezultând circuitul din *fig.5.14*, unde  $V_{echiv} = V_{CC} - \beta_0 i_B R_C$  iar  $\tau = R_C C_S$ . Durata frontului scăzător se determină din condiția:  $u_o(t_f^-) = U_{CEsat} = 0$ , rezultă:

$$t_f^- = \tau \ln \frac{\beta_0 i_B R_C}{\beta_0 i_B R_C - V_{CC}} = \tau \ln \frac{1}{1 - \frac{V_{CC}}{\beta_0 i_B R_C}}$$

$$\text{și } i_{C_{sat}} \approx \frac{V_{CC}}{R_C}.$$

În *fig.5.15* este prezentată schema prin care capacitatea  $C_s$  se încarcă. Avem  $t_f^+ \approx 2.3\tau = 2.3R_C C_S$ .

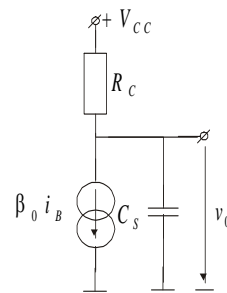


fig. 5.13

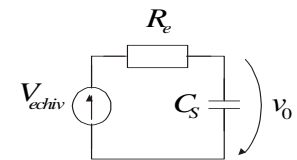


fig. 5.14

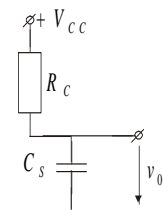


fig. 5.15

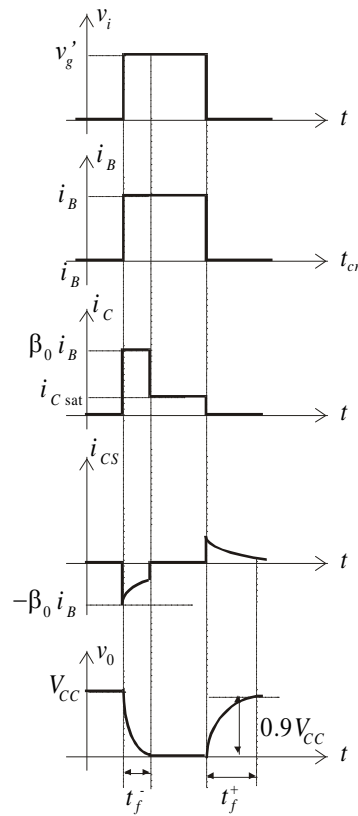


fig. 5.16

### 03.3.6 Comutarea repetorului cu tranzistor bipolar

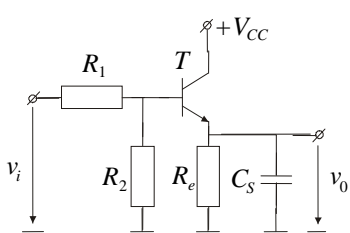


fig. 6.1

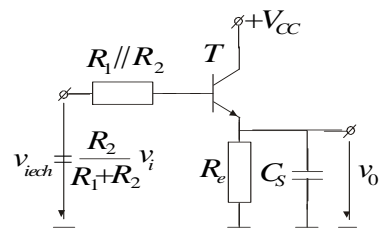


fig. 6.2

Tranzistorul folosit ca repetor în circuitele numerice poate funcționa fie în RAN sau poate comuta între blocare și RAN. Schema sa echivalentă este prezentată în fig.6.1. Impedanța echivalentă a  $C_S$  apare reflectată în bază și multiplicată de  $\beta_0 + 1$  ori  $\Rightarrow$  capacitatea la intrare  $\frac{C_S}{\beta_0 + 1}$ .

Transfigurăm schema cu Thévenin și obținem schema din fig.6.2 iar schema echivalentă după aplicarea la intrare a saltului  $V_g$  este în fig.6.3.

Circuitul de la bornele capacității se echivalează Thévenin (fig.6.4). Rezultă că avem:

$$R_{echiv} = R_e \parallel \frac{R_1 \parallel R_2}{\beta_0 + 1} \text{ și}$$

$$V_{echiv} = \frac{R_e}{\frac{R_1 \parallel R_2}{\beta_0 + 1} + R_e} \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_g - V_{BE} \right) = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_g - V_{BE}}{1 + \frac{R_1 \parallel R_2}{(\beta_0 + 1) R_e}}$$

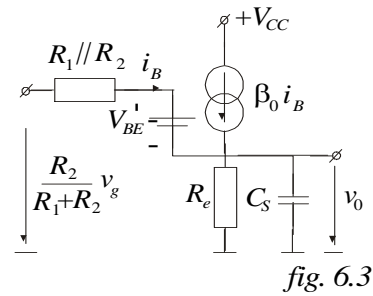


fig. 6.3

La ieșire vom avea variația:

$$v_0(t) = V_{echiv} (1 - e^{-\frac{t}{C_S R_{echiv}}})$$

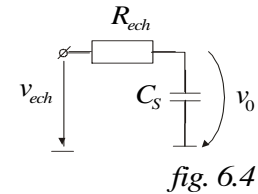


fig. 6.4

Dacă  $V_{echiv}$  este mai mică decât  $V_{CC}$  tranzistorul rămâne în RAN și  $v_0 = V_{echiv}$  iar dacă este mai mare tranzistorul se va satura și tensiunea la ieșire va fi limitată de sursa de alimentare.

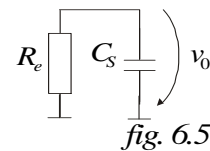


fig. 6.5

$$t_f^+ = 2.3 R_{echiv} C_S, \text{ timpul de creștere mic.}$$

La apariția frontului negativ, baza este pusă la masă și joncțiunea BE se blochează rapid  $\Rightarrow C_S$  se descarcă de la  $V_{echiv}$  prin  $R_e$  până la 0.

Circuitul echivalent după frontul negativ al impulsului de comandă este în fig.6.5. Avem  $t_f^- = 2.3 R_e C_S \Rightarrow t_f^- > t_f^+$ .

Inversorul și repetorul se comportă diferit relativ la intervalele de timp. Astfel repetorul descarcă lent capacitatea prin  $R_e$ , (fig.6.6), și prin generatorul  $\beta_0 i_B$  în timp ce inversorul descarcă rapid.

Pentru încărcarea și descărcarea lentă se folosește montajul de ieșire „stâlp totemic” (fig.6.7) în care cele două semnale de comandă în bază  $v_i$  și  $\bar{v}_i$  sunt în antifază (complementare). Dacă  $v_i$  are valoare ridicată iar  $\bar{v}_i$  valoare coborâtă rezultă că  $T_i$  este în conducție și  $T_r$  este blocat  $\Rightarrow$  fronturi mici, atât cel crescător cât și cel descrescător.

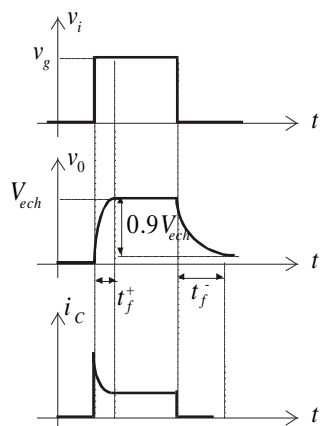


fig. 6.6

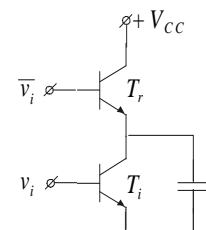


fig. 6.7