

Capitolul 2 Circuite logice cu tranzistoare bipolare

2.1 Parametrii circuitelor logice

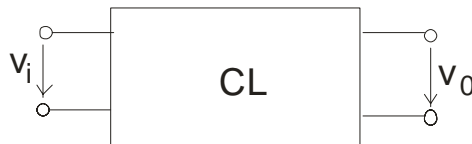
- pentru apreciere;
- pentru comparare:
 1. posibilități de interconectare;
 2. regim tranzitoriu;
 3. caracteristici de alimentare și putere disipată

2.1.1. Interconectarea circuitelor logice:

- * posibilități puse în evidență prin:
 - caracteristici statice;
 - parametri statici;

2.1.1.1. caracteristica de transfer, $v_0(v_i)$;

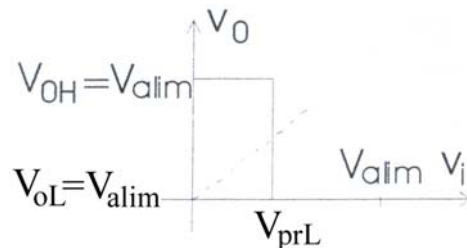
* cazul general:



rezultă:

- nivelele logice de ieșire, V_{0L}, V_{0H} (în logică pozitivă);
- tensiunile de intrare considerate ca nivele logice, V_{iL}, V_{iH} ;
- tensiunea de prag logic, V_{prL} (tensiunea pentru care se consideră că se face trecerea de la un nivel logic la celălalt);
- marginile de zgomot statice, MZL și MZH cu $MZL = V_{iL} - V_{oL}$ și $MZH = V_{oH} - V_{iH}$ (nivelul maxim al perturbațiilor statice admise fără schimbarea stării circuitului la ieșire);

* cazul circuitului logic ideal:



Rezultă:

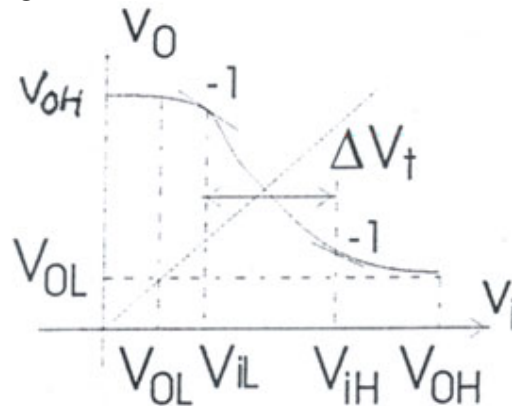
$$V_{oL} = 0; \quad V_{oH} = V_{ALIM}; \quad V_{prL} = 0,5V_{ALIM};$$

$$MZL = MZH = 0,5V_{ALIM}.$$

Concluzii:

- se folosește integral tensiunea de alimentare;
- nivelele logice sunt bine precizate și, practic, independente de condițiile reale de funcționare;
- marginile de zgomot statice egale și maxime;
- tensiunea de prag logic la jumătatea tensiunii de alimentare.

** cazul circuitului logic real:



Rezultă:

- V_{iL}, V_{iH} se determină pentru panta caracteristicii egală cu -1;
- $V_{oL} \geq 0, V_{oH} \leq V_{ALIM}$;
- $V_{prL} \neq 0,5V_{ALIM}$; MZL, MZH scad;

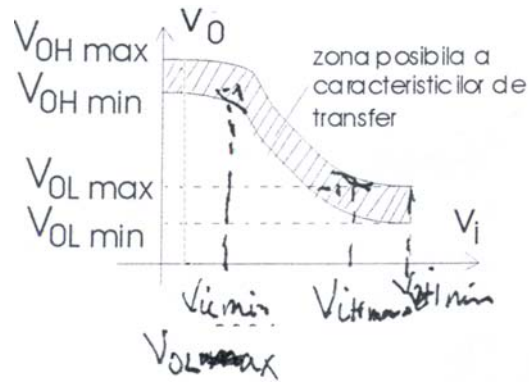
Concluzii:

- tensiunea de alimentare nu mai este integral folosită;
- nivelele logice nu mai sunt bine precizate și depind de condițiile reale de funcționare;
- apare zona de tranziție în care nivelele logice nu sunt bine precizate și în care se poate face schimbarea stării circuitului la ieșire la variații mici ale tensiunii de la intrare;

Condiții reale de funcționare:

- dispersia de fabricație a componentelor electronice;
- sarcina (de obicei, neprecizată);
- variația condițiilor de mediu (în special, θ);
- variația tensiunilor de alimentare;
- îmbătrânirea componentelor;
- zgomotele electrice și electromagnetice.

În *condițiile de funcționare cele mai defavorabile*:



$$0 \leq V_{oL \min} \leq V_{oL} < V_{oL \max}; V_{oH \min} < V_{oH} \leq V_{oH \max} \leq V_{ALIM};$$

- $V_{oL \max}, V_{oH \max}$ sunt garantate de producător, în condițiile de utilizare specificate pentru fiecare familie de circuite logice integrate;

$$- MZL = V_{iL \min} - V_{oL \max}; \quad MZH = V_{oH \min} - V_{iH \max};$$

$$- V_{iL} < V_{prL} < V_{iH}.$$

2.1.1.2. caracteristica de intrare, $i_i(v_i)$;

Se determină curenții de intrare, I_{iL}, I_{iH} :

- pentru CL ideal: curenții de intrare sunt nuli;

- pentru CL real: curenții de intrare sunt între limite foarte mari: mA pentru TTL respectiv μA pentru CMOS;

- în condițiile reale de funcționare, pentru fiecare familie de circuite integrate se stabilesc:

- se determină tensiunile extreme ce pot fi aplicate circuitului la intrare fără a se provoca distrugerea acestuia: .

2.1.1.3. caracteristicile de ieșire, $i_o(v_o)$ (în funcție de starea logică la ieșire);

Se determină curenții disponibili la ieșire, I_{oL}, I_{oH} :

- pentru CL ideal: curenții de ieșire sunt nelimitați;

- pentru CL real se definesc:

Se definește *capacitatea de încărcare statică, fan-out*:

$$- \text{circuite logice de același tip: } \min \left\{ \frac{I_{o \max}}{I_{iL \max}}, \frac{I_{oH \max}}{I_{iH \max}} \right\};$$

- pentru circuite diferite se face bilanțul curenților pentru fiecare stare logică de la ieșire: $I_{oL \max} > I_{sL \max}, I_{oH \max} > I_{sH \max}$.

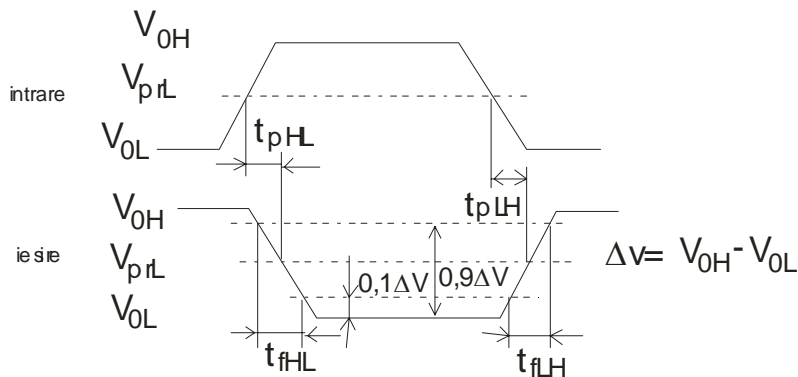
2.1.2. Regimul tranzitoriu

Se consideră răspunsul unui circuit logic la un semnal obținut de la un circuit logic de același tip:

Se definesc:

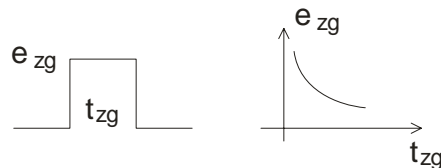
*timpul de propagare (diferența de timp între trecerea prin V_{prL} a tensiunii de ieșire și trecerea prin aceeași valoare a tensiunii de intrare), $t_{pHL} \neq t_{pLH}$;

timpul de propagare mediu: $t_p = \frac{t_{pLH} + t_{pHL}}{2}$; determină viteza de lucru a circuitelor (numărul de operații pe secundă);



*duratele fronturilor, $t_{fHL} \neq t_{fLH}$ - depind de sarcină, de structura circuitului și se precizează valorile maxime pentru sarcini capacitive precizate; influențează timpul de propagare, determină o creștere suplimentară a consumului, favorizează tendința de apariție a oscilațiilor parazite, influențează regulile de proiectare și de realizare a circuitelor;

* marginea de zgomot dinamică – definită ca amplitudinea minimă a unui impuls de durată precizată care schimbă starea CL la ieșire – reflectă rezistența circuitului la perturbații dinamice.



2.1.3. Caracteristice de alimentare

* tensiuni de polarizare: , cu toleranțele admise;

*curenții de alimentare:
$$\begin{cases} I_{CCL}, I_{CCH}, I_{CC} = \frac{I_{CCL} + I_{CCH}}{2}; \\ I_{DDL}, I_{DDH}, I_{DD} = \frac{I_{DDL} + I_{DDH}}{2}; \end{cases}$$

*puterea disipată: P_{CCL}, P_{CCH} ;

* puterea medie disipată: $P_d = \frac{P_{CCL} + P_{CCH}}{2}$, pentru impulsuri de joasă frecvență și cu un factor de umplere de 0,5;

* componentele tranzitorii ale puterii disipate determinate de sarcină și de duratele finite ale fronturilor impulsurilor de comandă;

* influențe: limitează gradul de integrabilitate, restricții la amplasarea componentelor, restricții la cablajele de masă și de alimentare, restricții la proiectarea surselor de alimentare.

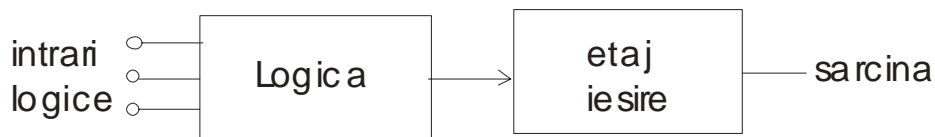
* factor de merit: $M = P_d t_p$ - caracterizează familiile de CL.

Capitolul 2 Circuite logice cu tranzistoare bipolare

2.2. Comutator cu TBIP

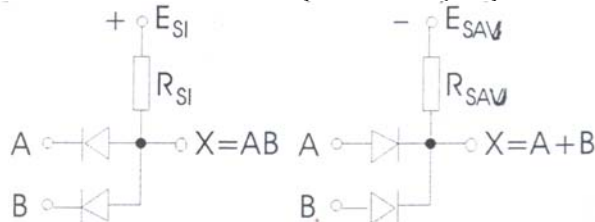
2.2.0. Introducere. CL cu diode:

Schema bloc a unui CL cu TBIP:



* semnale logice – logică pozitivă

* funcții logice realizate cu diode și rezistențe: ȘI, SAU



Funcționare:

* la circuitul SAU – la ieșire se obține cea mai mare dintre tensiunile de la intrări;

* la circuitul ȘI – la ieșire se obține cea mai mică dintre tensiunile de la intrări:

* dezavantaje:

- degradarea nivelelor logice;
- limitarea fan-out;
- răspuns tranzitoriu nesimetric;
- consum ridicat.

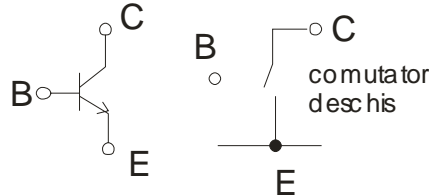
* se realizează cu: diode, joncțiuni EB, prin însumare de curenți de colector sau cu tranzistoare multiemitor.

2.2.1. Parametrii de comutație ai TBIP

Obs. parametrii de comutație \neq parametrii de regim armonic

1) parametrii statici:

a) TBIP blocat \rightarrow comutator deschis:



parametrii:

- *curent rezidual* (neglijabil);

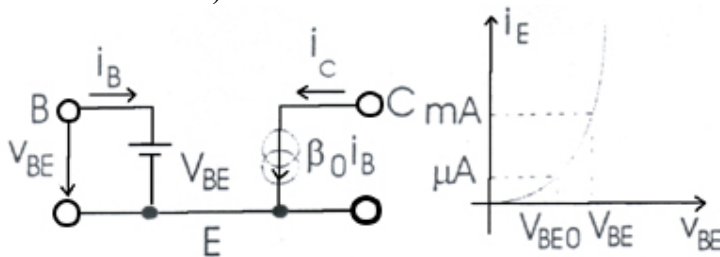
- *rezistență de pierderi* foarte mare (neglijabilă).

(aceste elemente pot conta numai în circuite cu rezistențe externe foarte mari);

Concluzie: la un TBIP blocat tensiunile pe joncțiuni depind numai de circuitul exterior și nu trebuie să depășească tensiunile maxim admisibile.

b) TBIP în conducție:

b1) în RAN:



parametrii:

- *tensiunea de deschidere a joncțiunii EB* (la curenți de emitor de zeci de μA):
 $V_{BE0} = 0,55V \div 0,65V$, valoare tipică ;

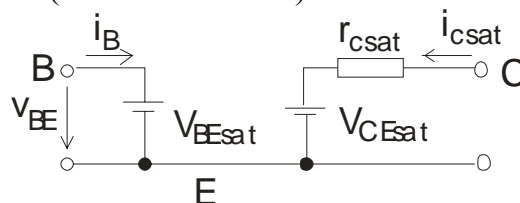
- *tensiunea directă pe joncțiunea EB* (la curenți de ordinul mA):
 ; valoare tipică ;

- *curentul rezidual al joncțiunii EB*: (aria joncțiunii foarte mică);

- *factorul de curent al tranzistorului*: tipic , dar și $\beta_0 < 40$;

- *rezistența generatorului de curent* este foarte mare, neglijabilă.

b2) în SAT (comutator închis):



parametrii:

- tensiunea directă pe joncțiunea EB la saturație (la curenți de ordinul mA):

$$V_{BEsat} = 0,75V \div 0,85V, \text{ valoare tipică: } V_{BEsat} = 0,8V;$$

- tensiunea de saturație intrinsecă: $V_{CEsat} \cong 0,1V$ (valoare tipică);

- rezistența de saturație, $r_{csat} \cong 10\Omega$ (măsurile tehnologice pentru micșorare).

Concluzie: la un TBIP în saturație, curenții prin joncțiuni sunt stabiliți numai de circuitul exterior și nu trebuie să depășească curenții maxim admisibili; tensiunile pe joncțiuni sunt mici și bine precizate.

c) RAI

- de obicei, apare în mod neintenționat;

- se caracterizează prin parametrul α_i cu valoare tipică $< 10^{-1}$, cu o mare dispersie de fabricație.

Observație: toți parametrii TBIP sunt dependenți de curenții prin tranzistor (deci și de tensiunile de alimentare) și de temperatură.

2) parametrii dinamici:

- capacitățile de barieră:

$$C_{be} = \frac{C_{be0}}{\left(1 - \frac{u_E}{U_0}\right)^n}; \quad C_{bc} = \frac{C_{bc0}}{\left(1 - \frac{u_C}{U_0'}\right)^{n'}} \quad \text{cu:}$$

- C_{be0}, C_{bc0} , capacitățile de barieră ale celor două joncțiuni la polarizare nulă, neliniare, distribuite, proporționale cu ariile joncțiunilor, de ordinul pF sau mai mici;

- u_E, u_C tensiunile de pe cele două joncțiuni;

- U_0, U_0' , înălțimile de barieră ale celor două joncțiuni;

- n, n' , exponenți cu valori între 0,3 și 0,5.

- constantele de timp de viață ale purtătorilor minoritari în exces, τ_p și τ_n

și constanta de timp de stocare, τ_s , cu valori de ordinul ns;

- capacitățile parazite ale conexiunilor, distribuite și neliniare.

Avantajele comutatorului cu TBIP:

- putere disipată mică în BL; curenții de valoare mică; tensiuni determinate de circuitul exterior;

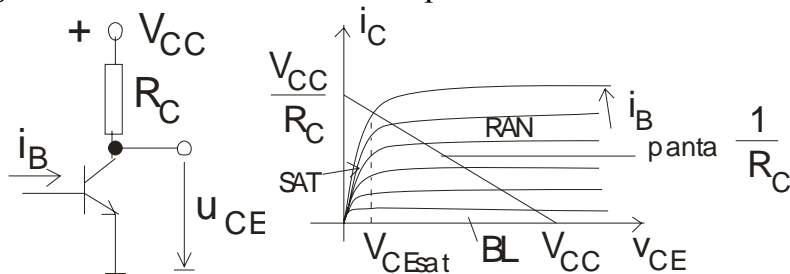
- putere disipată mică în SAT; tensiunile pe joncțiuni de valoare mică și precizată; curenți determinați de circuitul exterior;

Dezavantajele comutatorului cu TBIP:

- comutarea din starea de blocare în starea de conducție și invers presupune deplasarea unei cantități de sarcină în (din) bază și în (din) capacitățile parazite ceea ce presupune timpi de comutare diferiți de zero.

OBSERVAȚII**1. t_{com} cât mai mic:**

- C_{be} și C_{bc} cât mai mici \Rightarrow arii ale joncțiunilor cât mai mici cu consecințele:
 - mici;
 - I_{eb0}, I_{cb0} foarte mici ($< 10^{-11} A$);
 - τ_n, τ_p, τ_s cât mai mici \Rightarrow dopare cu Aur \Rightarrow crește recombinarea în bază și scade factorul de curent al tranzistorului β_0 la valori < 50 ;
- \Rightarrow concentrații de impurități, N_a și N_d cât mai mari $\Rightarrow I_{eb0}, I_{cb0}$ mici;
- deoarece I_{eb0} este foarte mic rezultă tensiunea directă bază emitor la curenți de ordinul mA cu valori ridicate cu valoarea tipică $0,8V$.

2. regimurile de lucru ale TBIP – pe caracteristicile statice:

- blocare: , neglijabil;
- RAN: $0 < i_B \leq i_{Bsi}$; $0 < i_C \leq i_{Csat}$;
- SAT: $i_B \geq i_{Bsi}$, $i_C = i_{Csat} = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_C}$.

Comportarea tranzistorului în saturație depinde și de i_B . Cantitativ:

- grad de saturație: $n = \frac{i_B - i_{Bsi}}{i_{Bsi}}$;
- factor de supracomandă: $n' = \frac{i_B}{i_{Bsi}} = n + 1$.

3. Dependența V_{CEsat} de curenți și de temperatură:

Ecuțiile Ebers Moll: $v_T = \frac{kT}{q}$; $B_e = e^{\frac{V_{BE}}{v_T}} - 1$; $B_c = e^{\frac{V_{BC}}{v_T}} - 1$.

$$I_{es}B_e - \alpha_i I_{cs}B_c = i_E = i_C + i_B$$

$$\alpha_0 I_{es}B_e - I_{cs}B_c = i_C$$

Se elimină B_e : $-I_{cs}(1-\alpha_0\alpha_i)B_c = (1-\alpha_0)i_C - \alpha_0i_B$

Se elimină B_c : $I_{es}(1-\alpha_0\alpha_i)B_e = (1-\alpha_i)i_C + i_B$

Rezultă:

$$V_{BC} = v_T \ln \left(1 + \frac{(1-\alpha_0)i_C - \alpha_0i_B}{-I_{cs}(1-\alpha_0\alpha_i)} \right) \cong v_T \ln \frac{\alpha_0i - (1-\alpha_0)i_C}{I_{cs}(1-\alpha_0\alpha_i)}$$

$$V_{BE} = v_T \ln \left(1 + \frac{(1-\alpha_i)i_C + i_B}{I_{es}(1-\alpha_0\alpha_i)} \right) \cong v_T \ln \frac{i_B + (1-\alpha_i)i_C + i_B}{I_{es}(1-\alpha_0\alpha_i)}$$

Rezultă:

$$V_{CEsat} = V_{BE} - V_{BC} = v_T \ln \frac{I_{cs}}{I_{es}} \frac{i_B + (1-\alpha_i)i_C}{\alpha_0i_B - (1-\alpha_0)i_C} = v_T \ln \frac{\alpha_0}{\alpha_i} \frac{\frac{i_B}{i_C} + 1 - \alpha_i}{\alpha_0 \frac{i_B}{i_C} - (1-\alpha_0)}$$

Dar: $i_C = i_{Csat} = \beta_0 i_{Bsi}$; $i_B = n' i_{Bsi}$; $\Rightarrow \frac{i_B}{i_C} = \frac{n'}{\beta_0}$.

Deci: $V_{CEsat} = v_T \ln \frac{\alpha_0}{\alpha_i} \frac{\frac{n'}{\beta_0} + (1-\alpha_i)}{\alpha_0 \frac{n'}{\beta_0} - (1-\alpha_0)} = v_T \ln \frac{1}{\alpha_i} \frac{n' + \beta_0(1-\alpha_i)}{n' - 1}$.

Dacă: n' crește, V_{CEsat} scade;

Ex.: $\beta_0 = 40$; $n' = 5$, $\alpha_i = 0,1 \Rightarrow V_{CEsat} = 0,115V$ (neglijabil, dar dependent de curenți și de temperatură).

4. TBIP este comutator electronic

comutare directă $BL \Rightarrow RAN, SAT$

comutare inversă $RAN, SAT \Rightarrow BL$

Capitolul 2 Circuite logice cu tranzistoare bipolare

2.3. Comutarea TBIP

2.3.1. Ecuațiile metodei sarcinii

- se integrează ecuația de continuitate pe toată lungimea bazei; rezultă:

$$\frac{dQ(t)}{dt} + \frac{Q(t)}{\tau_n} = i_B(t) \quad \text{cu:}$$

- $i_B(t)$ curentul de bază, constant sau variabil, pentru $t > 0$;

- $\frac{Q(t)}{\tau_n}$ curentul de recombinare din bază;

- $\frac{dQ(t)}{dt}$ variația sarcinii din bază determinată de aportul de purtători al curentului de bază și datorită recombinării.

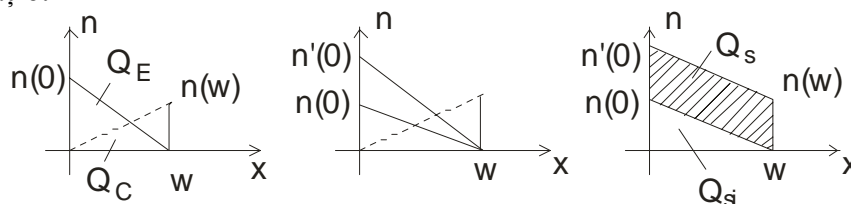
- în regim staționar, în RAN: $i_B = \frac{Q}{\tau_n} \Rightarrow i_C = \beta_0 i_B = \beta_0 \frac{Q}{\tau_n}$;

- se presupune că și în regim variabil se păstrează proporționalitatea:

$$i_C(t) = \beta_0 \frac{Q(t)}{\tau_n} \quad \text{și rezultă:}$$

$$\frac{d}{dt} \left(\tau_n \frac{i_C(t)}{\beta_0} \right) + \frac{i_C(t)}{\beta_0} = i_B(t) \Rightarrow \tau_n \frac{di_C(t)}{dt} + i_C(t) = \beta_0 i_B(t)$$

- în saturație:



- injecție de purtători de la emitor;

- injecție de purtători de la colector (polarizat direct);

- injecție suplimentară de la emitor pentru menținerea constantă a curentului de colector, dat de panta concentrației de purtători;

Rezultă:

- sarcina de purtători injectați până la saturație incipientă, Q_{si} ;

- sarcina de purtători injectați în saturație de ambele joncțiuni, Q_s

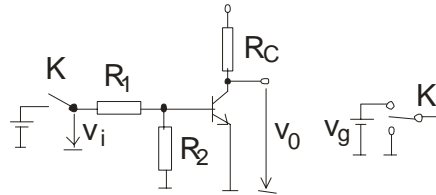
Ecuațiile metodei sarcinii vor fi:

$$\begin{aligned}
 \text{- pentru RAN: } & \begin{cases} \frac{dQ(t)}{dt} + \frac{Q(t)}{\tau_n} = i_B(t) \\ i_C(t) = \beta_0 \frac{Q(t)}{\tau_n} \end{cases} \quad \text{sau} \quad \tau_n \frac{di_C(t)}{dt} + i_C(t) = \beta_0 i_B(t); \\
 \text{- pentru SAT: } & \begin{cases} \frac{dQ_s(t)}{dt} + \frac{Q_s(t)}{\tau_s} + \frac{Q_{si}}{\tau_n} = i_B(t) \\ i_C(t) = i_{C_{sat}} \end{cases}; \quad \text{cu } \tau_s = \frac{\tau_n}{1 + \beta_0(1 - \gamma)};
 \end{aligned}$$

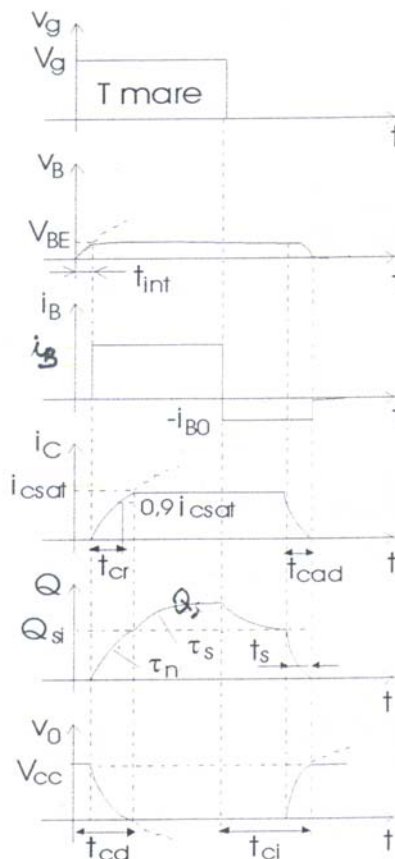
(τ_s este *constanta de timp de stocare*, dată de relația semiempirică în care γ este eficiența emitorului și cu valori comparabile cu ale lui τ_n).

2.3.2. Comutarea TBIP

Schema de comandă:



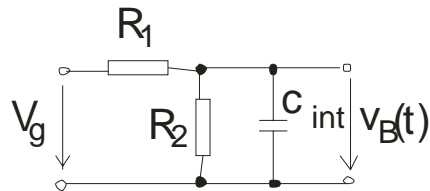
Graficele mărimilor electrice din circuit:



a) comutarea directă:

a1) timpul de întârziere:

- schema echivalentă pentru circuitul de intrare



- variația tensiunii pe baza tranzistorului după aplicarea saltului de tensiune de comandă:

$$v_B(t) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_g \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}} \right) \quad \text{cu} \quad \tau_1 = C_{\text{int}} R_1 \parallel R_2; \text{ cu:}$$

$$C_{\text{int}} \cong C_{be} + C_{bc}$$

- se atinge tensiunea de deschidere a TBIP dacă $v_B(t_{\text{int}}) = V_{BE0}$; rezultă:

$$t_{\text{int}} = C_{\text{int}} R_1 \parallel R_2 \ln \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_g}{\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_g - V_{BE0}} = C_{\text{int}} R_1 \parallel R_2 \ln \frac{1}{1 - \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \frac{V_{BE0}}{V_g}}$$

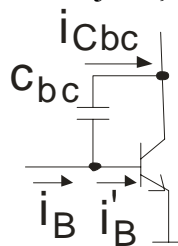
a2) timpul de creștere:

- se stabilește curentul de bază: $i_B = \frac{V_g - V_{BE}}{R_1} - \frac{V_{BE}}{R_2} = \frac{V_g}{R_1} - \frac{V_{BE}}{R_1 \parallel R_2}$;

- se aplică metoda sarcinii pentru RAN:

$$\frac{dQ(t)}{dt} + \frac{Q(t)}{\tau_n} = i_B \quad \text{cu condiția inițială: } Q(0) = 0 \quad \text{și rezultă:}$$

$$Q(t) = \tau_n i_B \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_n}} \right); \quad i_C(t) = \beta_0 i_B \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_n}} \right).$$

- influența capacității de barieră a joncțiunii Colector-Bază, C_{bc} :

$$i'_B(t) = i_B - i_{C_{bc}} = i_B - C_{bc} \frac{dv_{BC}}{dt} \quad (\text{curentul care susține acumularea de}$$

sarcină în bază, conform ecuației metodei sarcinii, i_B fiind curentul de bază determinat de circuitul exterior);

$$v_{BC} = -v_{CB} = -(V_{cc} - R_c i_C - v_{BE}) \Rightarrow \frac{dv_{BC}}{dt} = R_c \frac{di_C}{dt};$$

Rezultă: $\tau_n \frac{di_C(t)}{dt} + i_C(t) = \beta_0 \left(i_B - C_{bc} R_c \frac{di_C(t)}{dt} \right)$ sau:

$$\tau'_n \frac{di_C(t)}{dt} + i_C(t) = \beta_0 i_B \quad \text{cu: } \dots$$

- se remarcă influența foarte mare a celui de al doilea termen și a lui β_0 . Deci:

$$Q(t) = \tau'_n i_B \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau'_n}} \right); \quad i_C(t) = \beta_0 i_B \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau'_n}} \right).$$

Terminarea comutării directe:

- în RAN: pentru $i_C(t_{cr}) = 0,9\beta_0 i_B \Rightarrow t_{cr} = 2,3\tau'_n$ (mare);

- în SAT: pentru $i_C(t_{cr}) = 0,9i_{C_{sat}} \Rightarrow t_{cr} = \tau'_n \ln \frac{1}{1 - \frac{0,9i_{C_{sat}}}{\beta_0 i_B}}$;

- dar; $n' = \frac{i_B}{i_{Bsi}} = \frac{i_B}{\frac{i_{C_{sat}}}{\beta_0}} = \frac{\beta_0 i_B}{i_{C_{sat}}}$ și: $t_{cr} = \tau'_n \ln \frac{1}{1 - \frac{0,9}{n'}}$.

- prin dezvoltare în serie: $t_{cr} \cong 0,9 \frac{\tau'_n}{n'}$.

- se observă: $t_{cr} = t_{cr}(\tau_n, R_c, \beta_0, C_{bc})$;

- pentru ca $t_{cr} \rightarrow 0$ este necesar ca: β_0 cât mai mic, τ_n, C_{bc} cât mai

mici, R_c cât mai mic (contradicție cu $P_d = \frac{V_{CC}^2}{2R_c}$ cât mai mică).

În continuare, se acumulează sarcină în bază:

$$\frac{dQ_s(t)}{dt} + \frac{Q_s(t)}{\tau_s} + \frac{Q_{si}}{\tau'_n} = i_B \quad \text{cu: } ; \quad Q_s(0) = 0.$$

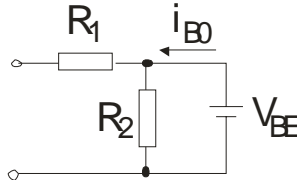
Rezultă:

$$Q_s(t) = \tau_s (i_B - i_{Bsi}) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_s}} \right);$$

$$Q_s(\infty) = \tau_s (i_B - i_{Bsi}) = (n'-1)Q_{si} = nQ_{si}.$$

b) comutarea inversă

- până la eliminarea sarcinii din bază, tensiunea V_{BE} rămâne la valoarea de deschidere; circuitul echivalent:



- curentul de bază va fi: $i_{B0} = \frac{V_{BE}}{R_2}$ (sau $R_1 \parallel R_2$, în funcție de circuit);

b1) eliminarea sarcinii suplimentare:

$$\frac{dQ_s(t)}{dt} + \frac{Q_s(t)}{\tau_s} + \frac{Q_{si}}{\tau'_n} = -i_{B0} \quad \text{cu: } Q_s(0) = \tau_s (i_B - i_{Bsi});$$

$$Q_s(t) = -\tau_s (i_{B0} + i_{Bsi}) + \tau_s (i_B + i_{B0}) e^{-\frac{t}{\tau_s}}.$$

La anularea sarcinii, $Q_s(t_s) = 0$, se obține *timpul de stocare*:

$$t_s = \tau_s \ln \frac{i_B + i_{B0}}{i_{Bsi} + i_{B0}}. \quad \text{comentarii.}$$

b2) comutarea de la saturația incipientă la blocare:

$$\tau'_n \frac{di_C(t)}{dt} + i_C = -\beta_0 i_{B0}, \quad \text{cu: } i_C(0) = i_{Csat} = \beta_0 i_{Bsi};$$

Rezultă:

$$i_C(t) = -\beta_0 i_{B0} + \beta_0 (i_{B0} + i_{Bsi}) e^{-\frac{t}{\tau'_n}};$$

Se calculează timpul de cădere din condiția: :

$$t_{cad} = \tau'_n \ln \left(1 + \frac{i_{Bsi}}{i_{B0}} \right).$$

Concluzii:

$$t_{cd} = t_{int} + t_{cr}$$

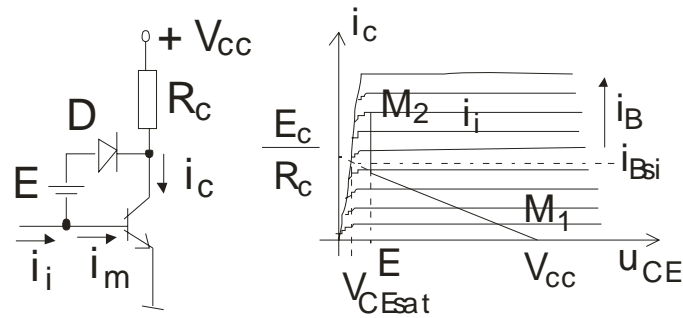
$$t_{ci} = t_s + t_{cad}$$

comentarii.

2.3.3. Evitarea intrării în saturație

* eliminare t_s , dar menținere în apropierea regiunii de saturație;

* circuit de reacție negativă neliniară:



funcționare:

- pentru $i_i < i_{B1}$, D blocată și PSF, în RAN, parcurge zona $M_1 \div M$
- pentru $i_i > i_{B1}$, D deschisă, se stabilește tensiunea de ieșire la valoarea: $V_{oL} = -V_D + E + V_{BE} \cong E$ și PSF, tot în RAN, parcurge zona $M \div M_2$;

curentul de colector se stabilește la valoarea: $i_C = \alpha_0 i_E = \alpha_0 \left(i_i + \frac{V_{CC} - E}{R_c} \right)$

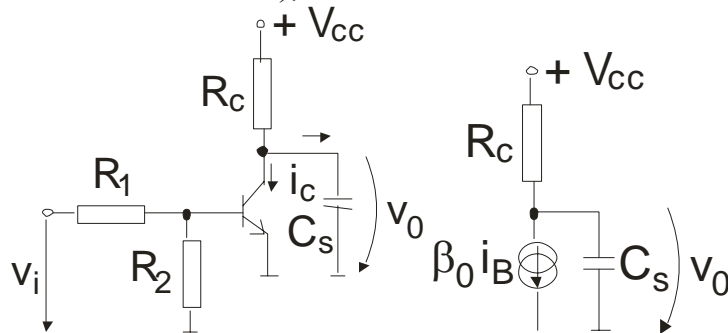
- tensiunea E se simulează cu rezistențe sau se poate folosi o diodă Schottky:

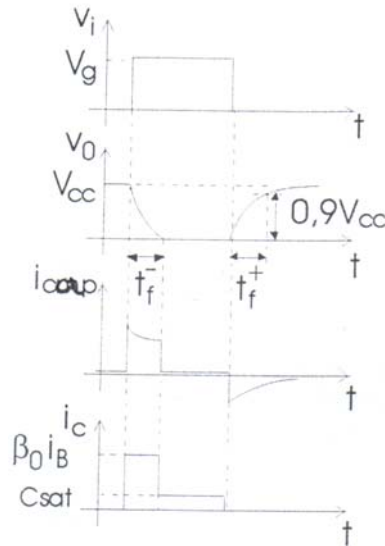
2.3.4. Comutarea inversorului cu TBIP și cu sarcină capacitivă

* capacitatea de sarcină:

- capacitatea de intrare a circuitelor comandate,
- capacitatea de ieșire a circuitului de comandă,
- capacitatea parazită a conexiunilor
- toate distribuite și neliniare

* TBIP este considerat comutator ideal (neidealitățile lui înrăutățesc răspunsul tranzitoriu al circuitului);





- se stabilesc condițiile inițiale pentru formele de undă;
- la apariția impulsului de comandă (comutarea directă):

$$- i_B = \frac{V_g - V_{BE}}{R_1} - \frac{V_{BE}}{R_2}; \quad \text{TBIP rămâne în RAN (deoarece tensiunea de$$

colector nu poate scădea brusc din cauza capacității care nu admite salturi de tensiune), deci: $i_C = \beta_0 i_B$;

- începe descărcarea capacității de sarcină și tensiunea de ieșire scade spre tensiunea echivalentă după legea:

$$- v_0(t) = V_{CC} - \beta_0 i_B R_C + \beta_0 i_B R_C e^{-\frac{t}{\tau}} \quad \text{cu: } \tau = C_s R_C$$

- comutarea directă se termină când tensiunea de ieșire se anulează: $v_0(t_f^-) = V_{CEsat} \cong 0$ după timpul (durata frontului descrescător):

$$- t_f^- = C_s R_C \ln \frac{\beta_0 i_B R_C}{\beta_0 i_B R_C - V_{CC}} \cong \frac{C_s V_{CC}}{\beta_0 i_B}, \quad \text{dacă } \beta_0 i_B R_C \gg V_{CC}$$

- pe durata impulsului TBIP este saturat dacă este îndeplinită condiția anterioară

echivalentă cu condiția: $i_B > i_{Bsi} = \frac{V_{CC}}{\beta_0 R_C}$.

- la dispariția impulsului de comandă (comutarea inversă) TBIP se blochează și capacitatea de sarcină se încarcă după legea:

$$- v_0(t) = V_{CC} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$$

- durata frontului crescător: $t_f^+ = 2,3 C_s R_C \gg t_f^-$

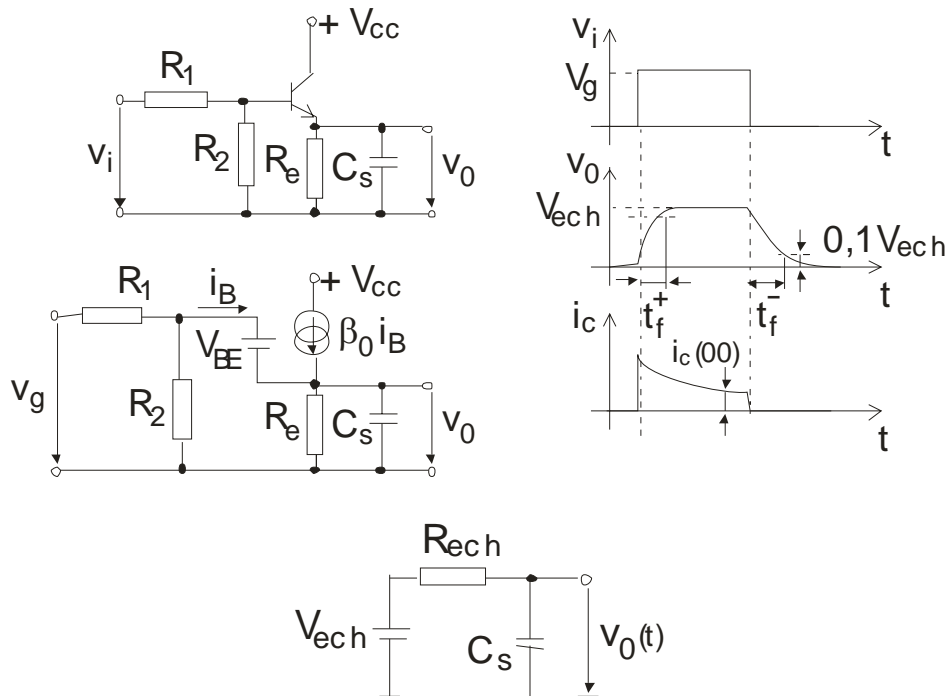
Concluzii:

- inversorul descarcă repede o capacitate de sarcină dar o încarcă greu;

- durata frontului crescător se poate micșora prin micșorarea rezistenței de colector, dar crește puterea disipată și crește și t_f^- .

2.3.4. Comutarea repetorului pe emitor cu sarcină capacitivă

- * se folosește în clasă A ca etaj de adaptare datorită performanțelor sale;
- * se folosește și ca un comutator BL-COND (la TTL);
- * TBIP este considerat comutator ideal (neidealitățile lui înrăutățesc răspunsul tranzitoriu al circuitului);
- * capacitatea de sarcină – la fel ca în cazul anterior.
- * nu se saturează.



- condiții inițiale: tensiunea de ieșire este nulă;
- la apariția impulsului (comutarea directă), TBIP se deschide în RAN, tensiunea de ieșire începe să crească:

$$- V_{ech} = R_c (\beta_0 + 1) \frac{V_g \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{BE} - V_{ech}}{R_1 \parallel R_2}, \text{ de unde:}$$

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

$$- R_{ech} = R_e \parallel \frac{R_1 \parallel R_2}{\beta_0 + 1};$$

$$- v_0(t) = V_{ech} \left(1 - e^{-\frac{t}{C_s R_{ech}}} \right).$$

- durata frontului crescător:

$$- t_f^+ = 2,3 C_s R_{ech} \text{ (mic).}$$

- la dispariția impulsului (comutarea inversă), TBIP se blochează și capacitatea de sarcină se va descărca spre zero prin rezistența din emitor:

$$- v_0(t) = V_{ech} e^{-\frac{t}{C_s R_e}};$$

- durata frontului descrescător:

$$- t_f^- = 2,3 C_s R_e \gg t_f^+$$

Concluzii: un repetor pe emitor încarcă repede o capacitate de sarcină dar o descarcă greu.

* stâlp totemic – prin combinația celor două circuite:

