

Cursul 04**C03 CIRCUITE LOGICE CU TRANZISTOARE BIPOLARE****C03.1 Parametrii circuitelor logice**

Pentru a putea compara între ele circuitele logice din diverse familii se au în vedere:

- posibilitatea de interconectare a circuitelor din aceeași familii sau din familii diferite;
- comportarea în regim tranzitoriu a circuitelor;
- caracteristica de alimentare și puterea disipată.

03.1.1 Interconectarea circuitelor logice**fig 4.1**

Posibilitatea de interconectare a circuitelor logice și parametrii specifici se determină din „caracteristicile statice” ale circuitelor logice. Pentru circuitul din *fig. 4.1*, având parametrii specifici v_i respectiv v_o se definesc mai multe caracteristici statice: caracteristica statică de transfer de intrare și de ieșire.

Caracteristica statică de transfer

Reprezintă dependența u_o a circuitului de tensiunea aplicată pe una din intrările sale u_i , celelalte intrări fiind conectate la astfel de valori încât caracteristica de transfer să fie semnificativă.

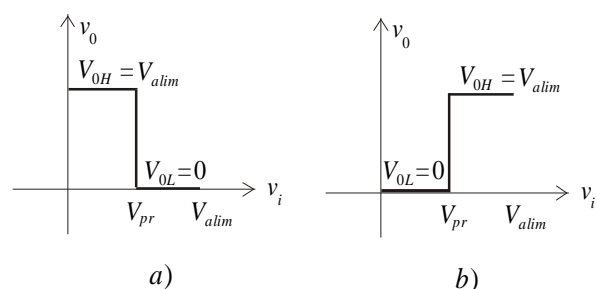
Din caracteristica de transfer se deduc :

- nivelele de tensiune oferite la ieșirea circuitului logic corespunzătoare lui „0” respectiv „1” logic : V_{0L} , V_{0H} ;

- nivelele de tensiune acceptate la intrarea circuitului logic drept valori logice „0” respectiv „1” : V_{iL} , V_{iH} ;

- tensiunea de prag logic, V_{PL} sau V_{prL} – valoarea tensiunii de intrare la care se consideră că se schimbă starea ieșirii circuitului;

- marginile de zgomot statice în cele două stări logice (*MZL*, *MZH*) care sunt asigurate în cazul interconectării unor circuite logice din aceeași familie. Ele sunt definite pentru circuitele cu caracteristică inversoare ca fiind modulul diferenței dintre

**fig. 4.2**

tensiunile oferite de ieșire și cele acceptate la intrare ca nivele logice: $MZL = V_{iL} - V_{oL}$, $MZH = V_{oH} - V_{iH}$. Acestea pot fi privite ca niște tensiuni continue care se pot suprapune peste tensiunile de intrare dată de un circuit identic fără a se schimba starea ieșirii.

Caracteristicile de transfer pentru un circuit ideal de tip *inversor* respectiv *neinversor* sunt prezentate în *fig.4.2 a* respectiv *fig.4.2.b* unde :

$$V_{prL} = \frac{1}{2} V_{alim}$$

În cazul ideal marginile de zgomot au valoarea maximă posibilă $MZL = MZH = \frac{1}{2} V_{alim}$.

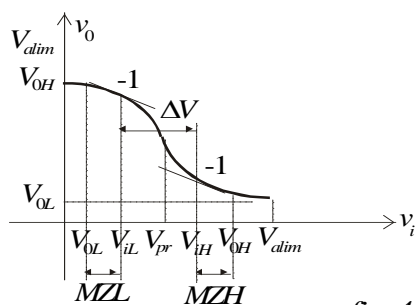


fig. 4.3

În cazul real (*fig.4.3*), trecerea de la o stare la alta nu se face brusc, iar nivelele celor două stări nu mai sunt 0 respectiv V_{alim} . Ele sunt mai mari decât 0 respectiv mai mici decât V_{alim} . Marginile de zgomot statice se micșorează și, pentru determinarea lor, pe caracteristica de transfer, se determină tensiunile de intrare pentru care panta acesteia este egală cu -1 , notate cu V_{iL} , respectiv, V_{iH} .

Se remarcă existența unei zone de tranziție, ΔV . Se observă că MZL și MZH sunt mai mici decât în cazul ideal.

În realitate însă caracteristica de transfer nu este chiar ca în *fig.4.3* datorită :

- dispersiei parametrilor la fabricație
- zgomotelor induse în circuit
- modificărilor parametrilor cu temperatura
- modificării în timp a parametrilor

Această caracteristică de transfer se va plasa deci într-o anumită bandă (*fig.4.4*) unde avem:

- $V_{iL\min}$ - valoarea maximă a tensiunii de intrare care mai este percepută ca nivel coborât („0” logic)
- $V_{iH\max}$ - valoarea minimă a tensiunii de intrare care mai este percepută ca nivel ridicat („1” logic)

Va rezulta deci că $MZL = V_{iL\min} - V_{oL\max}$, $MZH = V_{oH\min} - V_{iH\max}$.

Caracteristica statică de intrare

Aceasta permite dependența curentului de intrare de tensiunea de intrare. În general ea este neliniară, alături de depinzând de structura circuitului.

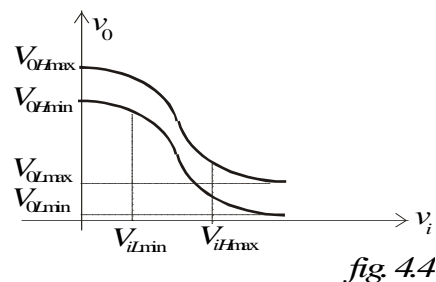


fig. 4.4

Din această caracteristică se deduc curenții absorbiți sau debitați pe intrare în cele două stări logice (I_{iL} , I_{iH}). Valorile acestor curenți depind de temperatură și prezintă dispersii din fabricație. De obicei se lucrează cu valorile maxime ale acestora ($I_{iL\max}$, $I_{iH\max}$). Ele pot fi în plaje foarte mari și depind de tipul circuitelor.

Tot din această caracteristică se pot determina și valorile $V_{iL\min}$, $V_{iH\max}$ admisibile pentru tensiunea de intrare v_i astfel încât circuitul să funcționeze corect.

Caracteristica statică de ieșire

Aceasta dă dependența curentului debitat sau absorbit pe ieșire în funcție de tensiunea de ieșire. Se pot deduce de aici curenții absorbiți sau debitați la ieșirea circuitului în cele două stări logice (I_{oL} , I_{oH}).

Acestea pot avea valori oricât de mari la un circuit ideal, iar la circuitele reale se lucrează cu valorile maxime ($I_{oL\max}$, $I_{oH\max}$).

Folosind parametrii determinați din cele două caracteristici, pentru a caracteriza posibilitatea de interconectare a circuitelor din aceeași familie se definește parametrul capacitate maximă de încărcare la ieșire („fan-out”): $N_{\max} = \min \left\{ \frac{I_{oL\max}}{I_{iL\max}}, \frac{I_{oH\max}}{I_{iH\max}} \right\}$ = numărul

maxim de circuite dintr-o familie ce pot fi comandate de ieșirea unui circuit din această familie fără deteriorarea nivelelor logice ale semnalului de ieșire.

03.1.2 Comportarea în regim tranzitoriu

Pentru a caracteriza funcționarea în regim tranzitoriu unui circuit logic se consideră cazul în care acesta este atacat pe intrare cu un impuls provenit de la un circuit din aceeași clasă încărcat cu un număr precizat de sarcini indentice.

Într-o formă puțin idealizată impulsul obținut la ieșirea unui circuit numeric arată ca în fig.4.5.a pentru circuitul *inversor* iar pentru cel *neinversor* ca în fig.4.5.b.

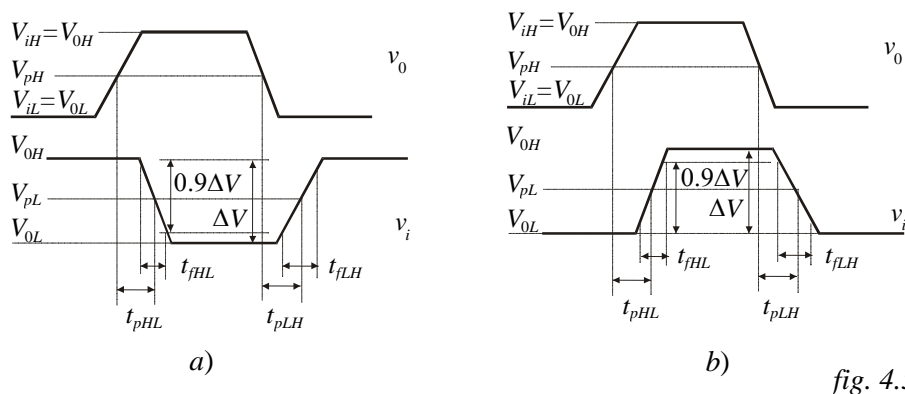


fig. 4.5

Se definesc:

- V_{pL} - valoarea corespunzătoare pragului logic
- t_p - timp de propagare
- t_f - durata frontului

Valoarea timpilor depind de structurile electronice ale circuitului. Ei au valori de ordinul zecimilor de ns până la sute de ns.

Valoarea timpilor de propagare depinde de structurile electronice ale circuitului și în special de capacitățile circuitului în timp ce valoarea duratei fronturilor depinde de structurile electronice ale circuitului și în special de capacitatea de sarcină conectată la ieșire.

Pentru caracterizarea întâzierii totale a unui semnal se definesc:

- timpul mediu de propagare $t_p = \frac{1}{2}(t_{pLH} + t_{pHL})$ (timpii de propagare și duratele fronturilor fixează frecvența la care poate lucra circuitul).

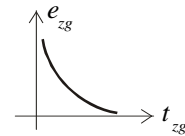


fig. 4.6

- marginea dinamică de zgomot – amplitudinea minimă de zgomot de durată fixată ce produce modificarea stării ieșirii (fig.4.6)

03.1.3 Caracteristica de alimentare și putere disipată

Circuitul de alimentare dă dependența curentului de alimentare de nivelul tensiunilor la ieșirea circuitului și valoarea de alimentare acceptate de circuit

Se definesc următorii parametri:

- tensiunea de alimentare, notată V_{CC} , V_{EE} sau V_{DD} (în tehnologie MOS).
- I_{CCL} - curentul absorbit de la sursa de alimentare în starea logică “0” (pentru ieșire);
- I_{CCH} - curentul absorbit de la sursa de alimentare în starea logică “1” (pentru ieșire);
- puterea medie absorbită sau disipată de circuit de la sursa de alimentare dacă circuitul este excitat pe intrare cu un semnal dreptunghiular cu factor de umplere $\frac{1}{2}$ și frecvență mică:

$$P_d = \frac{1}{2}(I_{CCL} + I_{CCH})V_{CC}$$

Puterea absorbită de la sursa de alimentare include și o componentă tranzitorie ce crește odată cu frecvența de lucru a circuitului. Valoarea acestei componente depinde de structura circuitului logic, este determinată atât de energia necesară încărcării și descărcării capacităților de sarcină și parazite și de duratele finite ale fronturilor impulsurilor de comandă cât și de fenomene interne ale circuitelor logice care, prin inerția proceselor de comutare, favorizează creșterea curenților prin circuit în timpul comutării (ca la poarta TTL).

Puterea medie disipată este importantă în determinarea condițiilor de proiectare, atât pentru dimensionarea sursei de alimentare, cât și pentru dispunerea pe plachetă a circuitelor în vederea evacuării căldurii disipate de circuit.

În proiectarea sursei de alimentare trebuie avut în vedere că ele trebuie să asigure și componenta tranzitorie a puterii absorbite de circuitul logic. Puterea medie disipată este strâns legată de timpul de propagare, produsul celor două mărimi fiind considerat ca un factor de merit al circuitului logic:

$$M = P_d t_p$$

C03.2 Schema bloc a circuitelor logice cu tranzistoare bipolare

Se folosește uzual familia TTL (tranzistor tranzistor logic) în diverse variante ce optimizează anumiți parametri

Se folosesc mai rar circuite nestructurale din familiile:

-I²L sau I²L – circuite logice integrate cu injecție care lucrează cu tranzistoare saturate (ca și TTL);

-ECL – circuite logice cu cuplaj pe emitor care lucrează cu tranzistoare nesaturate, ceea ce permite atingerea unor viteze de lucru foarte mari.

În general, într-un circuit logic cu tranzistoare se evidențiază 2 blocuri funcționale (fig.4.7)

Etajul de ieșire este necesar pentru că nivelele de semnal furnizate la ieșirea din circuitul logic să nu depindă de valoarea sarcinii.

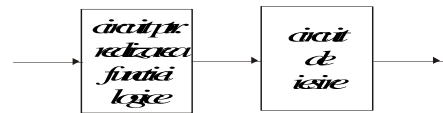


fig.4.7

Circuitele pentru realizarea funcției logice pot fi de tip SI (de exemplu pentru circuitul TTL) sau de tip SAU (de exemplu pentru circuitul ECL).

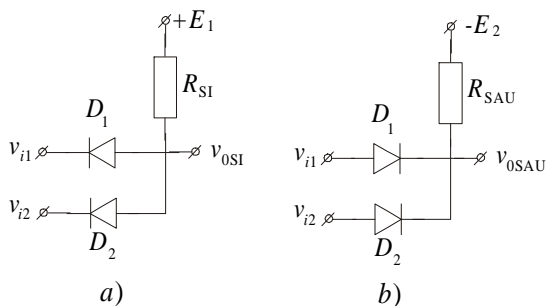


fig. 4.8

Funcțiile SI respectiv SAU se pot realiza numai cu diode și rezistoare ca în fig.4.8 și respectiv fig.4.8.b.

La circuitul SI dacă una dintre intrări este la valoare coborâtă va rezulta la ieșire o valoare coborâtă, în timp ce la circuitul SAU dacă una dintre intrări este la valoare ridicată va rezulta la ieșire o valoare ridicată.

La circuitul SI e afectată valoarea coborâtă a tensiunii de ieșire (crește) în cazul conectării în cascadă. Dacă se conectează n circuite în cascadă rezultă la o singură valoare a tensiunii de intrare n tensiuni de ieșire.

În principiu, aceste structuri logice simple, nu pot fi folosite în mod de sine stătător pentru realizarea unor circuite combinaționale complexe, prezentând multe dezavantaje. În consecință, circuitele logice ȘI și SAU cu diode și rezistențe nu se utilizează în această formă, dar fac parte din circuitele de intrare ale altor structuri de circuite logice.

Logica semnalelor de intrare se poate realiza și în alte moduri; de exemplu pentru circuitele din familia TTL unde se folosește un tranzistor multiemitor.

Circuitul de ieșire e realizat cu un tranzistor ce funcționează în conexiunea EC (funcționează ca un inversor) sau în CC (repetor pe emitor).

C03.3 Inversorul cu tranzistor bipolar

03.3.1 Regimurile de comutație și parametrii

În circuitele logice, în majoritatea cazurilor, tranzistorul este folosit pe post de comutator. În general, la comutarea dintr-o stare în alta, tranzistorul trece prin cel puțin 2 regimuri de funcționare din cele 4 posibile:

1. **Regiunea de blocare** (tăiere) – ambele joncțiuni ale tranzistorului sunt polarizate invers \Rightarrow curenții prin tranzistor au valori mici.

Schema simplificată folosită pentru tranzistorul bipolar în regiunea de blocare arată ca în *fig.4.9*. El se comportă ca un comutator în starea deschis.

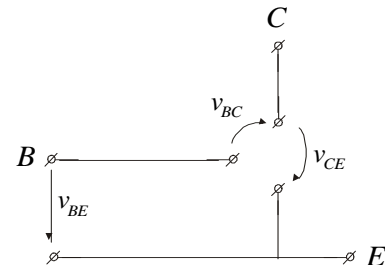


fig. 4.9

Într-un model mai apropiat de realitate, se mai conectează un generator între colector și emitor cu I_{CE0} .

Tensiunea de deschidere V_{BE0} este mai mare decât v_{BE} (v_{BE} poate fi chiar negativă).

Tensiunile pe cele două joncțiuni (v_{BE} și v_{BC}) sunt determinate de elementele externe ale tranzistorului.

2. **Regiunea activă normală** (RAN) – BE polarizată direct și BC polarizată invers.

Modelul simplificat folosit în regim staționar pentru un tranzistor în RAN este cea din *fig.4.10*

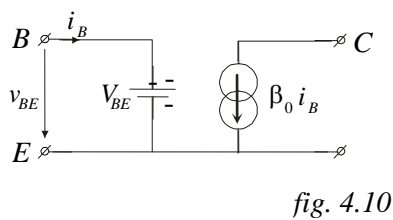


fig. 4.10

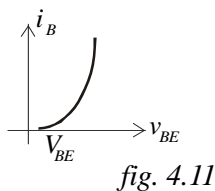


fig. 4.11

Este regimul de tranziție între regiunea de blocare și regiunea de saturație. Dependența lui i_B de v_{BE} este de tip exponențial ca în *fig.4.11*. V_{BE0} este tensiunea directă pe joncțiunea BE pentru care i_C al tranzistorului este de ordinul mA. Valoarea V_{BE0} este de aproximativ 0.6 V pentru tranzistoarele de comutație iar $V_{BE} = 0.75 \dots 0.8$ V.

Factorul de amplificare statică β_0 este mai mic decât la tranzistoarele folosite în aplicații analogice. El are valorile $\beta_0 = 60 \dots 100$ pentru tranzistoarele NPN de comutație discrete și $\beta_0 = 40 \dots 60$ pentru tranzistoarele din circuitele integrate.

3. **Regiunea de saturație** – ambele joncțiuni polarizate direct.

Schema echivalentă folosită pentru un tranzistorul aflat în regiunea de saturație este cea din *fig.4.12*. Între bază și emitor avem sursă ideală având $V_{BE\text{sat}} = 0.75 \dots 0.8$ V, iar

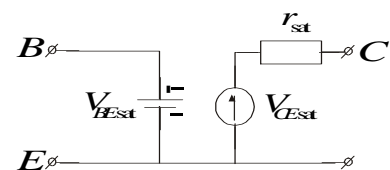


fig 4.12

între colector și emitor tranzistorul se comportă ca o sursă de tensiune $V_{CE\text{sat}} \leq 0.1 \text{ V}$ și o rezistență $r_{\text{sat}} < 10 \Omega$. $V_{CE\text{sat}}$ depinde ușor de valoarea i_C la saturație. Aceste valori mici se obțin prin tehnici speciale de dopare puternică pentru creșterea conductibilității.

4. Regiunea activă inversă – BE polarizată invers și BC polarizată direct (invers față de RAN).

Funcționarea tranzistorului este caracterizată de α_i și β_i corespunzătoare α_0 și β_0 din RAN. Din cauza asimetriei colectorului și emitorului și a asimetriei din dopare va rezulta $\alpha_i \approx 0.1$ și β_i puțin mai mare ca 1. Curentul rezidual de emitor când tranzistorul este blocat este un ordin de mărime mai mic decât curentul rezidual de colector în aceeași situație.

Din punct de vedere al comportamentului în regimul tranzitoriu (al modului în care comută dintr-o regiune în alta) un tranzistor e caracterizat de capacitățile de barieră ale celor 2 joncțiuni :

$$C_{be} = \frac{C_{be0}}{\left(1 - \frac{V_{BE}}{U_0}\right)^n} \text{ și } C_{bc} = \frac{C_{bc0}}{\left(1 - \frac{V_{BC}}{U'_0}\right)^n} \text{ unde } C_{be0} \text{ este capacitatea de barieră a}$$

joncțiunii la tensiune de polarizare 0, U_0, U'_0 sunt barierele interne de potențial ale joncțiunilor iar n un coeficient cuprins între $\frac{1}{3} < n < \frac{1}{2}$.

Pentru a micșora timpii de tranziție dintr-o stare în alta, aceste capacități trebuie să aibă valori cât mai mici \Rightarrow suprafața celor două joncțiuni mai mică decât la tranzistoarele folosite în aplicații analogice \Rightarrow curenții reziduali ai joncțiunilor mai mici la tranzistoarele de comutație, ei având valori sub 1 nA \Rightarrow căderi de tensiune mai mari pe joncțiunile polarizate direct.

Timpul de viață al purtătorilor minoritari de sarcină din bază pentru tranzistoarele NPN τ_n trebuie să aibă valori cât mai mici (circa 10ns). Deci se folosește doparea regiunii bazei cu atomi de Au ceea ce duce la creșterea vitezei de recombinare.

Timpul mediu de recombinare din bază, al sarcinii în exces a purtătorilor minoritari în regiunea de saturație este τ_s (aceiași ordin de mărime).

În regiunea de saturație tensiunile pe cele 2 joncțiuni sunt bine determinate în funcție de curenții prin tranzistor, curenții de bază și de colector fiind bine determinați de elementele externe ale tranzistorului.

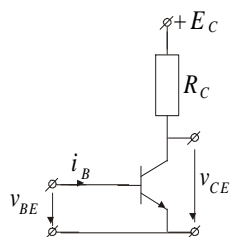


fig. 4.13

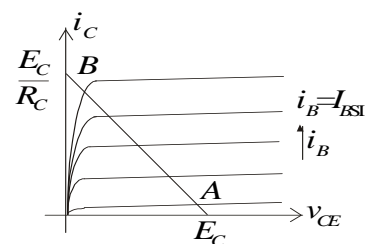


fig. 4.14

Cele trei regimuri de lucru principale ale tranzistorului se pot analiza pe caracteristicile de ieșire ale tranzistorului în conexiune EC (fig.4.13). Caracteristica curentului de colector în funcție de tensiunea colector emitor fiind cea din fig.4.14. Dreapta statică de funcționare $E_C = R_C i_C + v_{CE}$ determină pe caracteristică două puncte:

- punctul A care corespunde stării de blocare ($i_B = 0$)
- punctul B care corespunde începutului curentului de saturație.

Se definesc:

$$- I_{C\text{ sat}} = \frac{E_C - V_{C\text{ sat}}}{R_C} \approx \frac{E_C}{R_C}, \text{ curentul de saturație}$$

$$- I_{BSI} = \frac{I_{C\text{ sat}}}{\beta_0} - \text{curentul de bază la saturație incipientă}$$

În regiunea de saturație curentul de colector nu e constant, depinzând de E_C și $R_C \Rightarrow$

- un tranzistor va funcționa în RAN dacă $0 < i_B < I_{BSI}$
- un tranzistor va funcționa în regiunea de saturație dacă $i_B > I_{BSI}$ și $I_{C\text{ sat}} = \frac{E_C}{R_C}$.

Se definesc:

$$-\text{gradul de saturație al unui tranzistor: } n = \frac{i_B - I_{BSI}}{I_{BSI}}$$

$$-\text{factorul de supracomandă: } n' = \frac{i_B}{I_{BSI}} = n + 1$$

În regiunea de saturație $I_{C\text{ sat}} < \beta_0 i_B$.

Principalul avantaj al funcționării tranzistorului bipolar în regiunea de saturație constă în faptul că tensiunile de pe joncțiuni sunt bine precizate, cu valori mici, practic independente de tensiunea de alimentare, iar curenții prin tranzistor au valori determinate numai de circuitul exterior, ceea ce nu se poate afirma despre tranzistorul aflat în regiunea activ normală. De asemenea puterea disipată de tranzistor în saturație la joncțiunea colectorului este foarte mică în comparație cu puterea disipată de tranzistor în RAN.

Dezavantajul funcționării tranzistorului bipolar în saturație constă în întârzierea la comutarea inversă când trebuie evacuată toată sarcina acumulată în bază și care este în cantitate mai mare decât în tranzistorul funcționând în RAN la același curent de colector și dependentă de curentul de bază al tranzistorului.

În circuitele numerice tranzistorul bipolar lucrează, de obicei, ca un comutator care își schimbă în permanență starea. Trecerea tranzistorului din starea de blocare în starea de conducție (RAN sau SAT) reprezintă comutarea directă iar trecerea acestuia din starea de conducție în starea de blocare reprezintă comutarea inversă.

Pentru studierea regimului tranzitoriu de comutare dintr-o regiune în alta se folosește în situații nu foarte pretențioase *metoda sarcinii* (tranzistorul e privit ca un dispozitiv controlat în curent). Aceasta permite obținerea unor rezultate interpretabile fizic ce permit tragerea unor concluzii referitoare la îmbunătățirea unor parametrii.