

D Timpul de propagare.

Timpul de propagare constituie un parametru dinamic. Fiind unul dintre cei mai importanți parametrii, împreună cu puterea consumată de circuitele integrate. Frecvent se utilizează produsul putere-timp de propagare mediu pentru a exprima calitatea globală a circuitului integrat. Produsul celor doi parametrii se numește factor de calitate și se exprimă în joule.

$$F_c = P_{cc} \cdot t_{pd} [pJ] \quad (10.48)$$

Analiza timpului de propagare prezintă unele dificultăți datorată aprecierii valorice a mărimilor de ieșire (tensiune, curent, impedanță). În acest sens se amintesc următoarele: caracteristicile de ieșire : $V_{OH} = f(I_{OH})$ respectiv $V_{OL} = f(I_{OL})$ au o exprimare neliniară, iar stabilirea punctului de funcționare pe cele două caracteristici, în regim dinamic devine dificil de apreciat. În acest sens, din caracteristica de ieșire $V_{OH} = f(I_{OH})$, se poate constata că impedanța de ieșire Z_{OH} se modifică de la 80 la 5000 Ω având o valoare tipică de 300 ÷ 400 Ω pentru $V_{OH} = 2,4V$. Bineînțeles valorile exprimate mai sus se referă la situația când tranzistorul T_4 este în conducție, iar tranzistorul T_3 este blocat.

O situație similară se întâlnește și pentru nivelul logic inferior, unde impedanța de ieșire Z_{OL} poate avea valori cuprinse între 10 ÷ 400 Ω . Și în acest caz s-a considerat că T_3 este în conducție și T_4 blocat.

Analiza celor doi timpi de propagare o vom face considerând că circuitul integrat s-a echivalat cu un circuit RC – trece jos unde capacitatea va fi considerată capacitatea parazită de la ieșire, iar rezistența va fi considerată impedanța de ieșire a circuitului Z_{OH} respectiv Z_{OL} . Se mai presupune că timpul de ridicare, t_r , și coborâre, t_c , prezintă valorile recomandate în catalog și anume $t_r = t_c = 10$ ns.

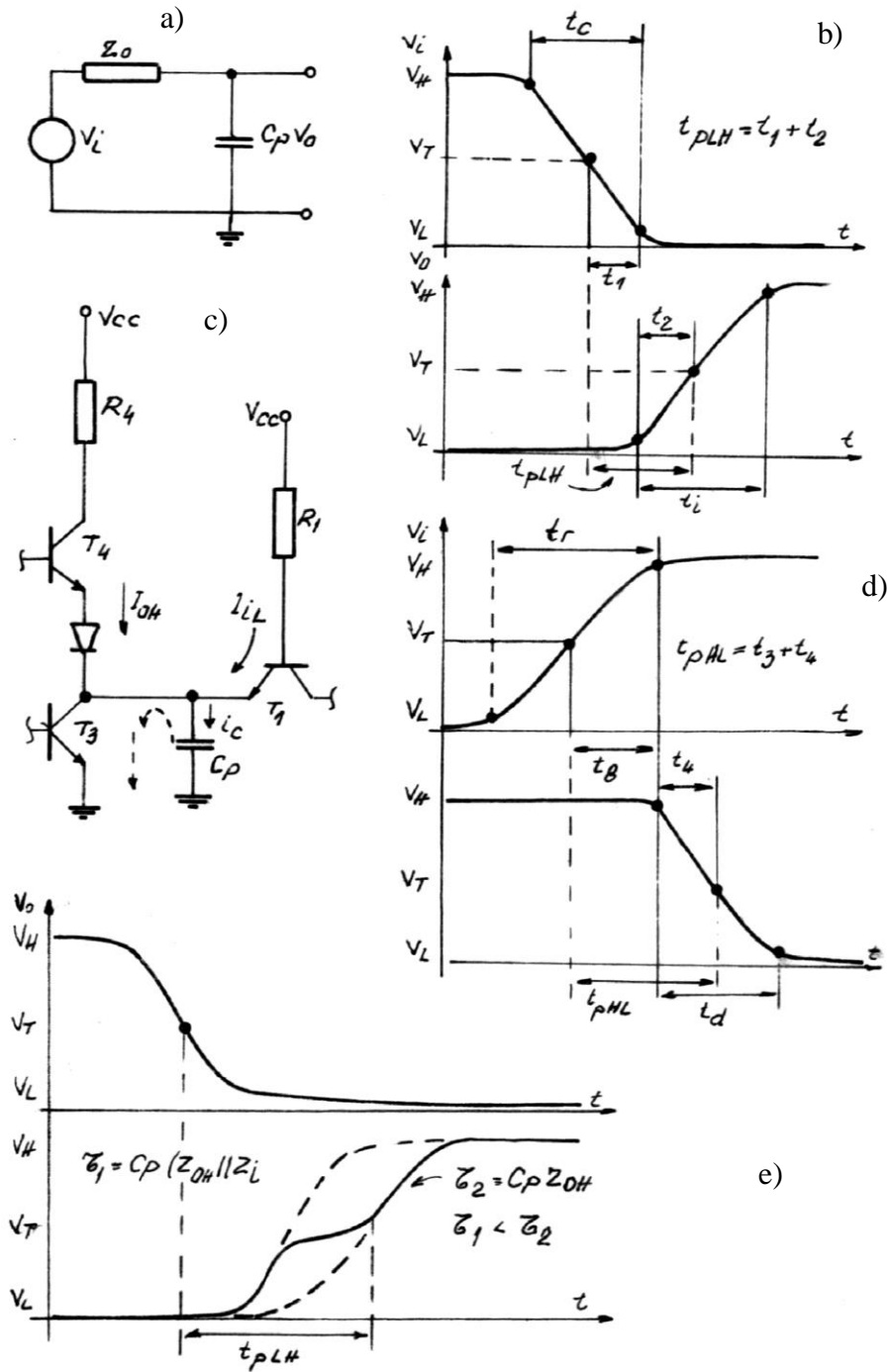


Figura 10.38

Se va încerca o analiză separată pentru cei doi timpi de propagare, prezentând unele particularități.

Pentru t_{pLH} (figura 10.38.b) cunoscând valoarea timpului de cădere a semnalului de intrare de 10 ns se poate determina cu aproximație constanta de timp a semnalului de intrare;

$$t_c = \tau_{ic} \ln \frac{V_{i(\infty)} - V_{i(o)}}{V_{i(\infty)} - V_{i(tc)}} = \tau_{ic} \ln \frac{0 - V_H}{0 - V_L} = 10ns \quad (10.49)$$

pentru $V_H = 3,5^v$ și $V_L = 0,2^v$ rezultă că : $\tau_{ic} \approx 4 \text{ ns}$

În acest caz componenta t_1 se poate determina cu aproximație:

$$t_1 = \tau_{ic} \ln \frac{V_{i(oo)} - V_T}{V_{i(oo)} - V_L} = \tau_{ic} \ln \frac{0 - 1,5}{0 - 0,2} = 1,9\tau_{ic} = 7,6ns \quad (10.50)$$

Timpul de încărcare a capacității parazite se determină ca fiind:

$$t_i = Z_{OH} \cdot C_p \ln \frac{V_{o(oo)} - V_{o(o)}}{V_{o(oo)} - V_{o(ti)}} = Z_{OH} C_p \ln \frac{V_{CC} - V_L}{V_{CC} - V_H} \quad (10.51)$$

Pentru: $C_p = 20 \text{ pF}$ și pentru Z_{OH} luându-se o valoare medie de 400Ω se obține:
 $t_i = 400 \cdot 20 \cdot 10^{-12} \cdot 1,2 = 10 \text{ ns}$.

Aici se impun unele observații referitoare la modul de încărcare a capacității parazite și anume:

Inițial capacitatea C_p fiind descărcată, are tendința de a menține (prin încărcare lentă) potențialul de la ieșire, un interval de timp, la un nivel scăzut sub valoarea tensiunii de prag. Analizând caracteristica de ieșire $V_{OH} = f(I_{OL})$ și $I_L = f(V_L)$ se constată că pe tot intervalul de timp cât tensiunea de ieșire este menținută la o valoare scăzută atât tranzistorul T_4 cât și tranzistorul T_1 a porții următoare, vor genera un curent relativ mare care duce la încărcarea rapidă în prima fază a capacității. Din punct de vedere electric se poate considera că impedanța de ieșire Z_{OH} se pune în paralel cu impedanța de intrare a sarcinii, Z_i . Se poate constata că dacă sunt mai multe porți comandate va rezulta o constantă mai mică; (figura 10.38.c)

$$\frac{1}{Z_e} = \left(\frac{1}{Z_{OH}} + \frac{1}{Z_{i1}} + \frac{1}{Z_{i2}} + \dots + \frac{1}{Z_{in}} \right) \quad \text{și deci } \tau_{i1} = C_p \cdot Z_e \quad (10.52)$$

Pentru o tensiune la ieșire mai mare de tensiunea de prag V_T , tranzistorul T_1 (figura 10.38.c) trece în regim invers, iar pe de altă parte curentul de ieșire scade semnificativ de la 40 mA la 0,8 mA, ceea ce duce la modificarea constantei de încărcare; $\tau_{i2} = C_p \cdot Z_{OH}$, lucru exprimat atât grafic (figura 10.38.e) cât și verificat practic. Schimbarea pantei de încărcare este cu atât mai evidentă cu cât diferența între τ_{i1} și τ_{i2} este mai mare.

Durata t_2 se poate determina cu relația:

$$t_2 = Z_{OH} C_p \ln \frac{V_{CC} - V_L}{V_{CC} - V_T} = 2,4ns \quad (10.53)$$

Rezultă că $t_{pLH} = t_1 + t_2 = 7,6 + 2,4 = 10 \text{ ns}$, valoare apropiată de cea din catalog. Față de această valoare medie a timpului t_{pLH} în catalogul de circuite integrate se pot exprima și valori limită în funcție de o serie de factori cum ar fi: temperatura de lucru, tensiunea de alimentare, parametrii dispozitivelor electronice care pot afecta impedanța de ieșire.

Același rezultat s-ar obține dacă se apelează la relația:

$$t_i = C_p \frac{du}{di} = C_p \frac{V_H - V_L}{I_{OH}} \quad (10.54)$$

unde se poate constata că pentru valori extreme ale lui I_{OH} se obține valori extreme ale timpului de încărcare, t_i .

Pentru $I_{OH} = 0,8 \text{ mA}$, se obține un timp de $t_i = 82,5 \text{ ns}$, iar pentru $I_{OH} = 40 \text{ mA}$ rezultă $t_i = 1,7 \text{ ns}$. Bineînțeles luând o valoare medie mai aproape de realitate și anume punctul în care tranzistorul T_4 se găsește la limita dintre regimul saturat și activ; $I_{OH} = 7 \text{ mA}$ se obține $t_i = 9,5 \text{ ns}$ valoare comparativă cu cea obținută mai înainte, relația 10.51.

Ca o privire de ansamblu se poate spune că tranzistorul T_4 are un rol hotărâtor în stabilirea valorii timpului de încărcare a capacității parazite de ieșire și deci a timpului de propagare, t_{pLH} .

Pentru determinarea timpului de propagare t_{pHL} (figura 10.38.d) se va stabili inițial valoarea constantei de timp de ridicare a semnalului de intrare dacă acest lucru nu este cunoscut:

$$t_r = \tau_{ir} \cdot \ln \frac{V_{i(oo)} - V_{i(o)}}{V_{i(oo)} - V_{i(tr)}} = \tau_{ir} \cdot \ln \frac{V_{CC} - V_L}{V_{CC} - V_H} = 1,2\tau_{ir} = 10\text{ns} \quad (10.55)$$

Rezultă că τ_{ir} are o valoare aproximativă de 8 ns . În acest caz:

$$t_3 = \tau_{ir} \cdot \ln \frac{V_{i(oo)} - V_T}{V_{i(oo)} - V_H} = 0,9\tau_{ir} = 7,2\text{ns} \quad (10.56)$$

Durata de descărcare a capacității parazite se determină cu relația:

$$t_d = Z_{OL} \cdot C_p \cdot \ln \frac{V_{o(oo)} - V_{o(o)}}{V_{o(oo)} - V_{o(td)}} = Z_{OL} C_p \cdot \ln \frac{0 - V_H}{0 - V_L} = 2,9Z_{OL} \cdot C_p \quad (10.57)$$

Dacă se adoptă o impedanță medie de $Z_{OL} = 50 \Omega$ și pentru $C_p = 20 \text{ pF}$ rezultă că $t_d = 3 \text{ ns}$.

$$t_4 = Z_{OL} C_p \cdot \ln \frac{0 - V_H}{0 - V_T} = 0,9Z_{OL} \cdot C_p = 1\text{ns}$$

Astfel: $t_{pHL} = 7,2 + 1 = 8,2 \text{ ns}$

Timpul de propagare mediu va avea valoarea :

$$t_{pd} = \frac{t_{pHL} + t_{pLH}}{2} \quad (10.58)$$

Se consideră un timp de propagare mediu pentru seria standard: $t_{pd} = 10 \text{ ns}$.

În acest caz factorul de calitate este:

$$F_c = P_{cc} \cdot t_{pd} = 10 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^{-9} = 100 \text{ pj}$$

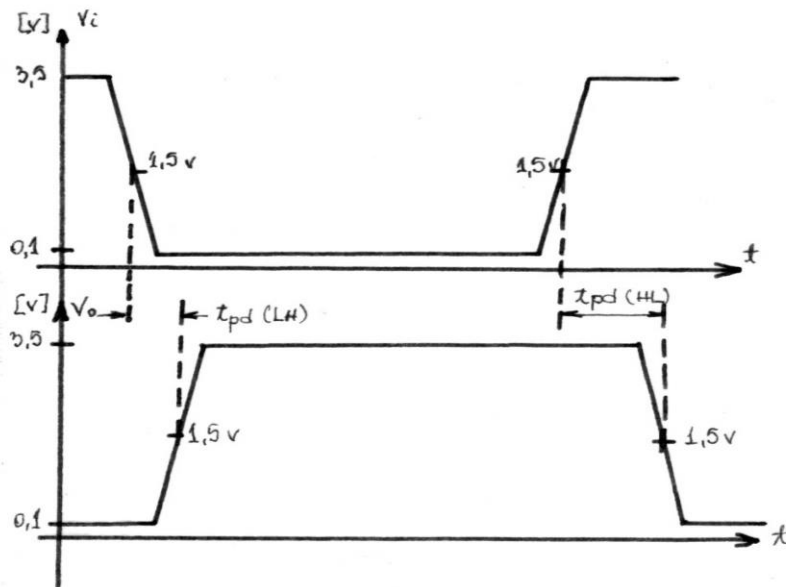


Figura 10.39

În figura 10.39 se arată modul de definire a celor doi timpi de propagare, care au valori medii furnizate în foile de catalog de: $t_{pHL} = 8 \text{ ns}$, respectiv $t_{pLH} = 10 \text{ ns}$.

Cum s-a arătat timpii de propagare depind de temperatura de lucru a circuitului integrat, de tensiunea de alimentare și de sarcina capacitivă de la ieșirea circuitului integrat. Influența cea mai mare este produsă de sarcina capacitivă deoarece determină creșterea constantei de timp de încărcare, respectiv descărcare, ceea ce conduce în mod automat la creșterea timpilor de propagare. O consecință imediată a acestui fenomen constă în imposibilitatea funcționării circuitului la frecvențe ridicate.

Capacitatea parazită crește cu creșterea lungimii firelor de interconexiune ca o consecință a acestei afirmații se vor lua toate măsurile tehnologice pentru a scădea numărul de interconexiuni de lungime mai mare de 15 cm pentru familia de circuite integrate TTL.

Prin creșterea gradului de integrare distanțele dintre componente(circuite integrate) se vor micșora, ceea ce conduce la scăderea capacităților parazite și evident la creșterea frecvenței de lucru.

Creșterea capacității parazite, de la ieșirea unui circuit integrat, pot avea și alte efecte secundare, cum ar fi apropierea nivelelor logice de zona de tranziție, în special nivelul logic superior, care va conduce la scăderea imunității la zgomot, cu consecințele corespunzătoare. O situație deosebit de gravă se va întâlni în cazul circuitelor secvențiale (cu reacție) la care scăderea nivelului logic superior ar putea duce la schimbarea stării circuitului prin calea de reacție ieșire-intrare, ceea ce poate conduce la dis-funcționalități în sistemele numerice.

Cum s-a arătat, performanțele superioare ale porților TTL se obțin, în mare măsură, existenței circuitului în contra-timp, format din tranzistoarele T_3 și T_4 și a etajului său de comandă format din tranzistorul T_2 , rezistențele R_2 și R_3 .

Circuitul de ieșire a porților TTL contribuie atât la realizarea unor timpi de propagare de valoare relativ mici, cât și la creșterea imunității la perturbații a porții. Rezistența la ieșire a unui circuit logic integrat de tip TTL variază între $10 - 12 \Omega$, pentru nivelul logic inferior și

între 70 – 100 Ω pentru nivelul logic superior. Aceasta permite amortizarea rapidă a perturbațiilor dinamice.

E Puterea disipată

Puterea totală consumată de un circuit integrat este constituită din puterea consumată în regim static (P_{CC}) cât și în regim de comutare. Puterea consumată în regim dinamic are două componente: puterea consumată încărcării capacităților parazite (P_D) și puterea consumată în regimul tranzitoriu (P_{DS}).

$$P = P_{CC} + P_D + P_{DS} \quad (10.37)$$

Cele trei componente au ponderi diferite în funcție de frecvența de lucru a circuitului integrat.

Puterea disipată în regim static depinde de curentul absorbit de circuitul logic de la sursa de alimentare atunci când la ieșire este nivel logic superior (I_{CCH}), respectiv când la ieșire este nivel logic inferior (I_{CCL}).

❖ Puterea statică

Puterea disipată în regim static depinde de curentul absorbit de circuitul logic de la sursa de alimentare atunci când la ieșire este nivel logic superior (I_{CCH}), respectiv când la ieșire este nivel logic inferior (I_{CCL}).

Consumul unei porți, în regim static, se definește pentru un factor de umplere a semnalului de intrare de 50% și la o frecvență suficient de mică pentru ca efectul de creștere a consumului datorat încărcării și descărcării capacității parazite de sarcină să fie neglijabil.

În condițiile arătate se definește puterea statică pe baza relației de mai jos:

$$P_{CC} = \frac{I_{CCH} + I_{CCL}}{2} \cdot V_{CC} \quad (10.38)$$

În cazul că la ieșire este $V_O = V_{OH}$ din figura 8.26 se poate determina curentul I_{CCH}

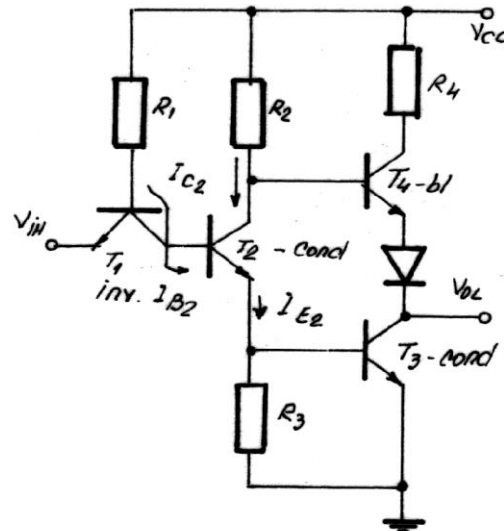
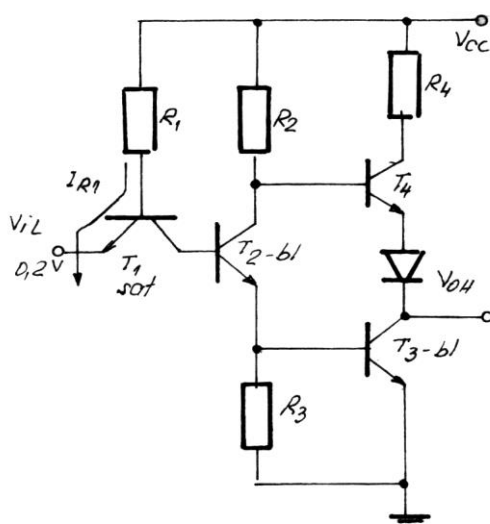


Figura
10.26
Figura
10.27

Se
ține cont
că la
intrare

este nivel logic inferior($V_{IL}= 0,2V$) și cele patru tranzistoare au următorul regim de funcționare: tranzistorul T_1 este în regim saturat, T_2 și T_3 sunt în regim blocat, iar T_4 este în regim activ. În acest caz singurul curent ce se poate închide de la sursa de alimentare spre masă este curentul I_{R1}

$$I_{CCH} = I_{R1} = \frac{V_{CC} - V_{B1}}{R_1} = \frac{5 - 0,95}{4 \cdot 10^3} = 1mA \quad (10.39)$$

Pentru: $V_{CC} = 5 V$; $V_{IL} = 0,2 V$; $V_{BE} = 0,75 V$; $R_1 = 4 K\Omega$.

Pentru $V_O = V_{OL}$ din figura 10.27 se poate constata că tranzistorul T_4 este blocat, T_1 este în regim invers, iar T_2 și T_3 sunt în regim saturat, ceea ce conduce la concluzia că :

$$I_{CCL} = I_{E2} = I_{C2} + I_{B2} = \frac{V_{CC} - V_{C2}}{R_2} + \frac{V_{CC} - V_{B1}}{R_1} = \frac{5 - 0,95}{1,6 \cdot 10^3} + \frac{5 - 2,25}{4 \cdot 10^3} = 2,5mA + 0,7mA = 3,2mA \quad (10.40)$$

deci pentru $I_{CCH}=1mA$ și $I_{CCL}=3mA$ (s-a rotunjit) se obține un consum de la sursa de alimentare de:

$$P_{CC} = \frac{1mA + 3mA}{2} \cdot 5V = 10mW$$

Și care reprezintă puterea statică consumată de o poartă TTL.

❖ Puterea dinamică

Puterea dinamică se definește ca energia necesară încărcării capacității parazite de la ieșire circuitului integrat și este dată de relația:

$$P_D = C_P \cdot V_{CC}^2 \cdot F$$

În general puterea dinamică este independentă de tehnologia de fabricare a circuitelor integrate. Ea depinde doar de pătratul tensiunii de alimentare de frecvența de lucru a circuitului integrat și de valoarea capacității parazite de la ieșirea circuitului integrat. Cum tensiunea de intrare la circuitele integrate TTL este fixă(sunt admise toleranțe de +/-10%), iar frecvența de lucru este un parametru specific regimului de lucru, rezultă că singurul parametru asupra căruia se poate acționa este capacitatea parazită.

Pentru $C_p = 15 pF$; $V_{CC} = 5 V$; $f = 1 MHz$ se obține: $P_D = 15 \cdot 10^{-12} \cdot 25 \cdot 10^6 = 0,375mW$.

Pentru o frecvență de 20 MHz se obține $P_D = 7,5 mW$ ceea ce conduce la aproape o dublare a puterii față de puterea consumată în regim static. Mai mult, se constată că puterea este dependentă de sarcina capacitivă.

❖ Puterea dinamică suplimentară

În afară de cele două componente ale puterii, la familia TTL, mai trebuie luată în evidență o putere dinamice suplimentare, datorată conducției simultane a tranzistoarelor T_3 și T_4 din circuitul de ieșire a porții. Cele două tranzistoare au regimuri de funcționare în contra timp. Pe durata tranzițiilor, datorită faptului că cele două dispozitive nu sunt comutatoare ideale, cât și datorită comutării la momente de timp diferite (ordinul ns), pot exista intervale de timp când cele două tranzistoare să fie simultan în conducție.

Reprezentând variația curentului consumat de poartă (I_{CC}) funcție de tensiunea de intrare (figura 10.28) se constată apariția unui curent suplimentar mare în intervalul de tensiune de intrare de 1,3 V la 1,5 V. Interval în care au loc procesele tranzitorii. În acest interval, al tensiunii de intrare, atât tranzistorul T_3 cât și tranzistorul T_4 pot fi în conducție simultan. În această zonă singurul dispozitiv ce limitează curentul prin tranzistoarele T_3 și T_4 este rezistența R_4 de 130 Ω . Astfel valoarea maximă a curentului I_{CC} poate fi determinată cu relația:

$$I_{CC \max} = \frac{V_{CC} - V_{CE4} - V_D - V_{CE3}}{R_4} \quad (10.41)$$

Pentru cazul cel mai defavorabil : $V_{CC} = 5 \text{ V}$; $V_{CE4} = V_{CE3} = 0,2 \text{ V}$; $V_D = 0,75 \text{ V}$ se obține un curent de :

$$I_{CC \max} = \frac{5 - 0,2 - 0,75 - 0,2}{130} = 30 \text{ mA}$$

În figura 10.28.a se reprezintă modul de variație a curentului absorbit de la sursa de alimentare, V_{CC} funcție de tensiunea de intrare. Curentul I_{cc} este comparat și cu caracteristica statică de transfer (figura 10.28.a).

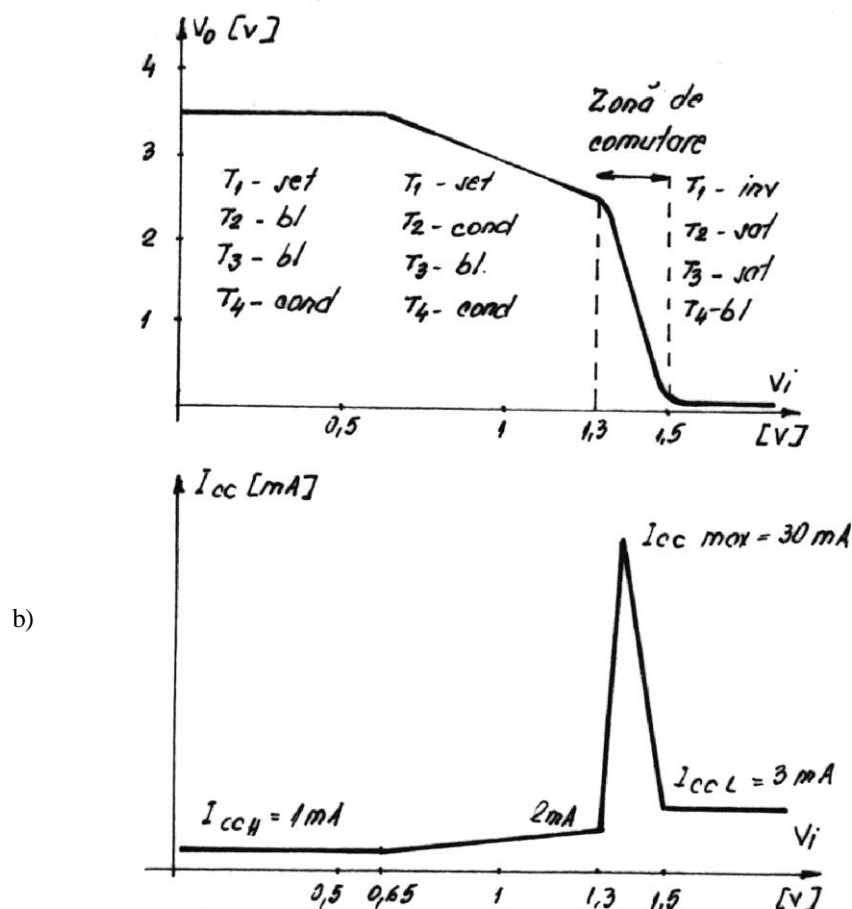


Figura 10.28

În practică curentul I_{CC} nu prezintă valori maxime pentru cele două tranziții ale porții, acest lucru se datorează modului diferit de comutare al tranzistoarelor T_3 și T_4 . Pentru înțelegerea fenomenului se vor analiza, pe rând cele două cazuri, de comutate a tranzistoarelor ce lucrează în contra timp.

- **Cazul a): V_O inițial pe nivel superior**

a) În cazul comutării porții la ieșire de la nivelul logic superior la nivelul logic inferior (figura 10.29) cele două tranzistoare sunt în starea: T_3 blocat și T_4 în regiunea normală de conducție. Presupunând că timpii de ridicare și coborâre a tranzistoarelor T_3 și T_4 sunt aproximativ constanți ($t_r = t_c = t_2 - t_1$).

Primele două diagrame de timp, din figura 10.29, sunt ridicate pentru cele două tranzistoare T_3 și T_4 , considerate că funcționează independent una față de cealaltă. Când un tranzistor este blocat prin el se închide un curent maxim de colector rezidual (I_{CO}). În conducție prin tranzistor se închide un curent de colector, a cărui valoare o neglijăm pe moment.

b) Diagrama a treia de timp ia în calcul interacțiunea între cele două tranzistoare, T_3 și T_4 . În acest caz curentul maxim ce se poate închide pe circuitul de ieșire este minimul rezultat din diagramele de timp menționate mai sus. Dacă un tranzistor este blocat în mod normal, prin circuitul de ieșire, curentul este I_{CO} . Pe intervalul de timp cât are loc tranziția ($t_2 - t_1$) se obține un curent maxim la mijlocul intervalului de timp. Va rezulta că prin cele două tranzistoare va trece un curent suplimentar I_{CC} ce va avea o valoare aproximativ jumătate din valoarea maximă care s-ar putea închide prin ele (aproximativ $\frac{1}{2}$ din I_{CCmax}).

c)

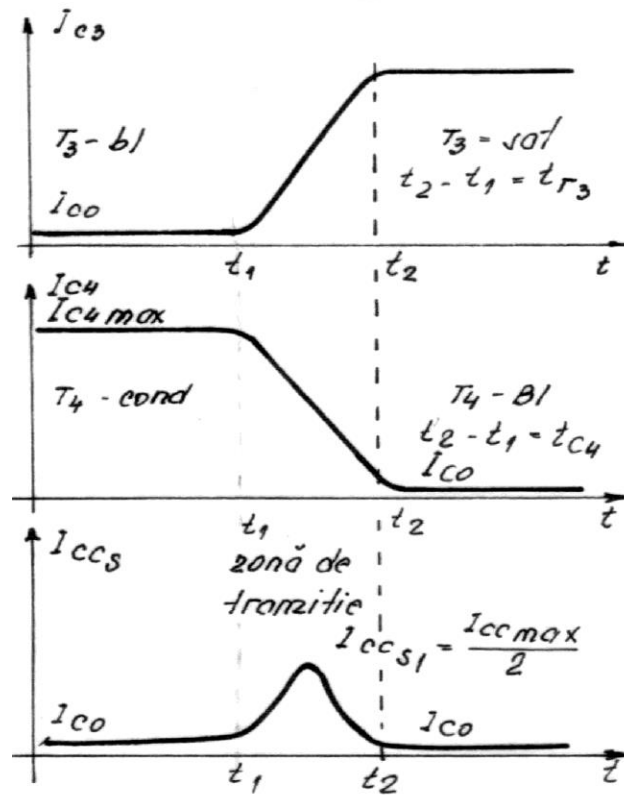


Figura 10.29

- **Cazul b): V_O inițial pe nivel inferior**

Pentru situația în care poarta comută de la nivelul logic inferior la nivelul logic superior, la ieșire (figura 10.30), tranzistorul T_4 este inițial blocat iar tranzistorul T_3 este saturat. În momentul comutării, tranzistorului T_4 intră mai repede în conducție decât se blochează tranzistorul T_3 . Acest lucru este determinat de timpul suplimentar de eliminare a sarcinilor din baza tranzistorului T_3 saturat, ceea ce face ca blocarea acestuia să fie întârziată cu timpul de saturare a lui. Datorită acestei întârzieri curentul I_{CC} suplimentar poate crește până la o valoare, ce este limitată doar de rezistența R_4 . Acest curent s-a notat cu I_{CCmax} . Dacă se presupune că timpul de deblocare a lui T_4 este comparabil cu timpul de saturare al tranzistorului T_3 , ceea ce este posibil, curentul I_{CCmax} va avea valoarea specificată în figura 10.30.

Variația curentului de colector prin tranzistoarele T_3 și T_4 considerate că funcționează independente sunt reprezentate în diagramele de timp unu și doi din figura 10.30.

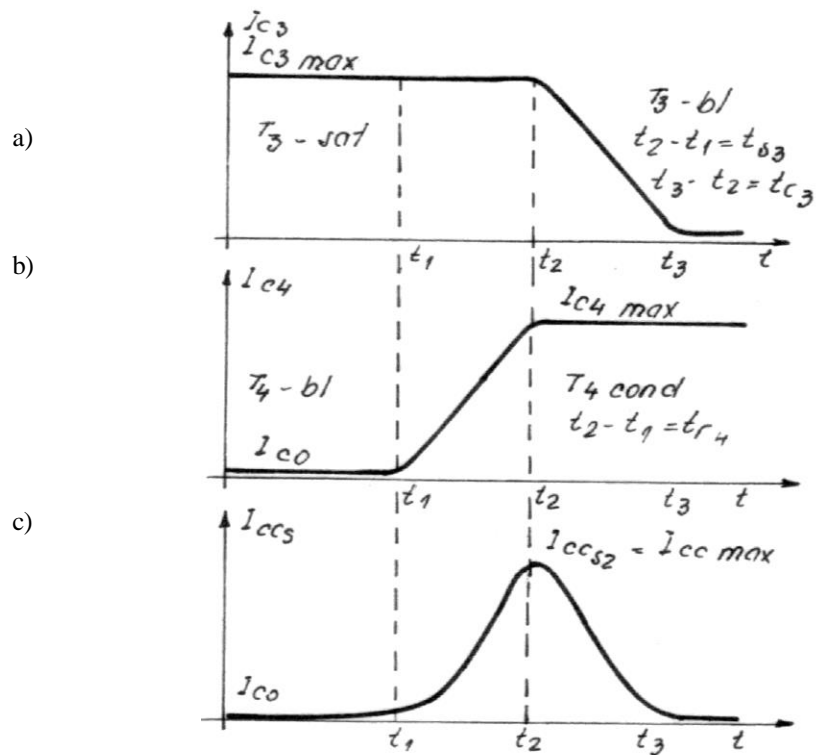


Figura 10.30

Curentul I_{ccs} comun prin cele două tranzistoare ce sunt legate în serie, se prezintă în diagrama a treia a figurii 10.30. Valoarea maximă a acestui curent poate atinge valoarea $I_{cc \max}$.

Exprimând variația curentului I_{cc} în timp (figura 10.31.b) având ca reper variația în timp a tensiunii de ieșire (figura 10.31.a), prin integrare se obține puterea dinamică suplimentară.

$$P_{DS} = V_{CC} \left(\frac{I_{CC\max}}{2 \cdot 2} \cdot \frac{tc}{T} + \frac{I_{CC\max}}{2} \cdot \frac{tr}{T} \right) \quad (10.42)$$

unde:

T este perioada de repetiție a semnalului de la ieșirea porții;

t_c și t_r reprezintă timpul de cădere respectiv de coborâre a semnalului de la ieșirea porții.

Pentru $V_{CC} = 5\text{ V}$; $I_{CC\max} = 30\text{ mA}$; $t_c = t_r = 10\text{ ns}$ și $F = 1\text{ MHz}$ se obține $P_{DS} = 1,125\text{ mW}$, iar pentru o frecvență de 20 MHz se obține un consum suplimentar de $22,5\text{ mW}$.

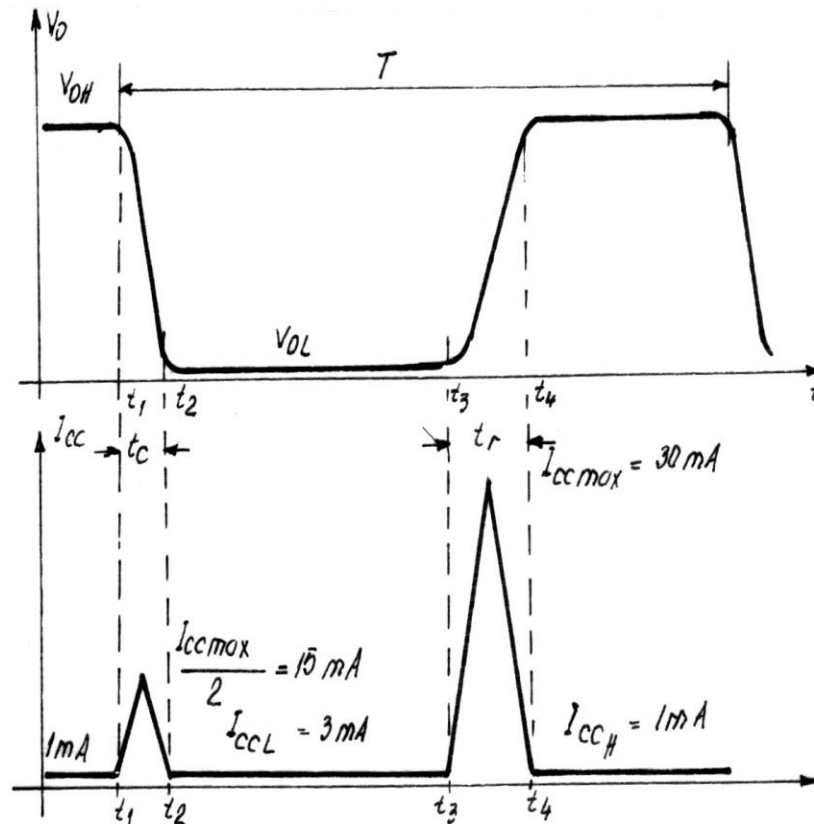


Figura 10.31

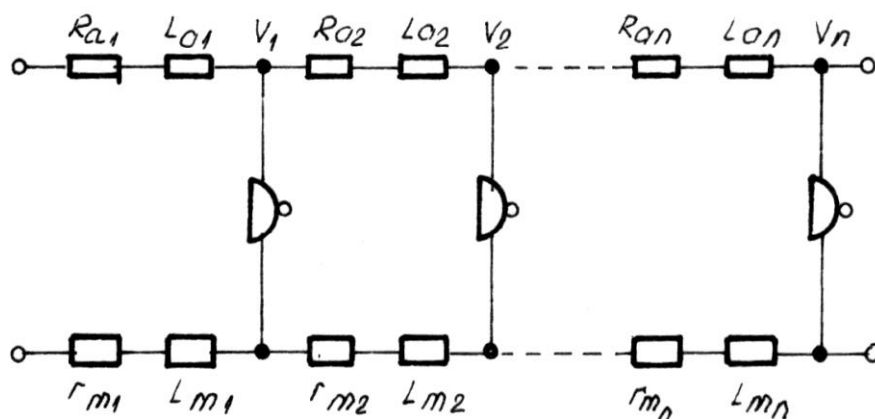
Apariția unor curenți de alimentare I_{CC} suplimentari poate pune o serie de probleme legate de înrăutățirea imunității la perturbație a unui circuit logic.

10.2.7. Influența zgomotelor pe barele de alimentare

În acest sens dacă două sau mai multe circuite sunt legate la bara de masă comună, respectiv la bara de alimentare comună, V_{CC} , tensiunea din punctul de alimentare a fiecărui

circuit depinde de curentul de alimentare a celorlalte circuite. În fiecare caz se produc cuplaje galvanice prin impedanțe comune.

Datorită curentului preluat de la sursa de alimentare (I_{CC} suplimentar), accentuat și de curenții de încărcare și descărcare a capacităților parazite, apar variații ale tensiunii pe barele de alimentare. Barele de alimentare nu pot fi considerate impedanțe perfect nule. Situația reală, din



punct de vedere electric, a celor două bare de alimentare a circuitelor integrate este redată în figura 8.32, unde o bară de alimentare (V_{CC} sau masa) au fost echivalate printr-o rezistență și inductanțe distribuite.

Figura 10.32

În figura 10.32 se prezintă structura echivalentă, simplificată, a conectării circuitelor integrate la barele de alimentare.

Fiecare 1 cm de traseu imprimat creează o inductanță echivalentă de 1-10 nH în acest caz tensiunile electromotoare induse de primul circuit logic P_1 în punctul V_2 poate fi exprimat prin relația:

$$U_{e2} = -L \frac{di}{dt} \quad (10.43)$$

Exemplu: Presupunând că distanța, pe bara de alimentare între două circuite este de 2 cm, atunci în punctul V_2 se va obține, datorită curentului I_{CC} suplimentar de 30 mA, o tensiune perturbatoare negativă, față de V_{CC} de:

$$U_{e2} = -10 \cdot 10^{-9} \frac{2 \cdot 30 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^{-9}} = -60 \text{ mV}$$

Se poate vedea că poarta P_1 va produce o tensiune perturbatoare la cea de-a 10-a poartă de aproximativ. 600 mV.

În figura 10.33 sunt reproduse, la scară, modul de apariție al zgomotelor perturbatoare pe bara de alimentare pozitivă pentru circuite din serii diferite. S-a considerat că lungimea barei de alimentare este 10 cm.

Pentru a elimina zgomotele de pe bara de alimentare este necesară plasarea, cât mai apropiat de circuitul logic a unei capacități de decuplare. Capacitatea de decuplare, împreună cu

rezistența barei de alimentare și rezistența de ieșire a sursei de alimentare constituie un circuit RC – trece jos. Circuitul RC determină integrarea zgomotului parazit de pe bara de alimentare.

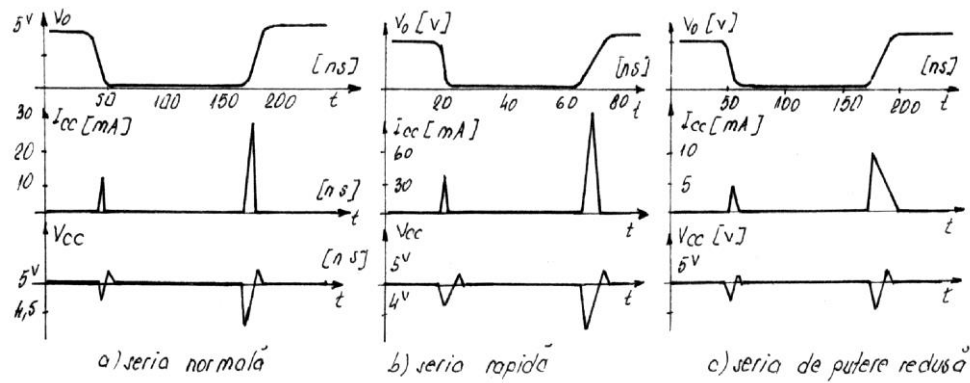


Figura 10.33

În figura 10.34.a s-a reprezentat schema echivalentă a circuitului RC – trece jos împreună cu răspunsul acestui circuit la un semnal de o formă aproximativă cu a semnalului de zgomot (figura 10.34.b).

În figura 10.34.c s-a reprezentat variația tensiunii V_{CC} în cazul plasării capacității de decuplare la o poartă din seria normală.

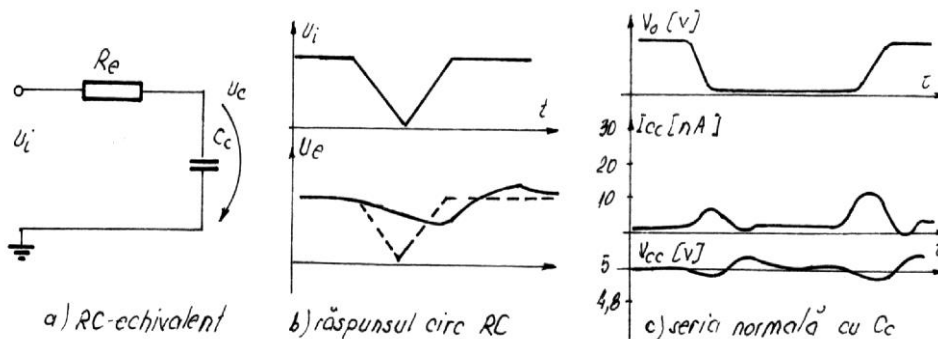


Figura 10.34

Decuplarea tensiunii de alimentare V_{CC} poate fi realizată în două moduri: elementul comun al metodelor este cerința de a menține o impedanță scăzută pe calea de la V_{CC} la masă. În primul caz, bara de alimentare V_{CC} poate fi considerată drept o linie de transmisie alimentată de la o sursă cu impedanță mică având impedanța caracteristică $Z_0 = \sqrt{L/C}$.

Dacă inductanța L este mică rezultă o impedanță scăzută. În general, un astfel de mod de abordare se poate realiza prin constituirea barei de alimentare sub forma unui strat conductor (cupru) depus pe o placă izolatoare, la care celălalt strat este masa (cablaje imprimate multistrat). O astfel de bară de alimentare poate fi echivalentă din punct de vedere electric cu mai multe capacități concentrate între V_{CC} și masa și inductanțe distribuite de valoare foarte reduse, conducând la o impedanță Z_O , cât mai scăzută.

O altă metodă este aceea de a considera linia de alimentare V_{CC} numai ca un element de conectare în curent continuu, și să se asigure pentru tranziția de curent o cale de scurgere la masă cu o impedanță scăzută prin plasarea unei capacități de decuplare între V_{CC} și masă. Pentru înlăturarea inductanței distribuite se impune ca decuplarea să se facă prin plasarea capacității cât mai aproape de pinii de alimentare ai circuitelor integrate.

În cazul plasării unor condensatori de decuplare, pentru a asigura o filtrare și o decuplare eficientă, aceștia trebuie să poată susține variațiile de curent pentru o perioadă de timp mai mare decât lățimea impulsului de curent.

Întrucât se constată existența a două constante de timp (una de frecvență ridicată, datorată tranzițiilor și o constantă de timp mare datorată frecvenței rețelei de alimentare) se impune practic plasarea a două capacități de decuplare. O capacitate de decuplare, C_1 , ce trebuie să asigure curentul $I_{CC \max}$, datorat intrării în conducție atât a tranzistorului T_3 cât și a tranzistorului T_4 pe durata tranziției. În acest caz valoarea acestei capacități este obținută cu relația:

$$C_1 = \frac{\Delta I_{CC \max}}{\Delta V / \Delta T} \quad (10.44)$$

unde: $\Delta I_{CC \max}$ are valoarea $I_{CC \max}$; ΔV valoarea variației maxime a tensiunii de alimentare, care nu afectează asupra funcționării circuitelor integrate, practic tensiunea de zgomot indusă și ΔT reprezintă durata procesului tranzitoriu.

Spre exemplu pentru $I_{CC \max} = 50 \text{ mA}$, $\Delta V = 100 \text{ mV}$, $\Delta T = 20 \text{ ns}$ rezultă $C_1 = 10 \text{ nF}$.

Cea de-a doua capacitate de decuplare se plasează de regulă în punctele de conectare a sursei de alimentare la placa de cablaj imprimat.

În acest caz valoarea celei de a doua capacități de decuplare se poate determina cu relația de mai jos pe baza desenului din figura 10.35

$$C_2 = \frac{\Delta I_{CC}}{\Delta V_{CC} / \Delta T} \quad (10.45)$$

unde ΔI_{CC} reprezintă diferența de consum a porții pentru cele două nivele logice: ΔT reprezintă valoarea timpului de tranziție în cazul cel mai defavorabil. Frecvența cea mai joasă de lucru este dificil de apreciat. Practic se poate merge la frecvențe joase de ordinul sutelor de Hz sau se poate lua în calcul frecvența rețelei de alimentare; ΔV_{CC} se ia valoarea maximă admisă pentru variația lui V_{CC} , de exemplu $+4,5^v$ la $+5,5^v$.

Ca exemplu: $\Delta I_{CC} = I_{CC H} - I_{CC L} = 2^{mA}$, $\Delta T = 20 \cdot 10^{-3} \text{ sec.}$, $V_{CC} = 1^v$, rezultă o capacitate $C_2 = 40 \mu F$.

În general tranzițiile parazite pe linia de alimentare V_{CC} care nu forțează ieșirea porții sub pragul de comutație sunt tolerante.

Pentru decuplare eficientă se recomandă ca terminalele capacității C_1 să fie cât mai scurte spre a evita introducerea unor inductanțe suplimentare. Capacitatea C_1 trebuie să fie de frecvență înaltă (tantal, ceramică). Capacitatea C_2 va fi o capacitate polarizată (tantal, electrolitică).

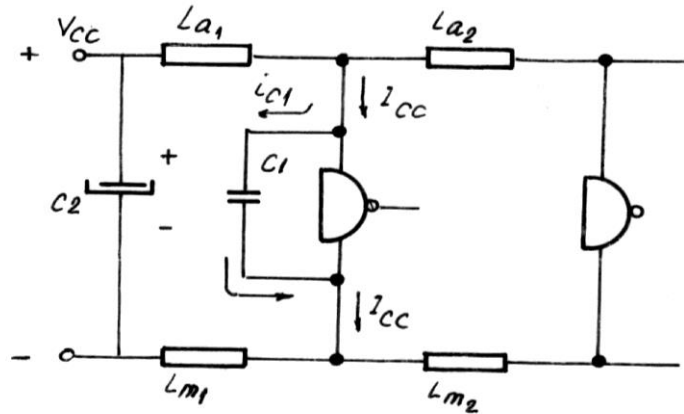


Figura 10.35

În vederea reducerii tensiunilor de zgomot, datorită cuplajelor galvanice între barele de alimentare se impune realizarea unor trasee de alimentare adecvate, cu plan de masă și alimentare separate, dacă este posibil tehnologic. În cazul că nu se utilizează tehnologia multistrat se recomandă trasarea unor bare de alimentare de inductanță mică (fire groase și scurte) intercalate cu trasee de masă, cum se prezintă în figura 10.36.

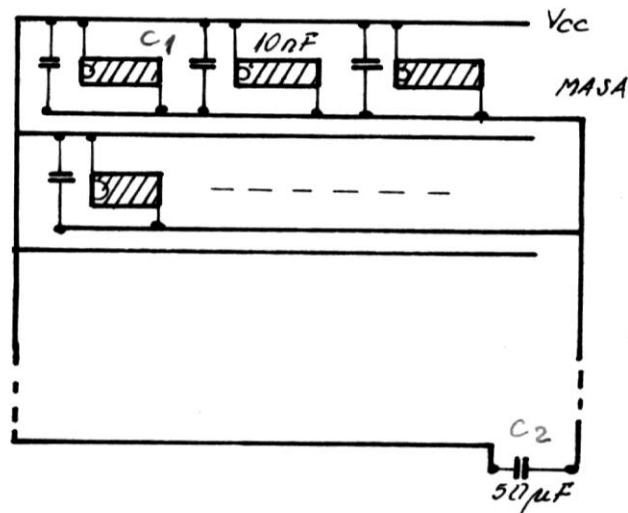


Figura 10.36

Zgomotele ce apar pe linia de masă sunt mult mai periculoase decât cele de pe bara de V_{CC} , deoarece sunt transmise direct în baza tranzistorului T_3 de ieșire(la TTL). Tranzistorul T_3 se comportă ca un amplificator al semnalului de zgomot. În plus pe bara de masă pe lângă curentul de alimentare I_{CC} , se închid și curenții de descărcare a capacităților de sarcină sau a capacităților parazite, care sunt de valori relativ mari.

În figura 10.37 s-a reprezentat simplificat modul de scurgere a curenților de descărcare a capacităților parazite cât și a curentului de alimentare, I_{CC} .

Valoarea curentului de descărcare a capacității parazite se poate determina cu relația de mai jos:

$$I_C = C_p \frac{du}{dt} \quad (10.46)$$

Cunoscând inductanța firului de masă, L_m , se poate calcula tensiunea indusă pe bara de masă:

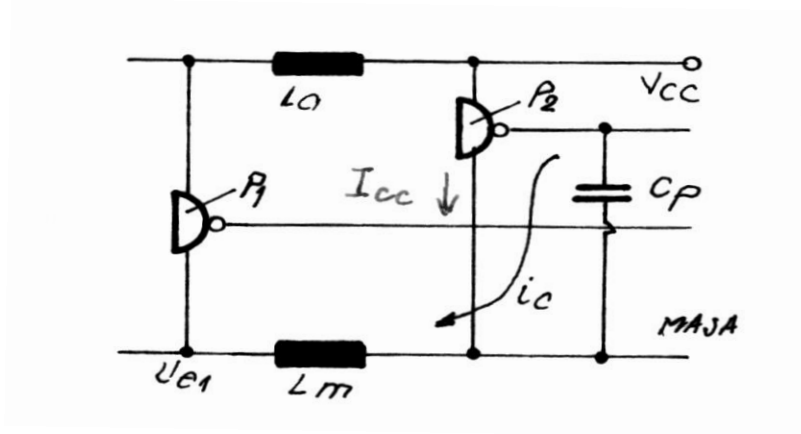


Figura 10.37

$$U_m = - L_m \left(\frac{\Delta I_{CCmax}}{\Delta t} + \frac{\Delta I_C}{\Delta t} \right) = - L_m \left(\frac{\Delta I_{CCmax}}{\Delta t} + \frac{\Delta U_{cp} \cdot C_p}{\Delta t^2} \right) \quad (10.47)$$

Unde: ΔI_{CCmax} este curentul electric furnizat de capacitatea de decuplare,
 ΔI_C s-a notat curentul de descărcare a capacității parazite și care este egal cu

$$\Delta I_C = \frac{\Delta U_{cp} \cdot C_p}{\Delta t}$$

ΔU_{cp} variația tensiunii la borna capacității parazite, C_p este capacitatea parazită, Δt este timpul de descărcare a capacității parazite.

Pentru $C_p = 100 \text{ pF}$, $\Delta U_{cp} = V_H - V_L = 3,5 \text{ V}$, $\Delta t = 10 \text{ ns}$ și $L_m = 20 \text{ nH}$, $\Delta I_{CCmax} = 30 \text{ mA}$, se obține: $U_m = -130 \text{ mV}$

Se poate constata că pentru aceiași parametri valoarea tensiunii de zgomot pe linia de masă este de două ori mai mare. Impulsurile parazite care apar pe linia de masă nu pot depăși marginea de zgomot. Această problemă poate fi rezolvată numai prin adaptarea unui sistem de punere la masă cât mai bun.

Principiul unei structuri cu plan de masă folosit în sistemele digitale de mare viteză, este complet diferit față de principiul bornei de masă folosit în circuitele de joasă frecvență. Cu cât legarea șasiului la masă este realizat mai bine cu atât protecția față de zgomotele de pe bara de masă este mai bună.

Problema decuplării și punerii la masă pe placheta imprimată trebuie considerată de mare importanță. Cea mai bună soluție este aceea a unei plăci dublu (multiplu) strat la care o față este utilizată pentru conexiuni logice și cealaltă față este utilizată ca plan de masă. În cazul în care nu se adoptă o astfel de soluție se recomandă realizarea unei rețele dense de linii de masă cât mai groasă, care să ocupe tot spațiu disponibil, chiar dacă lățimea ei variază destul de mult, în funcție de spațiu disponibil.

De asemenea se recomandă ca tensiunea de alimentare V_{CC} să fie decuplată prin plasarea câte unei capacități de decuplare, C_1 , pentru 1 la 4 circuite integrate TTL în funcție de curentul consumat, de valori cuprinse între 10 la 22 nF. La un număr de 20÷30 de circuite integrate se va plasa câte o capacitate de decuplare C_2 , de 10 la 20 microfarazi. Barele de alimentare sunt de dorit să fie cât mai scurte(12÷15 cm).