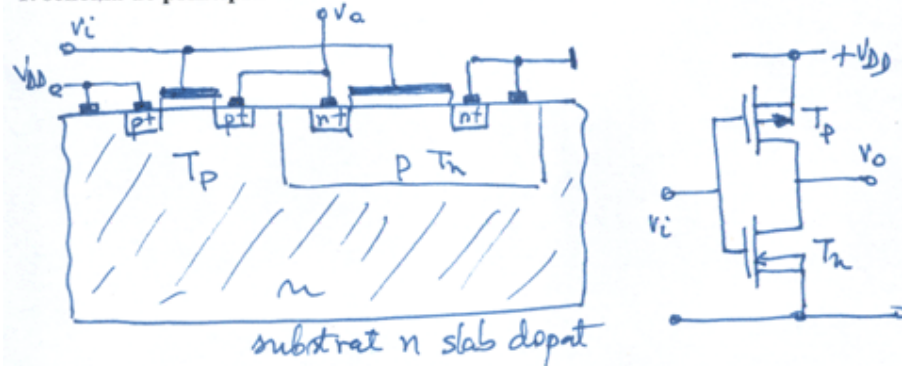


Structuri numerice cu inversoare CMOS

1. schema de principiu – inversor CMOS standard



- parametrii tranzistoarelor:

- tensiunile de prag: $V_p^n \cong V_p^p \cong 1,5V$;

- factorul de conducție intrinsec:

- $16 \mu A/V^2$ pentru canal N și $6 \mu A/V^2$ pentru canal P;

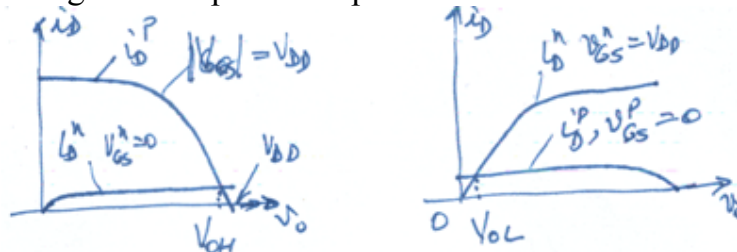
- factorii geometrici aleși în așa fel încât factorii de conducție să fie cât mai apropiați:

$$k_n \cong k_p \Rightarrow \frac{Z_n}{L_n} < \frac{Z_p}{L_p};$$

2. nivelele logice ale inversorului CMOS:

- cele două tranzistoare funcționează în contratimp;

- nivelele logice nu depind de raportul dintre cei doi factori de conducție;



- din grafice: $V_{oH} = V_{DD}$; $V_{oL} = 0$

- analitic:

$$i_D^P = k_p \left[(V_{DD} - V_p^p)(V_{DD} - V_{oH}) - \frac{(V_{DD} - V_{oH})^2}{2} \right] \cong 0;$$

deci: $V_{oH} = 0$;

$$i_D^n = k_n \left[(V_{DD} - V_p^n) V_{oL} - \frac{V_{oL}^2}{2} \right]; \text{ deci: } V_{oL} = 0.$$

Concluzie:

- nivele logice bine precizate, independente de condițiile reale de funcționare (inversor ideal);

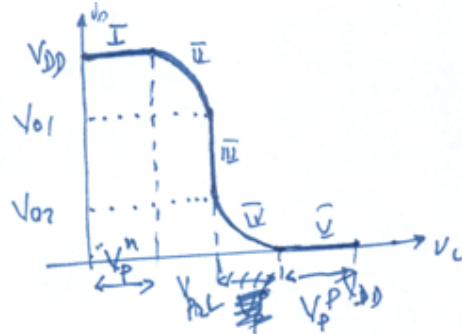
- utilizarea integrală a tensiunii de alimentare (inversor ideal).

* **influența rezistenței de sarcină:**

- pentru R_s cuplată la masă, V_{oH} scade (la valori peste $20k\Omega$);

- pentru R_s cuplată la V_{DD} , V_{oL} crește (la valori peste $20k\Omega$);

3. caracteristica de transfer:



* 5 zone ale caracteristicii:

* **zona I**, pentru $0 < V_i < V_p^n$, T_n blocat, T_p în zona liniară:

$$k_p \left[(V_{DD} - V_{oH} - V_p^p)(V_{DD} - V_{oH}) - \frac{(V_{DD} - V_{oH})^2}{2} \right] = 0;$$

$$\Rightarrow v_o = V_{DD} = V_{oH};$$

* **zona II**: $v_i > V_p^n$, T_n saturat; T_p liniar;

$$k_p \left[(V_{DD} - v_i - V_p^p)(V_{DD} - v_o) - \frac{(V_{DD} - v_o)^2}{2} \right] = k_n \frac{(v_i - V_p^n)^2}{2};$$

- se notează: $\frac{k_n}{k_p} = a^2$ și rezultă:

$$v_o = v_i + V_p^p + \sqrt{(V_{DD} - v_i - V_p^p)^2 - a^2(v_i - V_p^n)^2};$$

* **zona III**: ambele tranzistoare în saturație, $V_p^n < v_i < V_{prL}$:

- panta infinită; rezultă tensiunea de prag logic, V_{prL} ;
- panta reală;

$$k_n \frac{(V_{prL} - V_p^n)^2}{2} = k_p \frac{(V_{DD} - V_p^p - V_{prL})^2}{2};$$

$$V_{prL} = \frac{V_{DD} - V_p^p + aV_p^n}{1 + a};$$

- dacă: $V_p^n = V_p^p = V_p$ și $k_n = k_p = k \Rightarrow a = 1$:

$$V_{prL} = \frac{V_{DD}}{2}; \text{ avantaj pentru CMOS (inversor ideal);}$$

- marginile de zgomot ideale sunt egale cu $\frac{V_{DD}}{2}$ (maxime) (inversor ideal);

- tensiunea V_{o1} , la care se face trecea T_p în saturație:

$$V_{o1} = \frac{V_{DD} + a(V_p^p + V_p^n)}{1 + a} \cong 0,5V_{DD} + V_p \text{ sau:}$$

$$|V_{DS}^p| = V_{DD} - V_{o1} = |v_{GS}^p - V_p^p| = V_{DD} - V_{prL} - V_p^p, \text{ adică:}$$

$$V_{o1} = V_{prL} + V_p^p.$$

- * **zona IV**, pentru: $V_{prL} < v_i < V_{DD} - V_p^p$: T_n în zona liniară, T_p saturat:

$$k_p \frac{(V_{DD} - v_i - V_p^p)^2}{2} = k_n \left[(v_i - V_p^n)v_o - \frac{v_o^2}{2} \right] \text{ de unde:}$$

$$v_o = v_i - V_p^n - \sqrt{(v_i - V_p^n)^2 - \frac{1}{a^2}(V_{DD} - v_i - V_p^p)^2} \text{ și:}$$

$$V_{o2} = V_{prL} - V_{pn}.$$

- * **zona V**, pentru: $V_{DD} - V_p^p < v_i < V_{DD}$

$$k_n \left[(v_i - V_p^n)v_o - \frac{v_o^2}{2} \right] = 0, \text{ de unde: } v_o = V_{oL} = 0.$$

4. marginile de zgomot statice:

- definite în raport cu tensiunea de prag logic:

$$MZL = V_{prL} - V_{oL} = \frac{V_{DD} - V_p^p + aV_p^n}{1 + a};$$

$$MZH = V_{DD} - V_{prL} = \frac{aV_{DD} + V_p^p - aV_p^n}{1 + a}$$

- pentru un circuit simetric:

$MZL = MZH = 0,5V_{DD}$ (egale, maxime); (se apropie de inversorul ideal);

- conform definiției:

- se determină $V_i'(-1)$ și $V_i''(-1)$ pentru tranzistoare cu parametri simetrici:

$$\frac{dv_o}{dv_i} = 1 + \frac{-2(V_{DD} - V_i'(-1) - V_p) - 2(V_i'(-1) - V_p)}{2\sqrt{(V_{DD} - V_i'(-1) - V_p)^2 - (V_i'(-1) - V_p)^2}} = -1$$

- se notează: $\frac{V_{DD} - V_i'(-1) - V_p}{V_i'(-1) - V_p} = x > 0$

$$\frac{x+1}{\sqrt{x^2-1}} = 2 \Rightarrow x^2 + 2x + 1 = 4(x^2 - 1)$$

$$3x^2 - 2x - 5 = 0 \Rightarrow x_1 = -1; \quad x_2 = \frac{5}{3}$$

$$\frac{V_{DD} - V_i'(-1) - V_p}{V_i'(-1) - V_p} = \frac{5}{3} \Rightarrow V_i'(-1) = \frac{3V_{DD} + 2V_p}{8}$$

$$\frac{dv_o}{dv_i} = 1 - \frac{2(V_i''(-1) - V_p) + 2(V_{DD} - V_i''(-1) - V_p)}{2\sqrt{(V_i''(-1) - V_p)^2 - (V_{DD} - V_i''(-1) - V_p)^2}} = -1$$

- se notează: $\frac{V_i''(-1) - V_p}{V_{DD} - V_i''(-1) - V_p} = y > 0$

- se obține ecuația: $2 = \frac{y+1}{\sqrt{y^2-1}}$ cu soluția: $y = \frac{5}{3}$;

$$\frac{V_i''(-1) - V_p}{V_{DD} - V_i''(-1) - V_p} = \frac{5}{3} \Rightarrow V_i''(-1) = \frac{5V_{DD} - 2V_p}{8}$$

- se calculează marginile de zgomot:

$$MZL = V_i'(-1) - V_{oL} = \frac{3V_{DD} + 2V_p}{8}$$

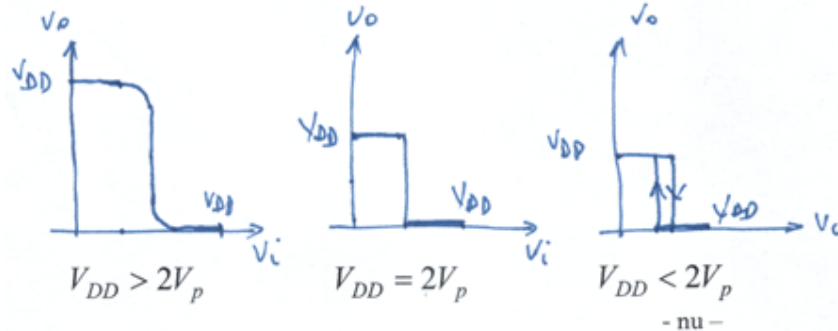
$$MZH = V_{oH} - V_i''(-1) = V_{DD} - \frac{5V_{DD} - 2V_p}{8} = \frac{3V_{DD} + 2V_p}{8} = MZL$$

- egale și mari;

Concluzie: marginile de zgomot statice sunt garantate la valori de:

$$0,3 \div 0,45V_{DD}.$$

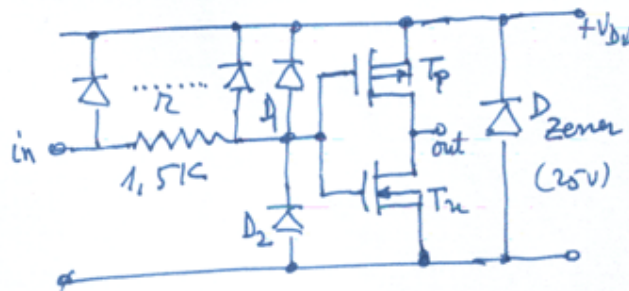
* importanța tensiunii de alimentare asupra caracteristicii de transfer:



5. caracteristici de intrare

* circuit de protecție la intrare:

- poarta este izolată și poate acumula sarcini electrice;
- deoarece suprafața este foarte mică, se poate străpunge poarta chiar la sarcini mici (câmpul electric este foarte mare);
- diodele D1 și D2 limitează tensiunea de la intrare;
- rezistența distribuită limitează curentul prin D1 și D2 dacă se deschid;
- apar diode parazite asociate rezistenței.
- diodă Zener de protecție pentru supracreșteri ale tensiunii de alimentare.



- se obțin:

- Z_{int} foarte mare, $> 100M\Omega$;

- curenți de intrare foarte mici (inversor ideal) dependenți de V_{DD}
și de temperatură ($20^{\circ}C \div 100^{\circ}C$):

$$(-0,03nA \div -1,6nA) \text{ la } v_i = 0;$$

$$(0,036nA \div 0,7nA) \text{ la } v_i = 15V;$$

6. caracteristici de ieșire

- rezistențele de ieșire date de rezistențele celor două TMOS în conducție
- valori de ordinul sutelor de Ω ;
- numărul de circuite identice ce poate fi comandat este, practic, nelimitat (inversor ideal);
- limitarea fan-out este dată numai de regimul tranzitoriu;
- pentru comanda unor circuite discrete se admit rezistențe echivalente mai mari de $50k\Omega$ pentru a nu se micșora marginile de zgomot;

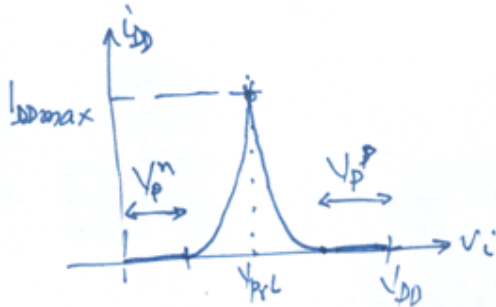
7. caracteristici de alimentare

* tensiunea de alimentare: $3V < V_{DD} < 15V$;

* curenții de alimentare: $I_{DDL} = 0$; $I_{DDH} = 0$; $P_d = 0$. (inversor ideal);

- totuși se disipă putere datorită curenților reziduali de ordinul μW .

* caracteristica de alimentare $i_{DD}(v_i)$:



$$- 0 < v_i < V_p^n \Rightarrow i_{DD} = 0;$$

$$- V_p^n < v_i < V_{prL} \Rightarrow i_{DD} = \frac{k_n}{2} (v_i - V_p^n)^2;$$

$$- V_{prL} < v_i < V_{DD} - V_p^p \Rightarrow i_{DD} = \frac{k_p}{2} (V_{DD} - v_i - V_p^p)^2;$$

$$- V_{DD} - V_p^p < v_i < V_{DD} \Rightarrow i_{DD} = 0;$$

$$- I_{DD\max} = i_{DD}(V_{prL}) = \frac{k_n}{2} \left(\frac{V_{DD} - V_p^p + aV_p^n}{1+a} - V_p^n \right)^2$$

$$- I_{DD\max} = \frac{k_n}{2} \left(\frac{V_{DD} - V_p^p - V_p^n}{1+a} \right)^2 = k_n k_p \frac{(V_{DD} - V_p^p - V_p^n)^2}{2(\sqrt{k_n} + \sqrt{k_p})^2}$$

- pentru parametri simetrici:

$$I_{DD\max} = \frac{k}{8} (V_{DD} - 2V_p)^2;$$

- exemplu numeric:

$$V_{DD} = 10V; \quad V_p = 1,5V; \quad k = 16\mu A/V^2 \quad \Rightarrow \quad I_{DD\max} = 100\mu A.$$

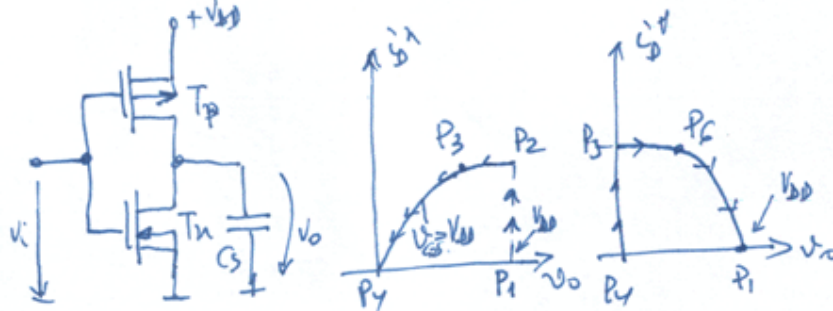
- importanța lui $I_{DD\max}$ pentru creșterea puterii disipate cu frecvența;

- influența tensiunii de alimentare; pentru $V_{DD} = 2V_p$, $I_{DD\max} = 0$.

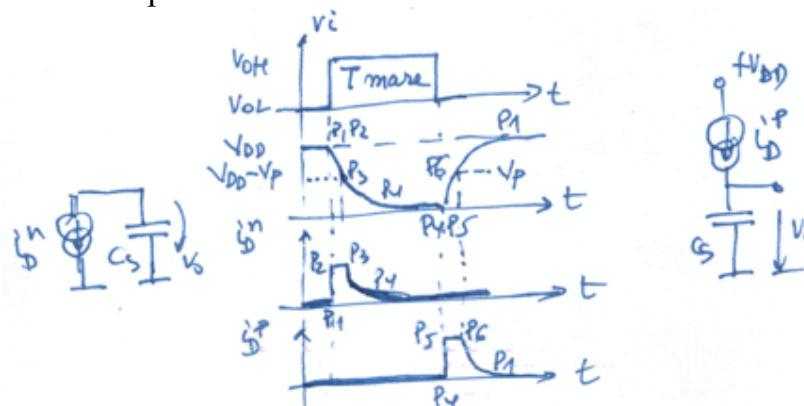
8. regimul tranzitoriu

- sarcină capacitivă, C_s ;

- fenomene fizice la ambele comut:



- forma de undă completă:



a) comutarea directă

- P1-P2: se deschide Tn, se închide Tp; $t_{P_1P_2} \cong 0$;

- P2-P3: Tn deschis în saturație (se descarcă C_s), Tp blocat:

$$v_o(t) = V_{DD} - \frac{1}{C_s} \frac{k}{2} (V_{DD} - V_p)^2 t;$$

- condiția de trecere a lui Tn în regiunea liniară ($V_{DS} = V_{GS} - V_p$):

$$v_o(t_{P_2P_3}) = V_{DD} - V_p; \text{ rezultă:}$$

$$t_{P_2P_3} = \frac{2C_s}{k} \frac{V_p}{(V_{DD} - V_p)^2} = \tau \frac{V_p}{V_{DD} - V_p} \text{ cu: } \tau = \frac{2C_s}{k(V_{DD} - V_p)}.$$

- P3-P4: Tn deschis în regiunea liniară, Tp blocat:

$$C_s \frac{dv_o}{dt} = -k \left[(V_{DD} - V_p)v_o - \frac{v_o^2}{2} \right] \text{ cu: } v_o(0) = V_{DD} - V_p;$$

$$dt = \frac{2C_s}{k} \frac{dv_o}{v_o^2 - 2(V_{DD} - V_p)v_o};$$

$$\int_0^t dt = \frac{2C_s}{k} \frac{1}{V_{DD} - V_p} \frac{1}{2} \int_{V_{DD}-V_p}^{v_o} \left[\frac{1}{v_o - 2(V_{DD} - V_p)} - \frac{1}{v_o} \right] dv_o$$

$$t = \tau \frac{1}{2} \left[\ln(v_o - 2(V_{DD} - V_p)) - \ln v_o \right]_{V_{DD}-V_p}^{v_o} \text{ sau:}$$

$$t = \frac{\tau}{2} \ln \frac{v_o - 2(V_{DD} - V_p)}{v_o} \Big|_{V_{DD}-V_p}^{v_o} = \frac{\tau}{2} \ln \frac{2(V_{DD} - V_p) - v_o}{v_o}$$

- se poate explicita tensiunea funcție de timp:

$$\frac{2(V_{DD} - V_p) - v_o}{v_o} = e^{\frac{2t}{\tau}};$$

$$v_o = (V_{DD} - V_p) \frac{2}{e^{\frac{2t}{\tau}} + 1} = (V_{DD} - V_p) \left[1 - 1 + \frac{2}{e^{\frac{2t}{\tau}} + 1} \right] \text{ sau:}$$

$$v_o = (V_{DD} - V_p) \left(1 - \frac{e^{\frac{t}{\tau}} - e^{-\frac{t}{\tau}}}{e^{\frac{t}{\tau}} + e^{-\frac{t}{\tau}}} \right) = (V_{DD} - V_p) \left(1 - th \frac{t}{\tau} \right).$$

- timpul $t_{P_3P_4}$ se definește ca fiind intervalul de timp după care s-a parcurs $0,9\Delta V = 0,9(V_{DD} - V_p)$, adică pentru $v_o(t_{P_3P_4}) = 0,1(V_{DD} - V_p)$:

$$t_{P_3P_4} = \frac{\tau}{2} \ln \frac{2(V_{DD} - V_p) - 0,1(V_{DD} - V_p)}{0,1(V_{DD} - V_p)} = \frac{\tau}{2} \ln 19 \cong 1,45\tau.$$

- durata frontului descrescător:

$$t_{fHL} = t_{P_2P_3} + t_{P_3P_4} \cong \tau \frac{V_p}{V_{DD} - V_p} + 1,45\tau;$$

- timpul de propagare la frontul descrescător:

$$t_{pHL} = t_{P_2P_3} + \frac{\tau}{2} \ln \frac{2(V_{DD} - V_p) - V_{prL}}{V_{prL}} = \tau \frac{V_p}{V_{DD} - V_p} + \frac{\tau}{2} \ln \frac{3V_{DD} - 4V_p}{V_{DD}}$$

- influența prametrilor circuitului asupra timpilor de comutație;

b) comutarea inversă:

- P4-P5: se deschide Tp, se închide Tn; $t_{P_4P_5} \cong 0$;

- P5-P6: Tp deschis în saturație (se încarcă C_s), Tn blocat:

$$v_o(t) = \frac{1}{C_s} \frac{k}{2} (V_{DD} - V_p)^2 t \quad (\text{deoarece } v_o(0) = 0);$$

- condiția ca Tp să iasă din saturație:

$$V_{DD} - V_p = V_{Dsat} = V_{DD} - v_o(t_{P_5P_6}) \Rightarrow v_o(t_{P_5P_6}) = V_p$$

- rezultă:

$$t_{P_5P_6} = \frac{2C_s}{k} \frac{V_p}{(V_{DD} - V_p)^2} = \tau \frac{V_p}{V_{DD} - V_p} = t_{P_2P_3};$$

- P6-P1: Tp deschis în regiunea liniară, Tn blocat:

$$C_s \frac{dv_o}{dt} = k \left[(V_{DD} - V_p)(V_{DD} - v_o) - \frac{(V_{DD} - v_o)^2}{2} \right]$$

- condiția inițială: $v_o(0) = V_p$.

- se notează: $V_{DD} - v_o = u$ cu: $u(0) = V_{DD} - V_p$ și $dv_o = -du$;

- se obține:

$$-C_s \frac{du}{dt} = k \left[(V_{DD} - V_p)u - \frac{u^2}{2} \right] \text{ adică aceeași ecuație ca la}$$

comutarea directă, cu variabila u :

$$t = \frac{\tau}{2} \ln \frac{2(V_{DD} - V_p) - u}{u} = \frac{\tau}{2} \ln \frac{2(V_{DD} - V_p) - (V_{DD} - v_o)}{V_{DD} - v_o}$$

$$v_o = V_{DD} - (V_{DD} - V_p) \left(1 - th \frac{t}{\tau} \right)$$

- se obțin următorii timpi de comutație, la fel ca la comutarea directă:

$$t_{P_6P_1} = \frac{\tau}{2} \ln 19 \cong 1,45\tau;$$

$$t_{fLH} = \tau \frac{V_p}{V_{DD} - V_p} + 1,45\tau = t_{fHL};$$

$$t_{pLH} = \tau \frac{V_p}{V_{DD} - V_p} + \frac{\tau}{2} \ln \frac{2(V_{DD} - V_p) - (V_{DD} - V_{prL})}{V_{DD} - V_{prL}} = t_{pHL}.$$

- concluzii:

- comportare simetrică la cele două tranziții;
- influența puternică a tensiunii de alimentare.

- exemplu numeric:

$$V_{DD} = 10V; \quad V_p = 1,5V; \quad k = 16\mu A/V^2; \quad \frac{Z_n}{L_n} = 5 \quad C_s = 2pF$$

$$\tau = 6ns; \quad t_{fHL} = t_{fLH} = 1,1 + 8,7 = 9,8ns;$$

$$t_{pHL} = t_{pLH} = 1,1 + 2,8 = 3,9ns.$$

9. puterea disipată în regim tranzitoriu

- componenta determinată de regimul tranzitoriu al capacităților de sarcină;

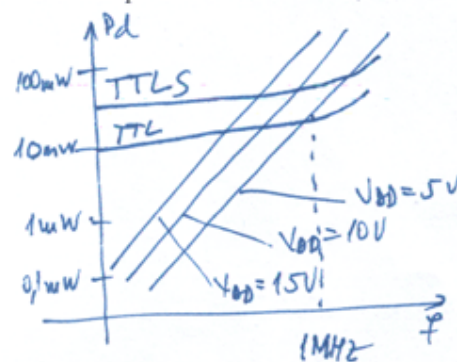
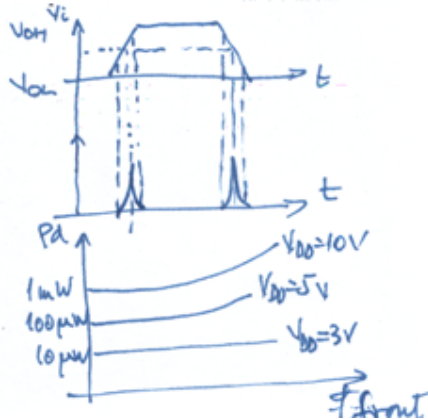
* suma puterilor disipate la cele două tranziții:

$$P_{dis} = \frac{1}{T_o} \left[\int_0^{\frac{T_o}{2}} i_{Dn} v_o dt + \int_{\frac{T_o}{2}}^{T_o} i_{Dp} (V_{DD} - v_o) dt \right]$$

$$i_{Dn} = C_s \frac{dv_o}{dt}; \quad \frac{1}{T_o} \int_0^{\frac{T_o}{2}} i_{Dn} v_o dt = \frac{C_s V_{DD}}{T_o} \int_0^{\frac{T_o}{2}} v_o dv_o = \frac{C_s}{2T_o} V_{DD}^2;$$

$$P_{dis} = \frac{C_s}{T_o} V_{DD}^2 = C_s V_{DD}^2 f_o;$$

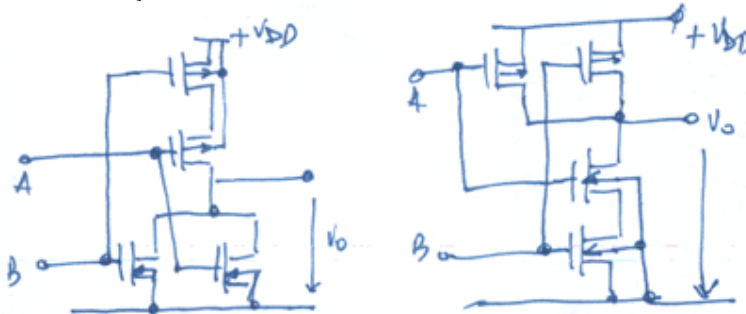
- dependența de frecvență;
- dependența de pătratul tensiunii de alimentare.
- componenta determinată de fronturile neideale ale impulsurilor de comandă;



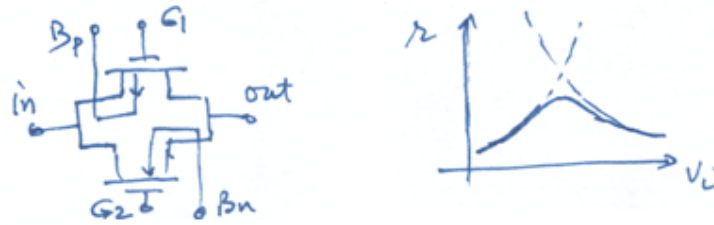
- comparație cu circuite TTL:

10. circuite elementare CMOS

- familii de circuite logice (de catalog);
- * circuite SAU-NU, ȘI-NU:



- punerea în paralel la ieșire, în funcție de natura sarcinii;
- influența numărului de intrări asupra caracteristicii de transfer;
- * poarta de transmisie (comutator analogic sau digital):



- rezistența directă, de sute de Ω , dependentă de V_{DD} , v_i , R_s ;

* circuite cu drena în gol:



- translatore de nivel;
- tranzistoare de putere mai mare;

* circuite cu trei stări:

