

- **Frequenza di ginocchio:** La maggior parte degli impulsi digitali si concentrano al disotto di  $F_g = 0.5/t_r$

• **Caratteristiche per scegliere una famiglia logica (1.27)**

Ritardo di propagazione – high speed; Fan out; Dissipazione di potenza – Low Power statica e dinamica; Immunità al rumore; Costo; Tecnologia /  $V_{cc}$

• **Pendenza a centro rampa (center slope); Massima pendenza (Max slope)**

$$T_{CR} = \frac{\Delta V}{\delta V} \quad T_{MS} = \frac{\Delta V}{\delta V} \quad T_{CR} \text{ Elimina problemi di ringing o comportamento asintotico}$$

$$\frac{\delta V}{\delta t} |_{50\%} \quad \frac{\delta V}{\delta t} |_{MAX} \quad \text{Non si calcolano automaticamente, nei filtri la max pendenza è } \tau \quad (dV_0/dt = I_D/C_L)$$

$$T_{CS} = \frac{V_{cc}}{\frac{I_D}{C_L} \Big|_{h_{sep} = \frac{V_{cc}}{2}}} = \frac{C_L V_{cc}}{\frac{1}{2} k_n \left[ 2(V_{cc} - V_{Tn}) \frac{V_{cc}}{2} - \left( \frac{V_{cc}}{2} \right)^2 \right]} \quad T_{MS} = \frac{V_{cc}}{\frac{I_{Dn}}{C_L} \Big|_{MAX}} = \frac{C_L V_{cc}}{\frac{1}{2} k_n (V_{CC} - V_{Tn})^2}$$

• **Deviazione standard del tempo di salita**  $\sigma^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} t^2 \frac{h(t)}{H(0)} dt - \left[ \int_{-\infty}^{+\infty} t \frac{h(t)}{H(0)} dt \right]^2 \quad t_\sigma = (2\pi\sigma^2)^{1/2}$

• **Tempo di salita di un sistema composto**  $T_C = \sqrt{(t_{r1}^2 + t_{r2}^2 + \dots + t_{rm}^2)}$  per sistemi lineari in cascata

• **Ritardo di propagazione**  $t_{PD_{medio}} = \frac{t_{PLH} + t_{PHL}}{2}$  **Fanout**  $F.O. = \min \left[ \frac{|I_{OL}|}{|I_{IL}|}, \frac{|I_{OH}|}{|I_{IH}|} \right]$  (1.33)

$\frac{W/L|_p}{W/L|_n} = \frac{\mu_e}{\mu_t} \cong 2.5$  in modo che un inverter CMOS con tempi di salita e di discesa uguali, area minima e transistor simmetrici avrà:  $\left(\frac{W}{L}\right)_n = 1$  e  $\left(\frac{W}{L}\right)_p = 2.5$

**Manca da (1.42) a (1.51)**

$$V_{IL} = (3V_{CC} + 2V_T)/8 \quad V_{IH} = (5V_{CC} - 2V_T)/8 \quad I_D = (1/2)k(V_{CC} - V_T)^2$$

- **Tempo di discesa di un CMOS (Caratteristica dinamica)**

$$t_{f_{90-10\%}} = t_{f1} + t_{f2} = \int_{t_{0.9V_{cc}}}^{t_{V_{cc}-V_{Tn}}} dt + \int_{t_{V_{cc}-V_{Tn}}}^{t_{0.1V_{cc}}} dt$$

$$t_{f1} = \int_{t_{0.9V_{cc}}}^{t_{V_{cc}-V_{Tn}}} dt = - \int_{0.9V_{cc}}^{V_{cc}-V_{Tn}} \frac{C_L}{I_{Dn}} dV_{Out} = - \frac{2C_L}{k_n} \int_{0.9V_{cc}}^{V_{cc}-V_{Tn}} \frac{1}{(V_{cc}-V_{Tn})^2} dV_{Out} \quad t_{f1} = \frac{2C_L(V_T - 0.1V_{cc})}{k(V_{cc} - V_T)^2}$$

$$t_{f2} = \int_{t_{V_{cc}-V_{Tn}}}^{t_{0.1V_{cc}}} dt = - \frac{2C_L}{k_n} \int_{V_{cc}-V_{Tn}}^{0.1V_{cc}} \frac{1}{2(V_{cc}-V_{Tn})V_{out} - V_{out}^2} dV_{Out} \quad t_{f2} = \frac{C_L}{k(V_{cc} - V_T)} \ln \left[ 20 \frac{V_{cc} - V_T}{V_{cc}} - 1 \right]$$

Per  $V_T = 0.2 V_{CC}$   $t_f \cong 3.7 C_L / (k V_{CC})$

- **Tempo di salita (Esercitazione2)**

$$t_{r_{90-10\%}} = t_{r1} + t_{r2} = \int_{t_{0.1V_{cc}}}^{t_{V_{Tp}}} dt + \int_{t_{V_{Tp}}}^{t_{0.9V_{cc}}} dt \quad t_{r1} = \int_{t_{0.1V_{cc}}}^{t_{V_{Tp}}} dt = \int_{0.1V_{cc}}^{V_{Tp}} \frac{C_L}{I_{Dp}} dV_{Out} = \frac{2C_L}{k_p} \int_{0.1V_{cc}}^{V_{Tp}} \frac{1}{(V_{cc} - |V_{Tp}|)^2} dV_{Out} =$$

$$t_{r2} = \int_{t_{V_{Tp}}}^{t_{0.9V_{cc}}} dt = \frac{2C_L}{k_p} \int_{V_{Tp}}^{0.9V_{cc}} \frac{1}{2(V_{cc} - |V_{Tp}|)(V_{cc} - V_{out}) - (V_{cc} - V_{out})^2} dV_{Out} = \frac{(V_{Tp}/V_{cc} - 0.1)}{(1 - |V_{Tp}|/V_{cc})^2}$$

$$= - \frac{2C_L}{k_p} \int_{V_{cc}-|V_{Tp}|}^{0.1V_{cc}} \frac{1}{2(V_{cc} - |V_{Tp}|)(V_{cc} - V_{out}) - (V_{cc} - V_{out})^2} d(V_{cc} - V_{out}) =$$

$$= \frac{C_L}{k_p V_{cc}} \cdot \frac{\ln(19 - 20|V_{Tp}|/V_{cc})}{1 - |V_{Tp}|/V_{cc}}$$

• **Capacità parassite in commutazione**

Per condensat. in parallelo  $C_L = C_{GDn} + C_{GDp} + C_{dbnav} + C_{dbpav} + C_{linea} + C_G$

Per connessioni dirette  $C_L \cong C_G = C_{OX} (W_p L_p + W_n L_n)$

Per transistor uguali  $C_L \approx 2C_{OX}WL$  con  $k = \mu C_{OX}W/L \rightarrow t_f = 7.4L^2/(\mu V_{CC})$

$$C_{OX} = \epsilon_{ox}/x_{ox} = \epsilon_0 \epsilon_{SiO_2}/x_{ox}$$

$$R_{on} = V_{DS}/I_{DS} \text{ assumendo } V_{CC} - V_T \gg (1/2)V_O \rightarrow R_{on} = 1/[K_n(V_{CC} - V_T)] \quad (1.62)$$

• **Consumi dinamici**

dovuti a  $C_L \rightarrow P_{D1} = C_L V_{CC}^2 f$ ; cap. parassite interne  $C_{int} \rightarrow P_{D2} = C_i V_{CC}^2 f$

e picchi di corrente DCspike  $I_{SW} = \frac{1}{2} I_M \frac{(t_r + t_f)}{t_p}$   $P_{D3} = I_M V_{CC} t_r f$  (1.68)

$$I_D = (1/2)k[2(V_{CC} - V_T)V_0 - V_0^2] = C_L(dV_0/dt) \quad I_M = (1/2)k[(1/2)V_{CC} - V_T]^2$$

$$P_{D2} + P_{D3} = P_D = C_{PD}V_{CC}^2 f; \text{ **Potenza dissipata totale** } P_{TOT} = (C_L + C_{PD})V_{CC}^2 f + V_{CC}I_C$$

• **Ritardo di propagazione nei CMS**  $t_{pd} = f(C_L, C_i, V_{CC}) \rightarrow t_{pd} = (C_{vero} + C_L)t_c + t_{pd} * tv$

• **Ritardo di propagazione dovuto alla temperatura**  $t_{pd} = 1[1 + 0.003(T - 25)] * t_{pd}(25)$

• **Immunità al rumore L'immunità al rumore è la massima tensione applicabile all'ingresso senza che l'uscita cambi stato.** Idealmente dovrebbe essere il 50% della possibile escursione di tensione,  $V_{CC}/2$ , che però è pari a  $(V_{OH} - V_{OL})/2$ . Per circuiti CMOS standard, l'immunità al rumore non dipende dalla tensione ed è il 45% di  $V_{CC}$ , a causa della differenza tra i transistor p ed n.

• **Rout di un CMOS** con  $V_{CC} = 4.5V$  e  $I_o = 4.0mA \rightarrow$

$$R_{LOWtyp} = 37 \Omega; \quad R_{LOWmax} = 83 \Omega;$$

con  $V_{CC} = 4.5V$  e  $I_o = -4.0mA \rightarrow R_{HIGHtyp} = 45 \Omega; \quad R_{HIGHmax} = 165 \Omega;$

• **CMOS Fanout**  $R_i$  WORST CASE = 60M $\Omega$ ;  $r_o = (V_{CC} - V_{oh})/I_{oh}$  (1.101)

$$n_{max} = 505; \text{ ritardo di HCMOS } t_{pd} = 0.98 \rightarrow t_{pd}/C_i \approx 66 \text{ ps/pF} \quad (2.51)$$

Li molto piccola F. O. non limitato; Velocità di commutazione ad alta f influenzata dalle  $C_i \rightarrow$  tri limite

$$C_L = nC_i \text{ e } r_L = \frac{r_i}{n} // r_o \approx r_o \text{ Per caricare } C_L = nC_i \quad v(t) = V_{OH}(1 - e^{-t/r_o n C_i})$$

$V_{IH}$  deve essere raggiunta a  $t = t_i$

$$V_{IH} = V_{OH}(1 - e^{-t/r_o n C_i})$$

$$v(t) = V_{OH}(1 - e^{-t/r_o n C_i})$$

$$V_{IH} = V_{OH}(1 - e^{-t/r_o n C_i})$$

$$n = \frac{t_i / (r_o * C_i)}{\ln[1 - V_{ih} / V_{oh}]}$$

• **HCMOS vs TTL vantaggi:**

- 1)  $v_p$  confrontabile con LSTTL ma a  $V_{CC} = 2, 4.5, 6V$  con  $C_L = 50 pF$
- 2) per basse velocità bassissimi consumi
- 3) solo i gate che commutano consumano
- 4) margini di rumore superiori

NAND CMOS: caratteristica dissimmetrica e non

centrata su  $V_{CC}/2$ :

**METAL - GATE**

$$V_{th} \approx \frac{1.414V_{CC} - 0.414V_T}{2.414}$$

alta insensibilità al rumore; rumore autoindotto sulla  $V_{CC}$  e crosstalk ridotti per la bassa velocità

**SILICON - GATE**

crosstalk e rumore su  $V_{CC}$  rilevanti a causa dell'alta velocità

tensione di rumore di accoppiamento indotta dalle correnti capacitive

• Tipiche protezioni I/O per parti CMOS Metal-gate (figura)----->

SGS Thompson HCMOS5

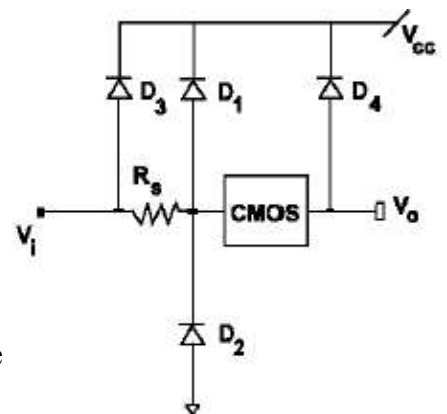
• 3 Metal 1 Poly; •  $x_{ox} = 20 [nm]$  • Canale = 0.7 [ $\mu$ ] •  $V_{TN} = 0.794 V_{TP} = -0.892 [V]$  •  $W/L_n = 1.2/0.7$ ;  $W/L_p = 3.6/0.7 \mu e = 565 \mu h = 188.9 [cm^2/V s]$   $k_p = 43$ ;  $k_n = 13.5 [mA/V^2]$

Ingresso:  $C_i \leq 5 pF$  e  $R_i = 1012 \Omega \rightarrow Z_i$  elevata  $\rightarrow$  **cariche elettrostatiche**

**Diodi di clamp:**  $V_i > V_{CC} + V_{th} \rightarrow$  **Clamp**;  $V_i < GND + |V_{th}| \rightarrow$  **Clamp**

$R_s \approx 250 \Omega \rightarrow$  limita la corrente quando c'è una elevata tensione elettrostatica su  $V_i$

• Tipiche protezioni di ingresso/uscita



per un inverter CMOS Silicon-gate.----->

• Human body model

ESD1 (1.116)->

• Distruzione - 1

1) Scarica con transitorio breve: tr  
 $\leq 1$  ns. il

circuito di protezione non è ancora tutto

attivo, non riesce a dissipare la potenza totale della scarica => distruzione. Sopravvive se la scarica non e' troppo vicina (L della connessione rallenta tr)

2) Alte correnti: I picco = 1.5 A 3) Alte energie: la Rs serve per dissipare. L' energia da dissipare è:  $E = V_{br} V C$  con  $V_{br} = 20$  V,  $V = 2000$  V e  $C = 100$  pF =>  $E = 4$   $\mu$ Ws

• Machine Model ESD2 Scarica: •Il DUT deve assorbire un'energia:  
 $E_a = 0.5 V^2 C = 0.5 \cdot 500^2 \cdot 200 = 50 \mu$ Ws la  $L = 500$  nH permette pero' transistori più lenti. Pochi IC superano i 200-300V con questo test

• ESD3 Charged device model

- Il circuito è posto sopra una piastra metallica
- Viene caricato a 1.5-2 kV
- Il pin sotto test viene collegato alla piastra
- Non c'è correlazione con gli altri

• Real word ESD test

• Connection of a charged cable

• Cavo caricato: t di scarica=2volte il t di propagazione sul cavo (5ns/m)  
 $T = 2 * 10 * 5 = 50$  ns

• Circuito di protezione = 4 volte un  $2 \mu$ m

Volume= $200 \mu * 200 \mu * 2 = 80 \cdot 10^{-6}$  mm<sup>3</sup> Propagazione onda termica nel Si =  $1 \mu$ m/ $\mu$ s => Nei primi  $\mu$ s tutto il calore viene dissipato nel circuito di protezione.

• Commutazione

Bruschi sbalzi di V su Vcc e GND; Picchi di corrente elevatissimi

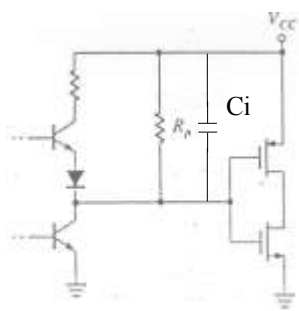
-> C di disaccoppiamento (bypass) è un serbatoio di carica elettrica per le linee di alimentazione a bassa Z

• Alle alte f (Fg) le connessioni al C sono L

=> c. a. • C ceramici multistrato a bassa L interna (1.135)

• Interfacciamento (1.140)

• HC -> TTL Limiti sul Fanout a causa delle correnti troppo diverse Fanout=2



• TTL -> HC "1" non garantito

• TTL -> HCMOS Livelli di tensione incompatibili, abbiamo bisogno di

$$R_{P_{min}} = \frac{V_{cc} - V_{OL_{TTL}}}{I_{OL_{TTL}} + nI_{IH_{HC}}} \quad R_{P_{MAX}} = \frac{V_{cc} - V_{IH_{MHC}}}{I_{OH_{TTL}} + nI_{IH_{HC}}}$$

una resistenza di pull-up  
 $R_{pmin}$  deve fare in modo che non porti

Vcc oltre Vol

Vol sale->Q2off

Bisogna tenere conto di

$$\tau = R_p n C_i < -tr / [\ln(1 - V_{IH_{HC}} / V_{cc})]$$

La Rp, a meno del limite di tau può variare da ~287ohm a 1.5Kohm

$$V_{ci} = V_{cc} (1 - e^{-\tau / R_p C_i})$$

• Limiti di Voh e Vol All'aumentare di Ioh cresce la caduta di V interna; All'aumentare di Iol il transistor esce di saturazione; **Vol varia con la temperatura**

• LSTTL->HCMOS  $V_{ohmin}(l_{sttl}) < V_{ih}(HC)$  -> Rpullup

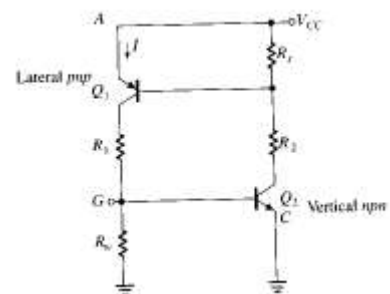
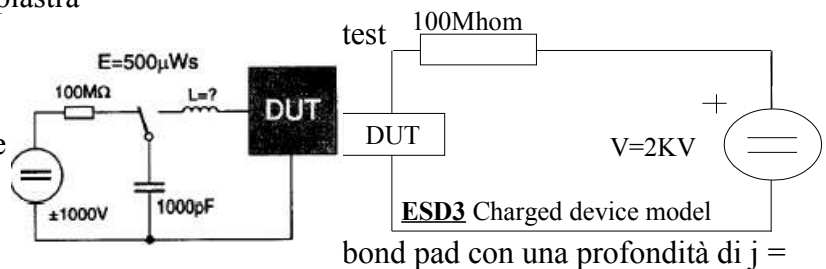
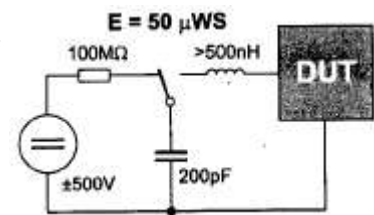
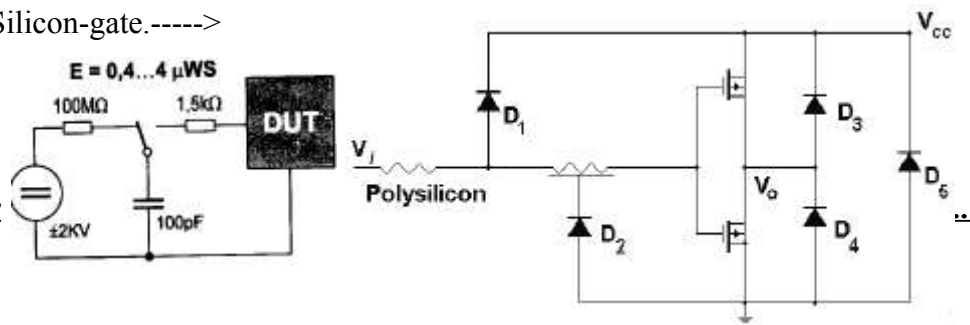


Illustration 1 Latch up

$$I_{OL_{TTL}} \geq |n I_{IL_{HC}}| - I_{RPD} + I_{RPU} \quad I_{RPU} = (V_{CC} - V_{IL} + NML) / R_{PU}$$

- **CMOS->ALSTTL** Livelli compatibili tranne per le Ioh -> **Fanout=40**
- **ALSTTL ->CMOS e ASTTL->CMOS** Livelli H incompatibili -> Rpullup
- **CMOS -> ASTTL** Livelli compatibili **FANOUT=2**
- **Advanced CMOS LOGIC (ACL)** Più veloce tpd=5ns (tpd = 8ns HC) e I = 24mA (4mA HC)
- **BiCMOS** Benefici di tutti e 2

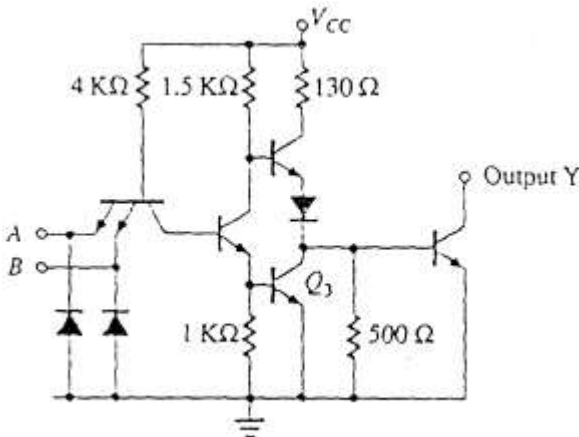
CMOS: Low power consumption; Ideal technology for VLSI circuits

Bipolar: High circuits speed; High drive capability (bus interfaces !); High-performance analog circuits; Improved ESD protection

- AHC e AHCT (A sta per advanced) AHCT più corrente all'aumentare della frequenza.

• Slew rate:  $\frac{dv}{dt} = \frac{(V_{OH} - V_{OL}) \times 80\%}{t_r \text{ (or } t_f)}$  **Why 3.3V?** Ptot=-- 50-70% praticamente (34% teorivally)

**2 Factors driving Lower voltage:** Power dissipation; Process geometry



**74451 Peripheral driver:** È una NAND con transistor di uscita. IOL = 300 mA a VOL = 0.7 V ma può anche assorbire I = 1A e tollera VCE di 30 V senza andare in breakdown.

**Q0 ON** IC attraverso LL è inizialmente nulla.

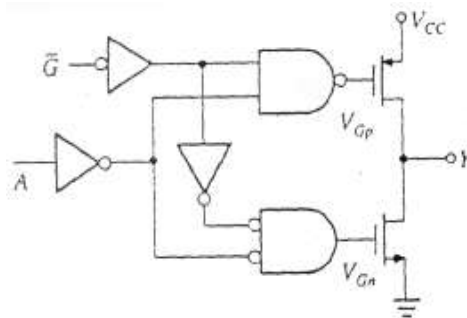
La f.d.t. torna indietro fino a VOL, incrementando la ILL.

**Q0 OFF** IO iniziale è IOL sostenuta da LL, tuttavia la curva

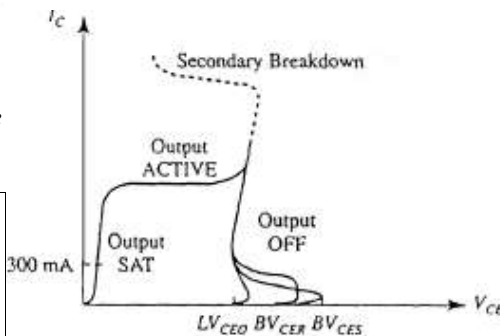
supera VL e va verso alte tensioni e alte correnti **breakdown distruttivo**. (VL(Q0)

deve rimanere < LVCE0, ma le L di collegamenti lunghi,

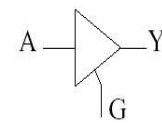
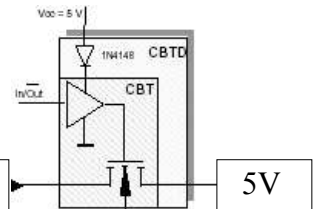
o le C possono causare riflessioni I grandi V > LVCE0



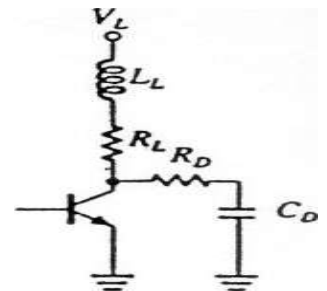
**Three-State CMOS Buffer**



BVCEs è la Vbreakdown quando Q3 SATURO  
Q0 OFF BVCE0 è la Vbreakdown quando è la R 500 W che tiene Q0 spento LVCEO sarebbe la VBR se si aprisse la base. Se IC sale troppo si ha un breakdown distruttivo.



Open collector y=A se G=1; y=Z se G=0;



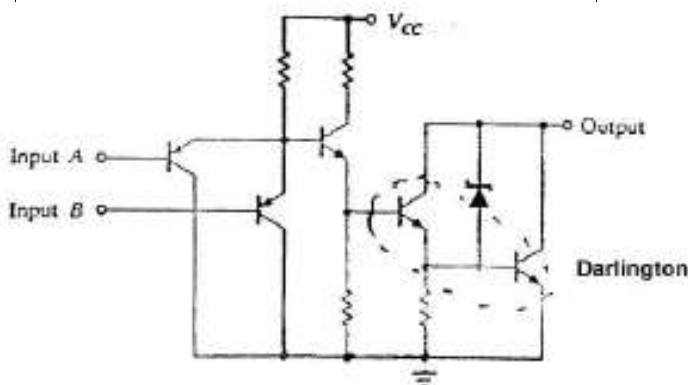
Per limitare spike: con  $\frac{L_L}{R_L + R_D} * \frac{1}{\sqrt{L_L C_D}} = \frac{1}{2}$

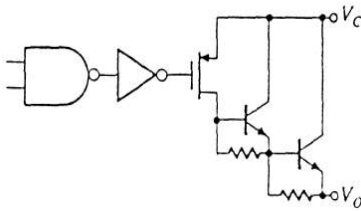
Bisogna anche considerare la potenza dissipata, limitata dal package, ma anche dalla reattanza termica del circuito stampato, e dalle TMAX.

**3686: Relay driver** PD = 787 mW a 25°C

Clamp intorno ai 65 V, am se è tenuto acceso troppo a lungo, brucia.

Quando Q0 si spegne, il transitorio di tensione induttivo è sentito dal diodo che accende Q e scarica R.



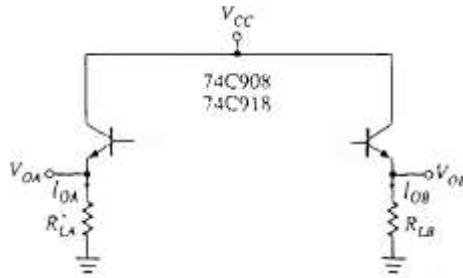


Doppi:  $V_{cc} = 3 \div 18 \text{ V}$   $I_o = 250 \text{ mA}$ ,  $V_o = V_{cc} - 3 \text{ V}$ ;  $T_s = 650 \text{ C}$   
 Immunità al rumore =  $0.45 V_{cc}$ ;  $R_{0max}=9@T_J=25^\circ\text{C}$

$$T_J = T_A + P_D \Theta_{JA}$$

con  $\Theta_{JA}$  = Resistenza termica tra  $J$  e  $A$  e  $T_{Jmax} = 150^\circ\text{C}$

**74C908, 74C918:** General Purpose Driver



$$I_A = I_B = \frac{V_{cc}}{R_{ON} + R_A} = \frac{V_{cc}}{R_{ON} + R_B}$$

dove  $R_{ON} = R_{ONMAX} (1 + k_r (T_J - 25))$   
 con  $R_{ONMAX} = 9 \Omega$  a  $T_J = 25^\circ\text{C}$

Coefficiente di resistenza di uscita  $k_r = 0.8\%/^\circ\text{C}$  -->  $R_{ON} = 9(1 + 0.008(T_J - 25))$

$P_D = P_{DA} + P_{DB} = I_A^2 R_{ON} + I_B^2 R_{ON}$ ; Worst case  $T_J = 150^\circ\text{C}$   $R_{onmax} = 18 \text{ ohm}$   $\Theta_{JA} = 110^\circ\text{C}$   $P_{dmax} = (150 - 25)/110 = 1.14 \text{ W}$

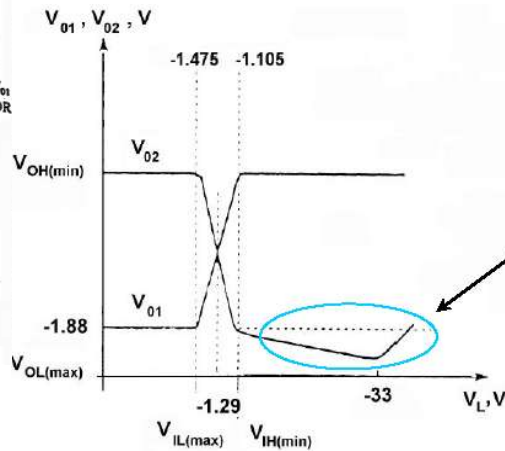
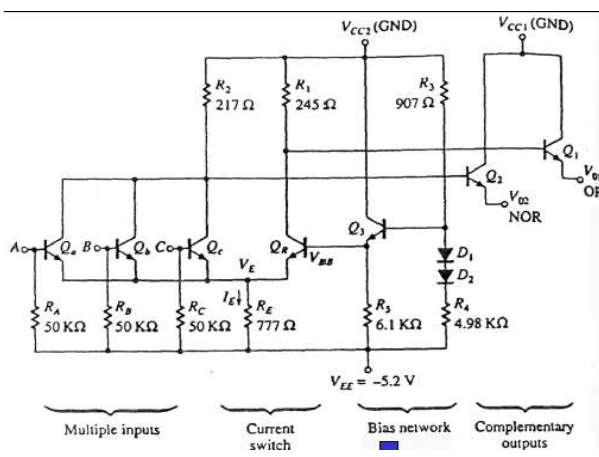
Approssimando  $R_{ON}$  lineare ( $Q$  satura a  $I_0 = 150 \text{ mA}$  e  $T_J = 150$ )

**ECL**

**Uscite complementari:** non c'è più bisogno di aggiungere inverter elimino problemi di timing differenti a causa dell'inversione.

**Correnti di alimentazione costanti,** indipendentemente dallo stato.

**Riduzione del rumore di alimentazione,** non ci sono più gli spike di commutazione; le basse tensioni caricano e scaricano poco le capacità parassita.



**Basso crosstalk,** il circuito a commutazione di corrente è meno sensibile ai problemi di commutazione veloce.

- Punto con la freccia**  $V_i = -0.33 \text{ V}$   $V_{OL} = -1.88 \text{ V}$  Oltre questo punto  $J$  b-c è polarizzata direttamente ( $V_{BC} = V_{BE}$  saturazione) -->  $V_{O2} = V_1 - V_{BC_{ON}} - V_{BE_{ON}}$  se  $V_i$  non supera i  $-0.81 \text{ V}$ ,  $Q_c$  non satura. Se la tensione sale oltre  $V_{IHmin}$  -->  $I_c$  sale -->  $V_c$  scende. Se continua a salire, il transistor satura.

$$\begin{aligned} 50 \div 100 \Omega \quad -2 \text{ V} \quad t_f &= (1.1 R_T C_L + 2) \text{ ns} \\ 270 \div 510 \Omega \quad -5.2 \text{ V} \quad t_f &= (0.2 R_T C_L + 2) \text{ ns} \end{aligned}$$

$$\Delta V_{OL} = -\Delta V_{BB} \frac{R_1}{R_E} - \delta \left( \frac{-R_1}{R_E} \right) - \delta \frac{R_T}{R_T + \frac{R_1}{1 + \beta}}$$

**Potenza dissipata:** Differenziale; Reti di polarizzazione; Emitter follower di uscita; Res di pulldown

$$\Delta V_{BB} / \Delta T = 1 \text{ mV} / ^\circ\text{C}$$

$$\text{Incremento medio} \frac{\Delta V_{OL} + \Delta V_{OH}}{2} = 1.03 \text{ mV} \simeq \Delta V_{BB}$$

- FANOUT** Basse I --> Grande Fanout

**Influenza della temperatura** (3.14)  $\Delta V = k \Delta T$  con  $\beta = 100$  -->  $V_{ol} = -0.47 \text{ delta}$

$$\Delta V_{BB} = 0.69 k \Delta T; \Delta V_{OH} = -0.95 \delta; \Delta V_{OL} = -0.47 \delta \quad \delta = -1.45 \Delta T \text{ mV}$$



**• Margini di rumore**

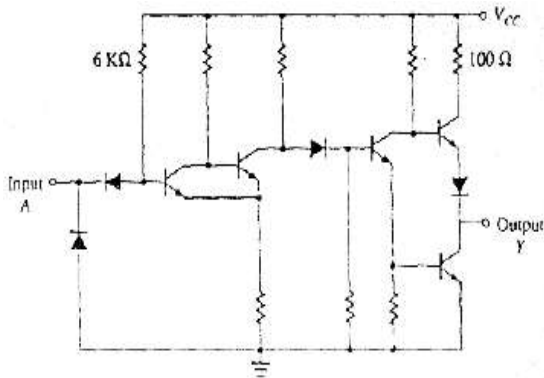
$$\Delta 0 = V_{ILmin} - V_{OLmax}; \Delta 1 = V_{OHmin} - V_{IHmax}; V_{IL} = V_{IL}(n) - \Delta V_{IL}; V_{IH} = V_{IH}(n) - \Delta V_{IH}$$

$$\frac{\Delta V_{OH}}{\Delta V_{EE}} = 0.016; \frac{\Delta V_{OL}}{\Delta V_{EE}} = 0.25; \frac{\Delta V_{BB}}{\Delta V_{EE}} = 0.148$$

In regime di transizione  $V_{BB0} = -1.29V$   
 $V_{IH} = -1.105; V_{IL} = -1.475$   
 $V_{OH} = -0.98; V_{OL} = -1.63$

**• Serie 10H** (3.18) Nata per problemi di stabilità dell'alimentazione; viene rimpiazzata Ibias e differenziale

- **BISTABILI (Latch, Flip Flop, Schmitt Trigger)** Mantengono lo stato di uscita fino ad un segnale esterno di trigger non provo un cambiamneto di stato.
- **MONOSTABILI (One Shot)** Generano un singolo impulso di durata stabilita in seguito ad un impulso di trigger. Rimangono in questo stato un tempo  $\tau$  dopo di che torna allo stato originale senza interventi esterni.
- **ASTABILI** Non ci sono segnali esterni. Oscillano tra due stati quasi stabili a intervalli predeterminati. (4.2)



Schmidt Trigger 7414

$$V_T = \frac{\sqrt{k_{P1}/k_{P3}(V_{CC} - V_{TP})}}{1 + \sqrt{k_{P1}/k_{P3}}}$$

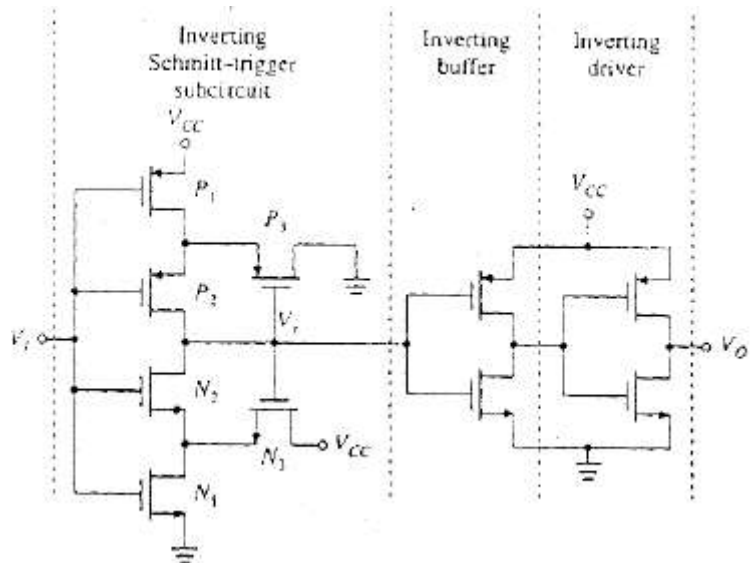


Illustration 274HC14 CMOS Schmitt Trigger

**• Multivibratori monostabili** (4.33) (Basta?)

- Generazione di impulsi • Ritardatori • Rilevatori di larghezza di impulso • Discriminatori (rumore, frequenza)

$$\delta = [R/(R + R_{ON})] V_{CC} \tau = (R + R_{ON}) C \rightarrow T = \tau \ln[\delta / (V_{CC} - V_{th})] \text{ con } V_{th} = V_{CC}/2, R \gg R_{ON} \rightarrow T = RC \ln 2$$

$$Z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} = 120 \pi = 376 \Omega \text{ con } \mu_0 = 4 \pi * 10^{-7} H/m \quad \epsilon_0 = (1/36 \pi) * 10^{-9} = 8.85 * 10^{-12} F/m \quad Z_w = \sqrt{L'/C'}$$

- **Linee** (6)  $Z_w$  è una proprietà fisica della linea di trasmissione; non dipende da  $l$  o da  $R_r$ . Se la linea è senza perdite,  $Z_w = R_w$  e non dissipa potenza. Viene misurata con le riflessioni:  $Z_w = V^+/I^+$ ; con  $L'$  e  $C'$  per unità di lunghezza della linea. Nel vuoto: Velocità di propagazione:  $v_p = \frac{1}{\sqrt{L'C'}}$  Se il mezzo è **omogeneo**:  $v_p = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \mu}}$

**Qui  $v_p$  dipende solo dal dielettrico e non dalla sua geometria**

- Nelle formule prese dai lucidi fare attenzione agli apici, infatti negli esercizi sono indicati in modo diverso, infatti  $C_0$  e indicata con  $C'$ ,  $Z_{w0}$  con  $Z_w$

$$\epsilon f = 0.457 \epsilon r + 0.67 \quad Z_w = Z_{w0} / \sqrt{C/C_0} \quad C = C_0 + C'; \quad C' = C_p / \text{dist porte}; \quad C_p = C_{tot} / N_{porte};$$

$$v_p = v_{p0} / \sqrt{C/C_0} \quad v_{p0} = c(\text{luce}) / \sqrt{\epsilon f} \quad t_p = \text{lung} / v_p; \quad v_p = 1 / \sqrt{L'C'} \quad v_{p0} = 1 / \sqrt{L_0 C_0}$$

$$Z_w = \sqrt{L'/C'} \quad Z_{w0} = \sqrt{L_0/C_0} \quad (v_p = 1 / \sqrt{\epsilon \mu} \text{ ---> per mezzo omogeneo}) \quad (5.9)$$

- **Diafonia**  $l_{max} = \text{lunghezza critica} = tr * v_{p0} / k$ ;  $tr = t_{pLHtyp} (= 11 * 10^{-9})$  (Esercizi Stampato e Diafonia)

- **Spike di tensione**  $V_{sp,o} = [R_o / (R_i + R_o)] [R_i C_M (dV_a(t)/dt) + L_M (dI_a(t)/dt)];$

$$V_{sp,i} = [R_i / (R_i + R_o)] [R_o C_M (dV_a(t)/dt) + L_M (dI_a(t)/dt)];$$

$$V_o(t) = V_{dc}(V_q) + V_{sp,o}(t); \quad V_i(t) = V_{dc}(V_q) + V_{sp,i}(t);$$

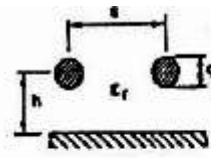
$$R_i = V_q / |I_l|;$$

$$R_o = V_q / I_o;$$

$$(dV/dt) = (V_{oh} - V_{ol}) / tr;$$

$$di/dt = (dv/dt) / Z_{w0}$$

| $\mu = \mu_0$                | $\epsilon_r$ | $V_p/C$     | $V_p(\text{cm/ns})$ | $C' (\text{pF/m})$ |
|------------------------------|--------------|-------------|---------------------|--------------------|
| Vuoto                        | 1            | 1           | 30                  | 0                  |
| Cavo coassiale               | 1.7 a 2.3    | 0.77 a 0.66 | 23 a 20             | 45 a 100           |
| Coppia intrecciata           | 2.3          | 0.65        | 20                  | 120 a 300          |
| Cavo piatto                  | 1.8          | 0.7         | 22                  | 42 a 95            |
| Circuito stampato epossidico | 3.5 a 4.5    | 0.5 a 0.47  | 16 a 14             | 20 a 200           |



$$Z_w = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln\left(\frac{2h}{d}\right) \quad [\Omega]$$

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad [\text{m/s}]$$

$$L' = \mu_0 \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \ln\left(\frac{2h}{d}\right) \quad [\text{H/m}]$$

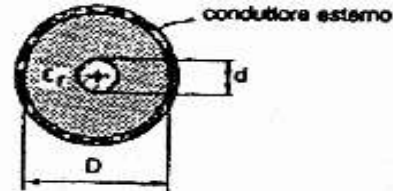
$$C' = \epsilon_0 \epsilon_r \cdot \frac{\pi}{\ln\left(\frac{2h}{d}\right)} \quad [\text{F/m}]$$

Condizioni:  $s \gg d$   
 $h \gg s$

$$Z_w = 500 \dots 600 \Omega$$

$$C' = 120 \dots 300 \text{ pF/m}$$

*Doppino twistato*



$$Z_w = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right)$$

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu \epsilon}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$L' = \mu_0 \mu_r \cdot \frac{1}{2\pi} \ln\left(\frac{D}{d}\right)$$

$$C' = \frac{2\pi \epsilon_0 \epsilon_r}{\ln\left(\frac{D}{d}\right)}$$

Condizioni:

$D \gg d$ , senza effetto pelle

$$Z_w = 50 \dots 100 \Omega$$

$$C' = 45 \dots 100 \text{ pF/m}$$

*Cavi coassiali*

Epsilon equivalente:  $\epsilon_1 = 0.475 \epsilon_r + 0.67$

$$Z_w = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_1}} \cdot \ln\left(\frac{4h}{0.535w + 0.669t}\right) \quad [\Omega]$$

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_1}} \quad [\text{m/s}]$$

$$L' = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{4h}{0.535w + 0.669t}\right) \quad [\text{H/m}]$$

$$C' = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r \cdot 2\pi}{\ln\left(\frac{4h}{0.535w + 0.669t}\right)} \quad [\text{F/m}]$$



Condizioni:

$$0.1 < \frac{w}{h} < 3, 1 < \epsilon_r < 15$$

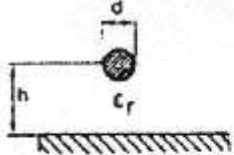
$$Z_w = 100 \Omega$$

*Microstriscia*

*Cavi coassiali*

|  | $L' (\text{nH/cm})$ | $C' (\text{pF/cm})$ | $Z (\Omega)$ | $\tau (\text{ns/m})$ |
|--|---------------------|---------------------|--------------|----------------------|
| SINGLE WIRE (FAR AWAY FROM GND)              | 20                  | 0.08                | 800          | ~4                   |
| SPACE  | $\mu_0$             | $\epsilon_0$        | 370          | 3.3                  |
| TWISTED PAIR CABLE                           | 5-10                | 0.5-1               | 80-120       | 5                    |
| FLAT CABLE (ALTERNATING SIGNAL AND GND WIRE) | 5-10                | 0.5-1               | 80-120       | 5                    |
| WIRE ON PC BOARD                             | 5-10                | 0.5-1.5             | 70-100       | ~5                   |
| COAX CABLE                                   | 2,5                 | 1.0                 | 60           | 5                    |
| BUSLINE                                      | 5-10                | 10-30               | 20-40        | 10-20                |

*Typical line impedance*



$$Z_w = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln\left(\frac{4h}{d}\right) \quad [\Omega]$$

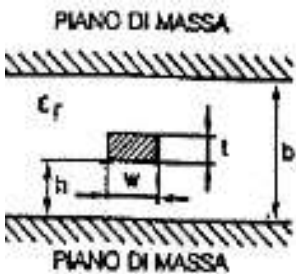
$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad [\text{m/s}]$$

$$L' = \mu_0 \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{4h}{d}\right) \quad [\text{H/m}]$$

$$C' = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r \cdot 2 \cdot \pi}{\ln\left(\frac{4h}{d}\right)} \quad [\text{F/m}]$$

Condizioni:  $h \gg d$

*Filo singolo*



$$Z_w = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln\left(\frac{2,375b}{w + 1,25t}\right)$$

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$C' = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r \cdot 2\pi}{\ln\left(\frac{2,375b}{w + 1,25t}\right)}$$

Condizioni:

$$\frac{w}{b-t} < 0.35, \frac{t}{b} < 0.25$$

$$\left(L' = Z_w \cdot \left(\frac{\sqrt{\mu_0}}{2\pi}\right)\right)$$

*Stripline*

- **Spike di corrente** Current spikes are caused by "Totem pole overlap" (5.29)
- **Effects:** 1. Increase in dynamic power consumption; 2. Possible malfunction due to voltage drops / noise bounces
- **Diafonia** (5.22)
- **D. induttiva C.M.** Generato dall'onda di corrente che si propaga e induce una tensione sulle linee vicine  $\propto (di/dt)$
- **D. capacitiva** Corrente indotta nelle altre linee a causa delle variazioni di d.d.p. Fra i conduttori

$$\alpha(dV/dt)$$

D. di percorso comune Massa comune di ritorno. Se z conduttore = R → α(di/dt)

• **Crosstalk**  $C = \frac{V_2}{V_1} 100\% = \frac{0.5 Z_0}{0.5 Z_0 + Z_c} 100\% = \frac{1}{1 + 2(Z_c/Z_0)} 100\%$

|                   |       | UNLOADED                       | LUMPED LOADING  |
|-------------------|-------|--------------------------------|---|
|                   |       |                                |   |
| INDUCTANCE        | nH/cm | $L_0$                          | $L_0$   |
| CAPACITANCE       | pF/cm | $C_0$                          | $C_0 + C_L$   |
| LINE IMPEDANCE    | Ω     | $Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$ | $Z = \sqrt{\frac{L_0}{C_0 + C_L}} = Z_0 \sqrt{\frac{1}{1 + C_L/C_0}}$ |
| PROPAGATION TIME  | ns/m  | $\tau_0 = \sqrt{L_0 C_0}$      | $\tau = \sqrt{L_0 (C_0 + C_L)} = \tau_0 \sqrt{1 + C_L/C_0}$           |
| CUT OFF FREQUENCY | Hz    | $f_0 = \infty$                 | $f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 (C_0 + C_L)}}$                         |

Worst case Linee vicine e non separate da un ritorno di massa  
 ---> Alta  $Z_0$ ; Bassa  $Z_c$

- I=25cm, sd (same direction) **No critico se uso HC, Critico se uso ACT**
- I=25cm od (opposite direction), **No critico HC** (careful HCT), **Alto crosstalk se uso ACT**
- I=12cm od **No critico ma careful con HCT/ACT**

With a grounded plane  
**Crosstalk is often uncritical**  
**Manca da 5.16 a 5.20**

• **Rumore nei sistemi digitali**

- External noise radiated in the system;
- Power-line noise coupled through the AC and DC power distribution system;
- Crosstalk induced into signal lines from adjacent signal lines;
- Signal and supply-current spikes caused by switching several loads;
- Transmission-line reflection from unterminated transmission lines

- **Correnti di Commutazione** • Carica (da Vcc) e Scarica (attraverso il Q down => no Icc) di CL
- Overlap di conduzione:– TTL (meno significativo in ALS per pull down attivo) – CMOS fino a 5 kA/s • Icch ^ Iccl nei TTL

• **Transizione 0 -> 1 (o 1-> 0) ->>> rumore sulle linee di alimentazione.**

Lo spike di I in commutazione di/dt = 5\*10^6 A/s trova l'induttanza distribuita dei fili di alimentazione e l'induttanza delle connessioni di VCC e GND producendo dei transitori di V su GND. Il problema è quando il transitorio è molto breve a causa delle L parassite delle connessioni. Le logiche veloci hanno componenti armoniche significative oltre i 100 Mhz.

Quando un'uscita pilota un carico capacitivo c'è una  $i_t$  di transitorio:  $i_t(t) = C_L dv_o(t)/dt$  e una tensione transitoria indotta:  $v_i(t) = -L di_t(t)/dt$

• **Slew rate vs. spikes** (5.32)

Grandi Slew Rate => Grandi Spikes; Transistor di uscita più piccolo => corrente a riposo più piccola => è necessario uno S.R. minore per arrivarci; Problemi: – limiti al Fan Out – tpd – limitato come driver di linee ad alta f

$$\text{Slew rate: } \frac{dv}{dt} = \frac{(V_{OH} - V_{OL}) \times 80\%}{t_r \text{ (or } t_f)}$$

- **Switching vs. Slew Rate 5V** -->Tpd e dv/dt evolvono insieme ma in realtà non sono legati
- **Switching vs. Slew Rate - 3 v**--->ALVC è la più veloce ma non ha il dv/dt più pronunciato
- 
- 

• **Modello a linea di ritardo di linea di trasmissione**

Con perdite: nel dielettrico: energia persa per cambiare la polarizzazione dei dipoli elementari nel dielettrico(sale con la frequenza; significativa per segnali digitali a f > 1 Ghz);

Nel conduttore: effetto pelle aumenta R in funzione della frequenza. spostamento di corrente dall'interno all'esterno del conduttore dovuto al campo elettromagnetico generato dalla corrente;



non dipende dalla forma (rugosità superficiale oltre 10 Ghz). Alle alte f la i segue il percorso con minor L

• **Linee di trasmissione** Ad ogni  $t_{pd}$  c'è un rimbalzo d'onda. In genere è  $R_g < Z_w < R_L$

Se il tempo di salita  $t_r \ll t_{pd}$ , il fenomeno delle riflessioni è accentuato e il carico può vedere più transizioni.  $\Gamma_i = (R_i - Z_w) / (R_i + Z_w)$