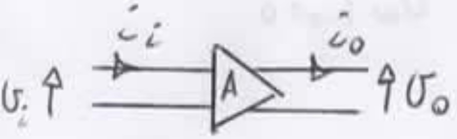
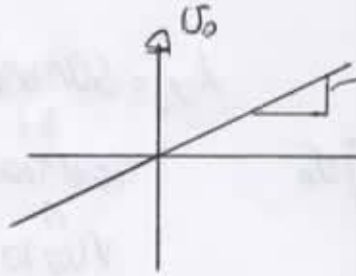
AMPLIFICATORI





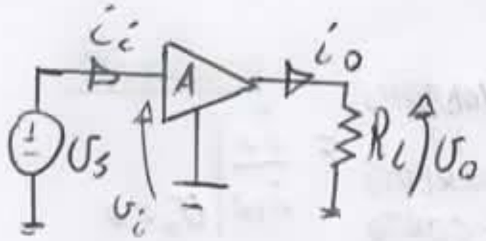
GUADAGNO DI TENSIONE

$$A_v = \frac{v_o}{v_i}$$

$$\Downarrow$$

$$A_{v_{dB}} = 20\log_{10}\left(\frac{v_o}{v_i}\right)$$

$A_i = \frac{i_o}{i_i}$ GUADAGNO DI CORRENTE



$$A_p = \frac{i_o v_o}{i_i v_i} = A_i A_v$$

GUADAGNO DI POTENZA

$$\Downarrow$$

$$A_{p_{dB}} = 10\log_{10}\left(\frac{i_o v_o}{i_i v_i}\right)$$

$$\eta = \frac{P_L}{P_{BATT.}}$$

→ PARAMETRO DI EFFICIENZA

AMPLIFICATORE DI TENSIONE

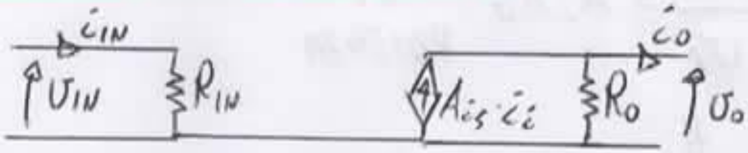
A_{v_o} = GUADAGNO DI TENSIONE A VUOTO $= \left.\frac{v_o}{v_{IN}}\right|_{i_o=0}$

$R_{IN} = \left.\frac{v_x}{i_x}\right|_{i_o=0}$ ↳ USCITA APERTA

$R_o = \left.\frac{v_x'}{i_x'}\right|_{v_i=0}$ ↳ INGRESSO CORTO

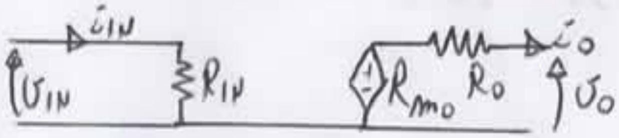
SONO UNA CARATTERISTICA DEL SISTEMA, QUINDI VALGONO PER TUTTI GLI AMPLIFICATORI

AMPLIFICATORE DI CORRENTE



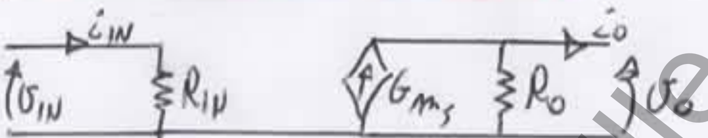
A_{i_s} = GUADAGNO DI CORRENTE IN CORTO $= \left.\frac{i_o}{i_{IN}}\right|_{v_o=0}$

AMPLIFICATORE TRANSRESISTIVO



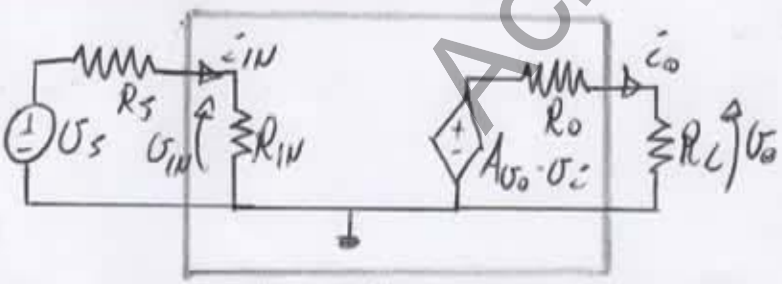
R_{m_o} = GUADAGNO TRANSRESISTIVO $= \left.\frac{v_o}{i_{IN}}\right|_{i_o=0}$

AMPLIFICATORE TRANSCONDUTTIVO



G_{m_s} = GUADAGNO TRANCONDUTTIVO $= \left.\frac{i_o}{v_{IN}}\right|_{v_o=0}$

BUON AMPLIFICATORE DI TENSIONE



$A_v = \frac{v_o}{v_{IN}}$ = GUADAGNO DELL'AMPLIFICATORE

$v_o = A_{v_o} \cdot v_{in} \frac{R_L}{R_o + R_L}$

QUINDI NON TUTTA LA TENSIONE VA SU R_L, UNA PARTE VA SU R_o, PER QUESTO SI SCEGLIE: $\boxed{R_o << R_L \Rightarrow v_o \cong A_{v_o} \cdot v_{in}}$

$v_{in} = v_s \frac{R_{IN}}{R_S + R_{IN}}$, SE $\boxed{R_S << R_{IN} \Rightarrow v_{in} \approx v_S}$

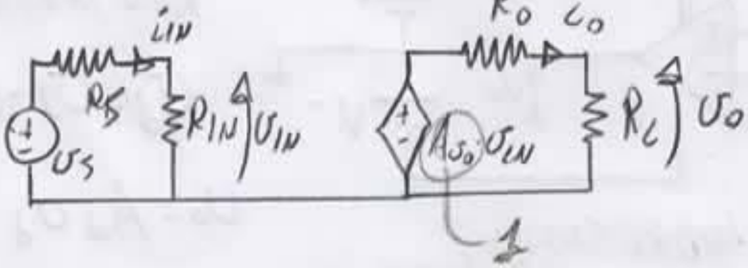
$\Rightarrow A_v \approx A_{v_o} \Rightarrow \begin{cases} R_{IN} >> R_S \\ R_o << R_L \end{cases}$ BUON AMPLIFICATORE

BUFFER DI TENSIONE

UN BUFFER DI TENSIONE È UN PARTICOLARE AMPLIFICATORE DI TENSIONE CHE PERMETTE DI TRASFERIRE UN SEGNALE DI TENSIONE AD UN CARICO MOLTO PICCOLO.

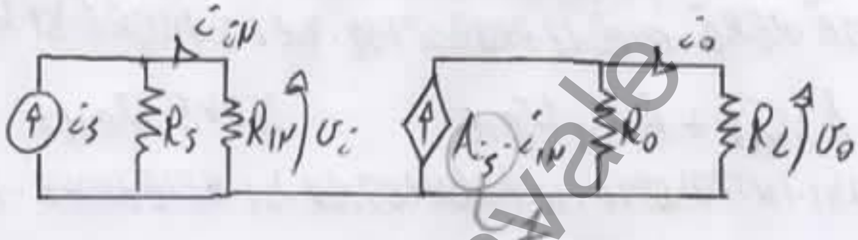
È CARATTERIZZATO DA:

$$\begin{cases} A_{v_0} = 1 \ V/V \\ R_{IN} \to \infty \\ R_0 \to 0 \end{cases}$$



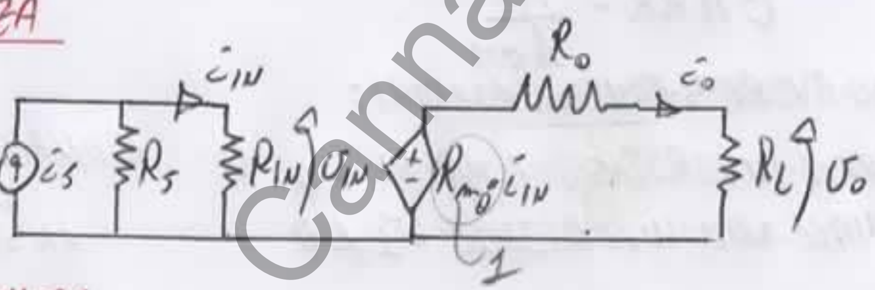
BUFFER DI CORRENTE

$$\begin{cases} A_{i_s} = 1 \ A/A \\ R_{IN} \to 0 \\ R_0 \to \infty \end{cases}$$



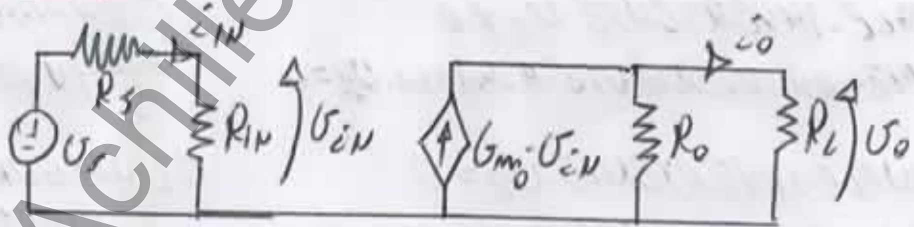
BUFFER DI TRANSRESISTENZA

$$\begin{cases} R_{m_0} = 1 \ \Omega \\ R_{IN} << R_S \\ R_0 << R_L \end{cases}$$



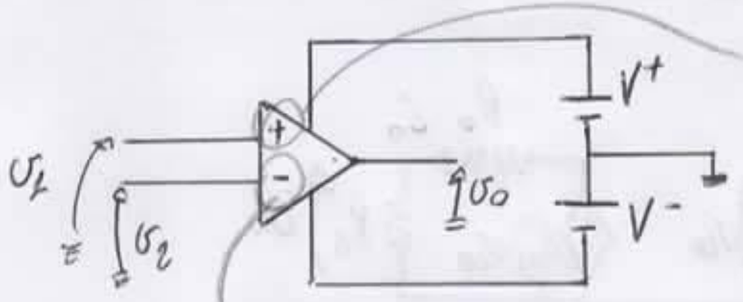
BUFFER DI TRANSCONDUTTANZA

$$\begin{cases} G_{m_0} = 1 \ S \\ R_{IN} >> R_S \\ R_0 >> R_L \end{cases}$$



AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

UN DISPOSITIVO A 5 TERMINALI:



$$v_d = v_1 - v_2$$

$$v_0 = A_d v_d$$

NELLA REALTÀ PERÒ C'È IL PROBLEMA DEL RUMORE DI MODO COMUNE:

$$v_0 = A_d v_d + A_{cm} v_{cm} \qquad \text{DOVE } v_{cm} = \frac{v_1 + v_2}{2}$$

VIENE QUINDI INTRODOTTO IL PARAMETRO DI REIEZIONE DI MODO COMUNE:

$$CMRR = \frac{A_d}{A_{cm}}$$

SI POSSONO AVERE 3 CONFIGURAZIONI:

1) TERMINALE INVERTENTE A MASSA $v_2 = 0$
TERMINALE NON INVERTENTE $v_1 \neq 0$ — CONFIGURAZIONE NON INVERTENTE

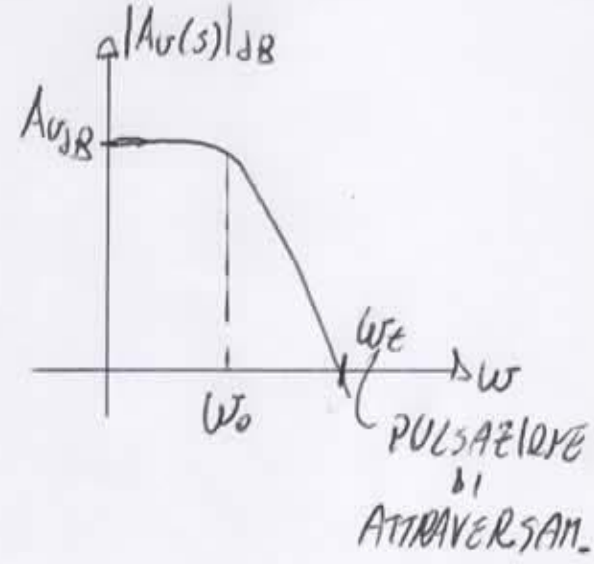
2) TERMINALE INVERTENTE $v_2 \neq 0$
TERMINALE NON INVERTENTE A MASSA $v_1 = 0$ — CONFIGURAZIONE INVERTENTE

3) TERMINALE INVERTENTE $v_2 = 0$
TERMINALE NON INVERTENTE $v_1 = 0$ — CONFIGURAZIONE DIFFERENZIALE

IPOTESI DI IDEALITÀ

$$\begin{cases} R_i \to \infty \\ R_0 \to 0 \\ A_d \to \infty \\ CMRR \to \infty \\ \text{BANDA PASSANTE} \to \infty \end{cases}$$

$$A_v(s) = A_v \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_0}}$$



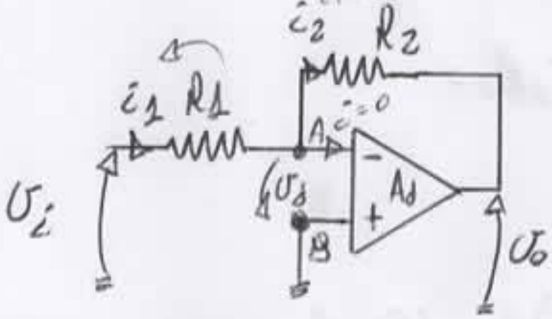
$$|A_v(\omega_t)| = 1 = \frac{A_v}{\sqrt{1 + (\omega_t)^2}} = 1$$

$$SE\ \omega_t >> \omega_0 \Rightarrow \frac{A_v}{\left(\frac{\omega_t}{\omega_0}\right)} = 1 \Rightarrow A_v \cdot \omega_0 = \omega_t$$

POSSIAMO DIMOSTRARE CHE NEGLI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI LA BANDA PASSANTE È MOLTO PICCOLA, QUINDI L'ULTIMA IPOTESI DI IDEALITÀ È FALSA.

QUESTA PICCOLA BANDA PASSANTE È SCATURITA DA UN CONDENSATORE INTERNO CHE CREA UN POLO ALLE BASSE FREQUENZE, MA SI PREFERISCE AVERE UNA PICCOLA BANDA PASSANTE, PERCHÉ COSÌ FACENDO IL SEGNALE IN USCITA SARÀ STABILE, MENTRE SENZA OSCILLEREBBE.

RETROATTIVITÀ INVERTENTE



SFRUTTANDO L'IPOTESI DI GUADAGNO DIFFER. $\to \infty$:

$$v_o = A_d \cdot v_d$$

$$v_d = \frac{v_o}{A_d} \Rightarrow v_d \to 0$$

QUINDI $\Rightarrow v_A \simeq v_B \to$ PRINCIPIO DEL CORTOCIRCUITO VIRTUALE

ORA CONSIDERIAMO:

$$\begin{cases} R_i \to \infty \Rightarrow i = 0 \\ R_o \to 0 \end{cases}$$

$$v_o = -v_2 = -i_2 R_2 = -i_1 \cdot R_2 = -\frac{v_1}{R_1} \cdot R_2 = -\frac{v_i}{R_1} \cdot R_2$$

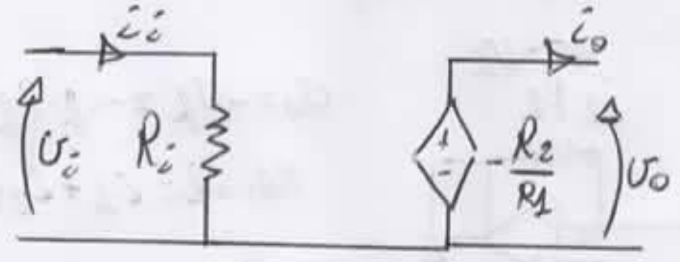
QUINDI, POSSIAMO SINTETIZZARE L'AMPLIFICATORE:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$R_i = \frac{v_i}{i_i}\bigg|_{i_o=0} = R_1$$

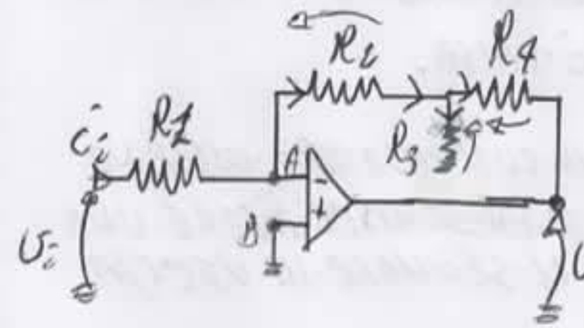
$$R_o = \frac{v_o}{i_o}\bigg|_{v_i=0} = 0$$

$\Rightarrow$



DISACCOPPIAMENTO

LO SCOPO DI QUESTO METODO È DI DISACCOPPIARE LA RESISTENZA DI INGRESSO DAL GUADAGNO, DATO CHE SONO INVERSAMENTE PROPORZIONALI:



$A_v = \frac{v_o}{v_i}$

SE $R_i \to \infty \Rightarrow i = 0$

SE $A_d \to \infty \Rightarrow v_o = A_d v_d$

$\Rightarrow v_d = \frac{v_o}{A_d} \Rightarrow v_d \to 0$

$v_o = -v_4 + v_3 = -R_4 i_4 + R_3 i_3 =$

$= -(i_2 - i_3) R_4 + i_3 R_3 = -(i_2 - i_3) R_4 - i_2 R_2 =$

$= -\left(i_2 - \frac{v_3}{R_3}\right) R_4 - i_2 R_2 = -\left(i_2 + \frac{v_2}{R_3}\right) R_4 - i_2 R_2 =$

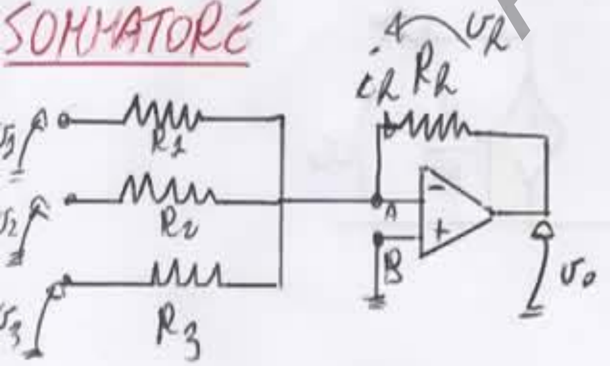
$= -\left(i_2 + i_2 \frac{R_2}{R_3}\right) R_4 - i_2 R_2$ MA $i_2 = i_1$

$\Rightarrow v_o = -i_1\left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) R_4 - i_1 R_2 = -\frac{v_1}{R_1}\left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) R_4 - \frac{v_1}{R_1} \cdot R_2$

MA $v_1 = v_i$

$\Rightarrow A_v = \frac{v_o}{v_i} = \underbrace{-\frac{R_2}{R_1}}_{A_G \text{ NORMALE}} - \frac{R_4}{R_1}\left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right)$

SOMMATORE



$v_o = -v_R = -i_R \cdot R_R$

MA $i_R = i_1 + i_2 + i_3 = \frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3}$

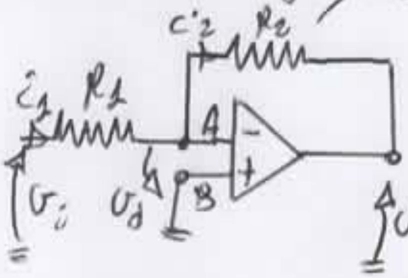
QUINDI:

$v_o = -R_R\left(\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3}\right)$

L'USCITA SARÀ UNA SOVRAPPOSIZIONE DEGLI INGRESSI.

CONFIGURAZIONE INVERTENTE REALE

NELLA REALTÀ $A_d \not\to \infty \Rightarrow v_d = \frac{v_o}{A_d} \neq 0 \Rightarrow$ NON C'È IL CORTOCIRCUITO VIRTUALE



QUINDI: $v_2 = i_2 R_2 = i_1 R_2 = \frac{v_1}{R_1} R_2$

$v_1 = v_i + v_d \Rightarrow v_2 = \frac{v_i + v_d}{R_1} \cdot R_2$

$$v_o = -v_2 - v_d = -v_2 - \frac{v_o}{A_d}$$

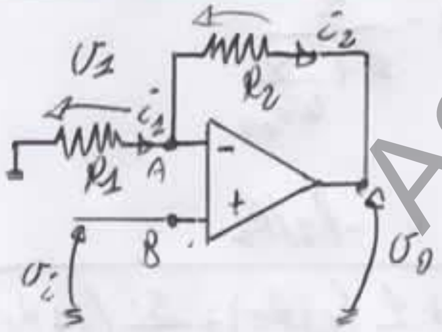
$$\Rightarrow v_o = -\frac{v_i - v_d}{R_1} R_2 - \frac{v_o}{A_d} \Rightarrow v_o = -v_i \frac{R_2}{R_1} - \frac{v_o}{A_d}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$\Rightarrow v_o\left[1 + \frac{1}{A_d}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\right] = -v_i \frac{R_2}{R_1}$$

$$\Rightarrow A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-R_2/R_1}{1 + \frac{1}{A_d}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \to -\frac{R_2}{R_1} \Leftrightarrow \frac{1}{A_d}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) << 1$$

QUINDI $A_d >> 1 + \frac{R_2}{R_1}$ QUASI SEMPRE SODDISFATTA.

CONFIGURAZIONE NON INVERTENTE



$$v_o = -v_2 - v_1 = -R_2 i_2 - R_1 i_1 =$$

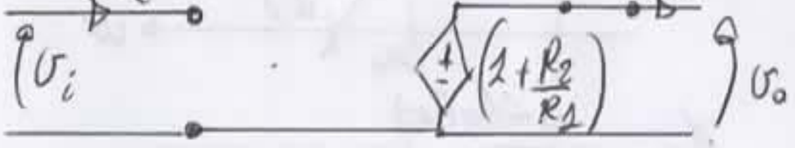
$$= -i_1(R_2 + R_1) = -\frac{v_1}{R_1}(R_2 + R_1) =$$

$$= \frac{v_i}{R_1}(R_2 + R_1) = v_i\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)$$

$$\Rightarrow A_v = \frac{v_o}{v_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

CALCOLIAMO ORA I PARAMETRI DELL'AMPLIFICATORE

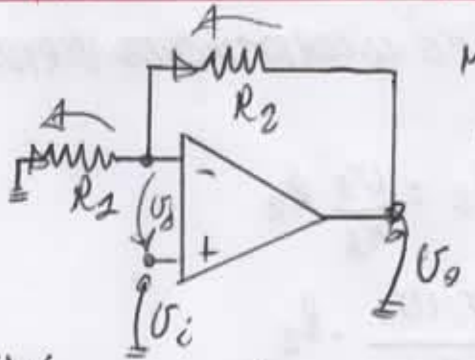
$R_{IN} = \infty$, $R_o = 0$



BUFFER

$$\begin{cases} A_v = 1 \text{ V/V} \\ R_o = 0 \\ R_i = \infty \end{cases}$$

CONFIGURAZIONE NON INVERTENTE REALE



NELLA REALTÀ:

$$A_d \neq \infty \Rightarrow v_d = \frac{v_o}{A_d} \neq 0$$

$$v_o = -v_2 - v_d + v_i =$$
$$= -R_2 i_2 - \frac{v_o}{A_d} + v_i =$$
$$= -R_2 i_1 - \frac{v_o}{A_d} + v_i =$$
$$= -R_2 \frac{v_1}{R_1} - \frac{v_o}{A_d} + v_i = -R_2\left(\frac{v_d - v_i}{R_1}\right) - \frac{v_o}{A_d} + v_i =$$
$$= -\frac{R_2}{R_1} v_d + \frac{R_2}{R_1} v_i - \frac{v_o}{A_d} + v_i \Rightarrow$$
$$\Rightarrow v_o\left(1 + \frac{1}{A_d}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\right) = v_i\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

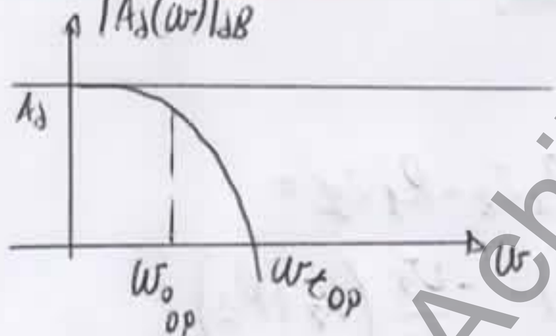
QUINDI:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{A_d}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}$$

SE $A_d \gg 1 + \frac{R_2}{R_1}$:

CASO IDEALE $A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

COMPORTAMENTO IN FREQUENZA (INV.)



$$\omega_{t_{op}} = A_d \cdot \omega_{o_{op}}$$

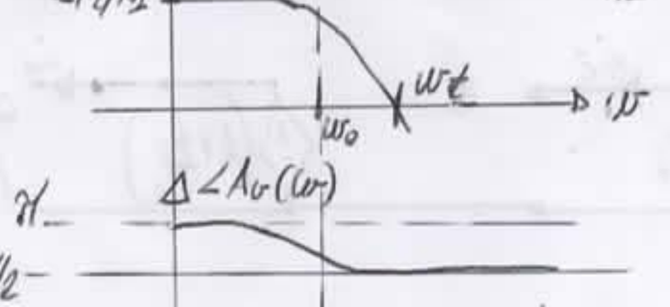
$$A_d(s) = A_d \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{o_{op}}}}$$

$$A_v(s) = \frac{-R_2/R_1}{1 + \frac{1}{A_d(s)}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} = \frac{-R_2/R_1}{1 + \frac{1 + \frac{s}{\omega_{o_{op}}}}{A_d}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} = \frac{-R_2/R_1}{1 + \cancel{\frac{1}{A_d}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} + \frac{s}{A_d \omega_{o_{op}}}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}$$

$\hookrightarrow A_d \gg 1 + \frac{R_2}{R_1}$

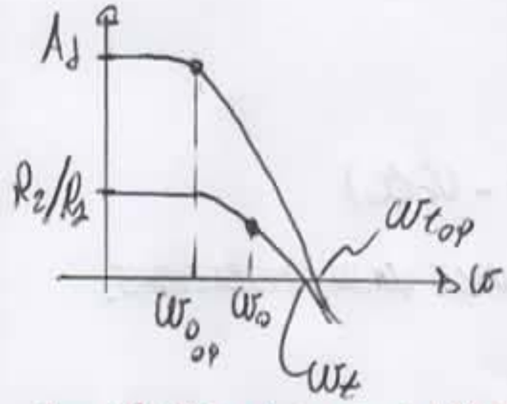
$$\Rightarrow A_v(s) = -\frac{R_2/R_1}{1 + \frac{s}{\omega_o}}$$

DOVE $\omega_o = \frac{A_d \omega_{o_{op}}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} = \frac{\omega_{t_{op}}}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$



$\omega_t >> \omega_0$

$$\omega_t = R_2/R_1 \cdot \omega_0 = \frac{\omega_{t_{op}}}{1+\frac{R_2}{R_1}} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$



$\Rightarrow$ QUINDI IL GUADAGNO SI RIDUCE NOTEVOLMENTE MA SARÀ UN TRADE-OFF CON LA BANDA PASSANTE.

$$\boxed{\begin{gathered} \omega_{t_{op}} = A_d \cdot \omega_{0_{op}} \\ \omega_0 = \frac{\omega_{t_{op}}}{1+\frac{R_2}{R_1}} \\ \omega_t = A_v \cdot \omega_0 \end{gathered}}$$

COMPORTAMENTO IN FREQUENZA (NON INV.)

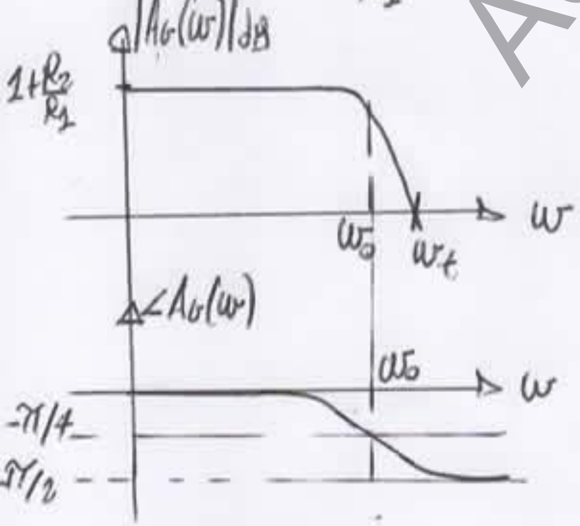
$$A_v(s) = \frac{1+\frac{R_2}{R_1}}{1+\frac{1}{A_d(s)}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)} = \frac{1+\frac{R_2}{R_1}}{1+\frac{1+\frac{s}{\omega_{0_{op}}}}{A_d}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)} =$$

$$= \frac{1+\frac{R_2}{R_1}}{1+\cancel{\frac{1}{A_d}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)}+\frac{s(1+R_2/R_1)}{\omega_{0_{op}}\cdot A_d}} \Rightarrow A_v(s) = \frac{1+\frac{R_2}{R_1}}{1+\frac{s\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)}{\omega_{0_{op}}\cdot A_d}} = \frac{1+\frac{R_2}{R_1}}{1+\frac{s}{\omega_0}}$$

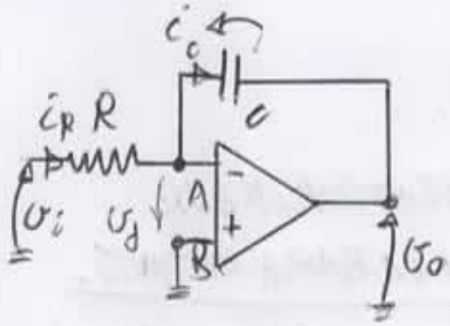
DOVE $\omega_0 = \frac{\omega_{0_{op}} \cdot A_d}{1+\frac{R_2}{R_1}} = \frac{\omega_{t_{op}}}{1+\frac{R_2}{R_1}}$

PER $\omega_t >> \omega_0$

$$\Rightarrow \omega_t = \omega_0 \cdot A_d = \left(\frac{\omega_{t_{op}}}{\cancel{1+\frac{R_2}{R_1}}}\right)\left(\cancel{1+\frac{R_2}{R_1}}\right) = \omega_{t_{op}}$$



INTEGRATORE DI MILLER



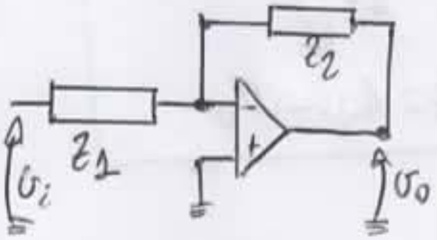
$$i_c = C\frac{dv_c(t)}{dt} = i_R = \frac{v_R}{R} = \frac{v_i}{R}$$

$$v_o(t) = -v_c(t) = -\frac{1}{RC}\int_{t_0}^{t} v_i(\tau)\,d\tau$$

$$\Rightarrow v_o(t) = -\frac{1}{RC}\int_{t_0}^{t} v_i(\tau)\,d\tau - v_c(t_0)$$

NELLA PRATICA NON SI USA PERCHÉ PER $t \to \infty$ L'OPERAZIONALE VA IN SATURAZIONE.

IN GENERALE



$$A_v(s) = \frac{v_o(s)}{v_i(s)} = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}$$

NEL NOSTRO CASO:

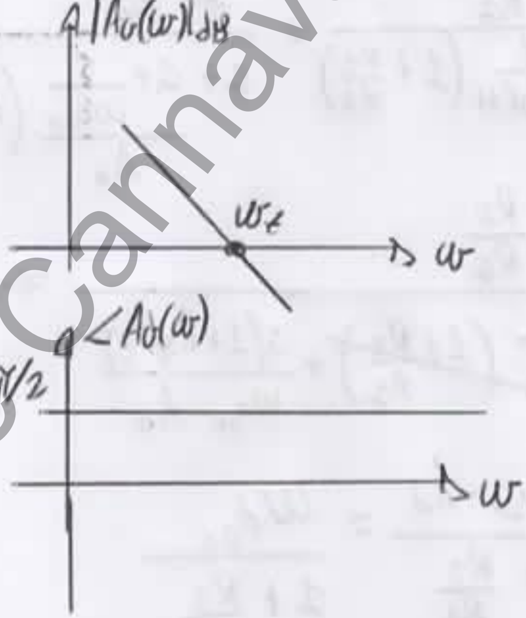
$$A_v(s) = -\frac{\frac{1}{sC}}{R} = -\frac{1}{sRC}$$

$$A_v(\omega) = +\frac{j}{\omega RC} = j\frac{\omega_t}{\omega}$$

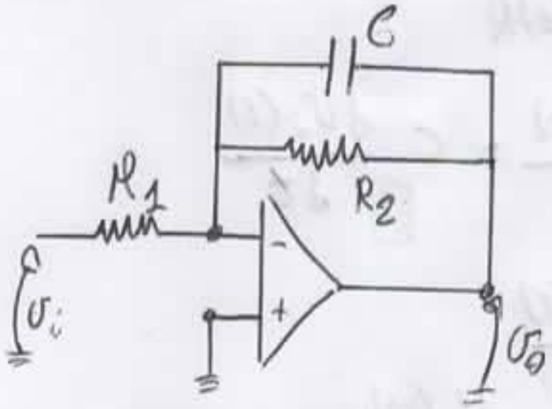
$$\text{DOVE } \omega_t = \frac{1}{RC}$$

$$|A_v(\omega)|_{dB} = 20\log_{10}(\omega_t) - 20\log_{10}(\omega)$$

$$\angle A_v(\omega) = \pi/2$$



INTEGRATORE ~~IDEALE~~ REALE



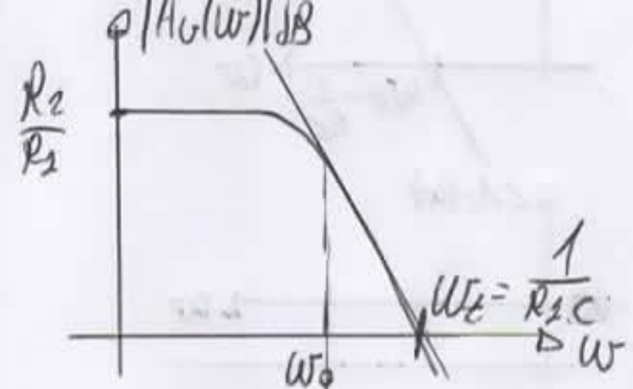
$$A_v(s) = \frac{v_o(s)}{v_i(s)} = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

$$Z_2(s) = \frac{\frac{R_2}{sC}}{R_2 + \frac{1}{sC}} = \frac{R_2}{1 + R_2 sC}$$

$$\Rightarrow A_v(s) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + R_2 sC}$$

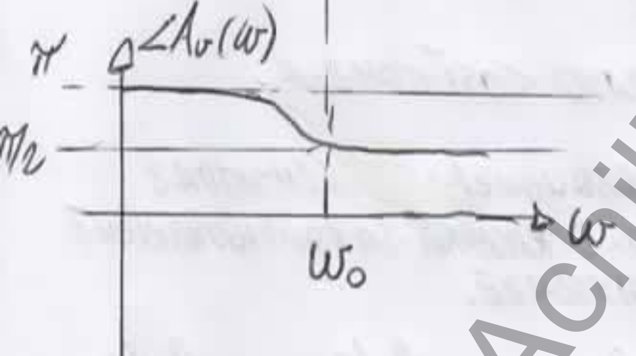
$$\omega_0 = \frac{1}{R_2 C}$$

$$\omega_t = \frac{R_2}{R_1} \cdot \omega_0 = \frac{\cancel{R_2}}{R_1} \cdot \frac{1}{\cancel{R_2} C} = \frac{1}{R_1 C}$$

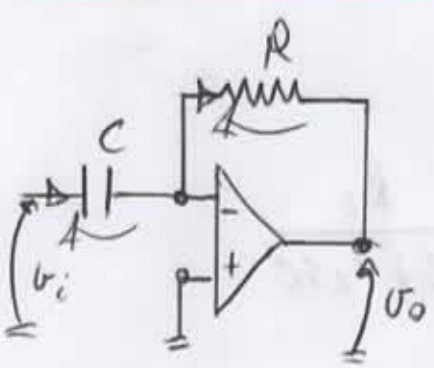


QUINDI SI COMPORTA COME UN INTEGRATORE SOLO PER OPPORTUNE FREQUENZE:

$$\omega >> \omega_0$$



DERIVATORE IDEALE



$$v_o(t) = -v_R(t) = -i_R(t) R$$

$$i_R(t) = i_c(t) = C \frac{dv_c(t)}{dt} = C \frac{dv_i(t)}{dt}$$

$$\Rightarrow v_o(t) = -RC \frac{dv_i(t)}{dt}$$

$$A_v(s) = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{R}{1/sC} = -RsC$$

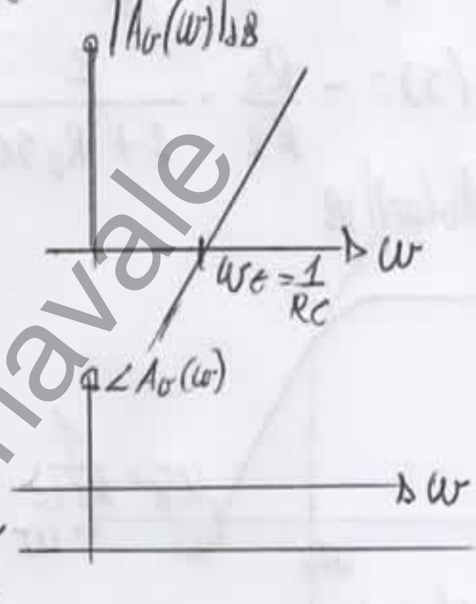
$$A_v(\omega) = -j\omega RC$$

$$|A_v(\omega)| = \omega RC$$

$$\omega_t = \frac{1}{RC}$$

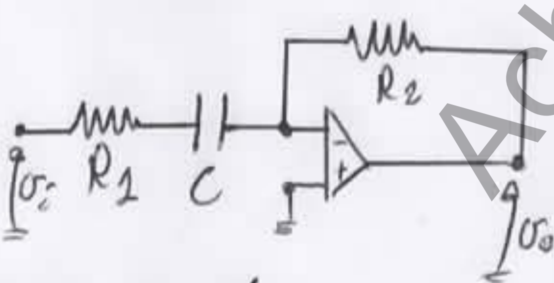
$$|A_v(\omega)|_{dB} = 20\log_{10}(\omega) - 20\log_{10}(\omega_t)$$

$$\angle A_v(\omega) = -\pi/2$$



NEANCHE QUESTO DISPOSITIVO VIENE UTILIZZATO COSÌ COME È.

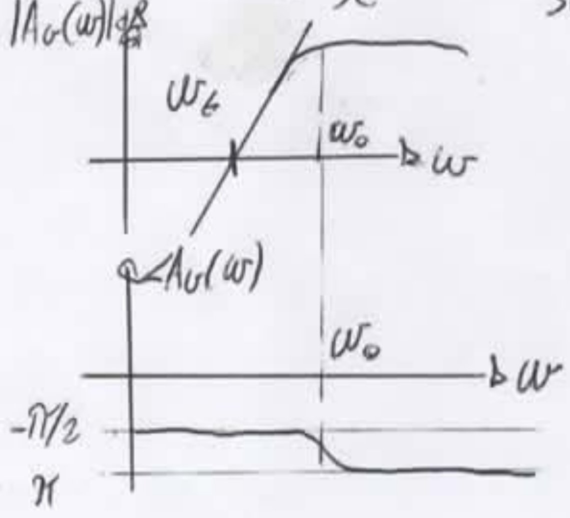
DERIVATORE REALE



COSÌ ALLE ALTE FREQUENZE IL CONDENSATORE SARÀ UN CORTO E RIMARRÀ LA CONFIGURAZIONE CON LE DUE RESISTENZE.

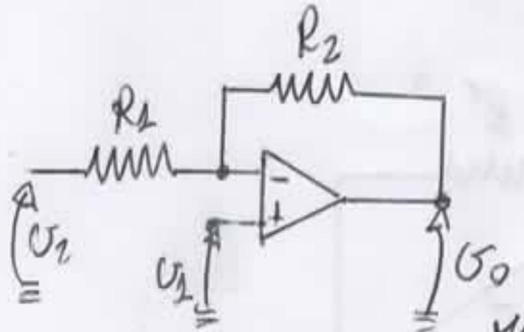
$$A_v(s) = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{sC}} = -\frac{R_2/R_1}{1 + \frac{1}{sCR_1}} = \frac{-R_2/R_1}{1 + \frac{\omega_0}{s}}$$

DOVE $\omega_0 = \frac{1}{CR_1}$



SOLO IN OPPORTUNE ZONE SI COMPORTA COME UN DERIVATORE.

AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE



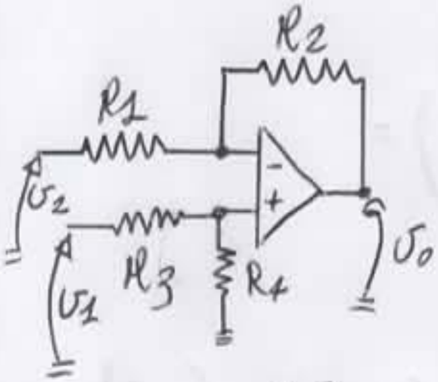
USO LA SOVRAPPOSIZIONE DEGLI EFFETTI:

$$v_o = v_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\Bigg|_{\substack{v_2=0 \\ \text{NON INV}}} - v_2\,\frac{R_2}{R_1}\Bigg|_{v_1=0}$$

MA COSÌ FACENDO NON AVREMO MAI:

$$v_o = A_d\,(v_1 - v_2)$$

ALLORA INSERISCO R_3 E R_4 PER RIDURRE v_1:

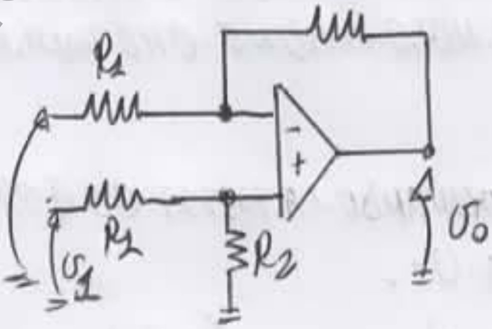


$$v_o = v_4\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) - v_2\left(\frac{R_2}{R_1}\right) =$$

$$= v_1\left(\frac{R_4}{R_3+R_4}\right)\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) - v_2\left(\frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$\Rightarrow \frac{R_4}{R_3+R_4} + \frac{R_2R_4}{R_3R_1+R_4R_1} = \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow \begin{cases} R_1 = R_3 \\ R_2 = R_4 \end{cases}$$ CONDIZIONE DI EQUILIBRATURA.

$$\Rightarrow v_o = \frac{R_2}{R_1}(v_1 - v_2) = A_d\,v_d$$

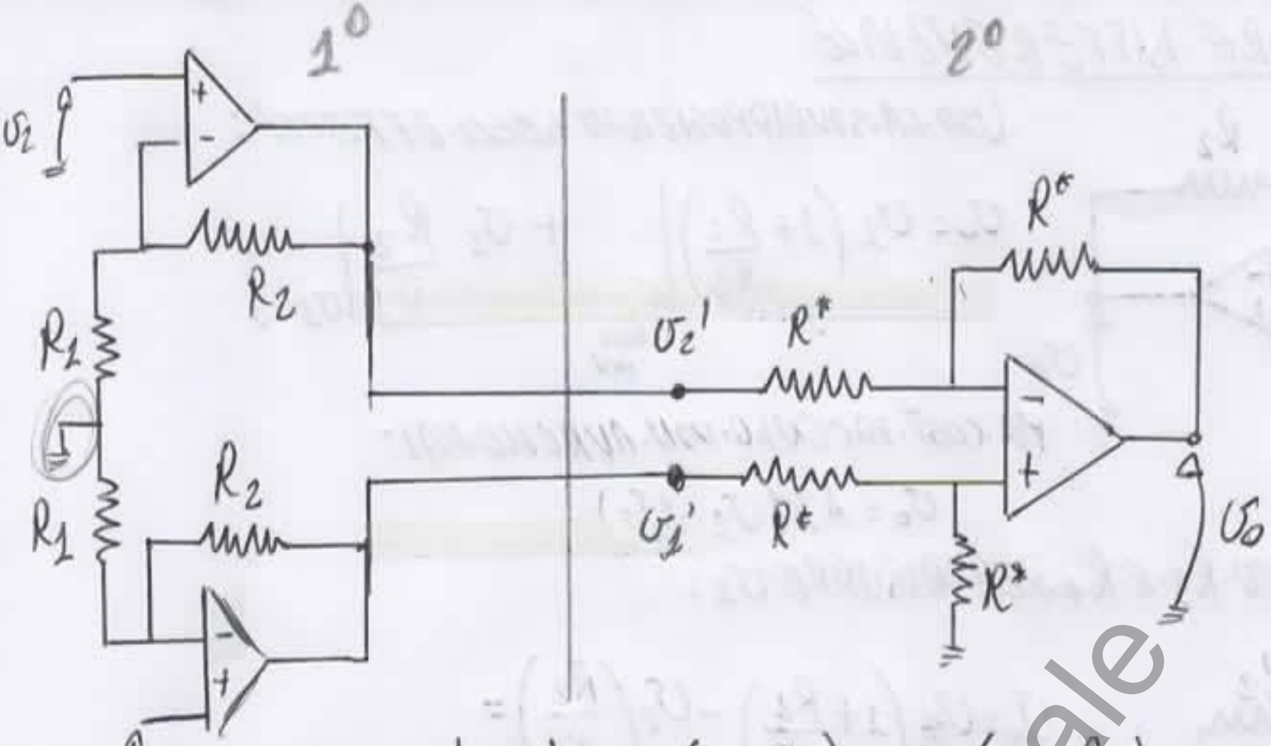


$R_{i_d} = 2R_1$

R_{i_d} DEVE ESSERE LA PIÙ ALTA POSSIBILE, MA COSÌ FACENDO A_d DIMINUISCE.

QUINDI COSTRUIREMO ORA UN AMPLIFICATORE A DUE STADI:

1) AMPLIFICATORE
2) RIGETTATORE DI RUMORE DI MODO COMUNE.



$$v_o = v_1' - v_2' = v_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) - v_2\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) =$$

$$= \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)v_d$$

$$v_{cm}' = \frac{v_1'+v_2'}{2} = \frac{v_1\left(1+R_2/R_1\right) + v_2\left(1+R_2/R_1\right)}{2} = \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\frac{(v_1+v_2)}{2} = \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)v_{cm}$$

QUESTA CONFIGURAZIONE NON VIENE USATA PERCHÈ IL PRIMO STADIO AMPLIFICA ANCHE L'ERRORE DI MODO COMUNE CHE MANDA IN SATURAZIONE L'AMPLIFICATORE SUCCESSIVO.

CIÒ SI RISOLVE ELIMINANDO LA MASSA CERCHIATA, COSÌ CIASCUN OPERAZIONALE VEDE SIA v_1 E SIA v_2.

$$v_1' = v_1'\big|_{v_2=0} + v_1'\big|_{v_1=0} = v_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) - v_2\left(\frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$v_2' = v_2'\big|_{v_2=0} + v_2'\big|_{v_1=0} = -v_1\left(\frac{R_2}{R_1}\right) + v_2\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)$$

IL MODO COMUNE VIENE COMPLETAMENTE RIGETTATO.

$$v_o = v_1' - v_2' = \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)(v_1-v_2) + \left(\frac{R_2}{R_1}\right)(v_1-v_2) = v_d\left(1+2\frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$v_{cm}' = \frac{v_1'+v_2'}{2} = \frac{\left(1+\cancel{R_2/R_1}\right)(v_1+v_2) - \cancel{\left(\frac{R_2}{R_1}\right)}(v_1+v_2)}{2} = \frac{v_1+v_2}{2} = v_{cm}$$

CAUSE DI ERRORE IN CONTINUA

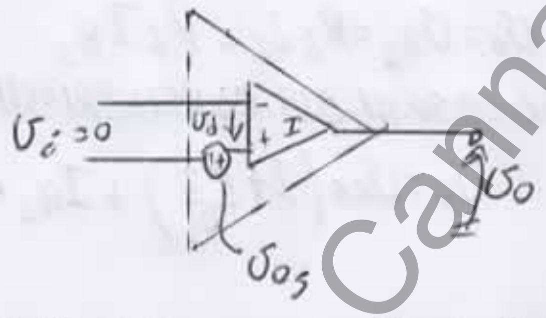
ESISTONO DIVERSE CAUSE DI ERRORE IN CONTINUA:

1) TENSIONI DI OFFSET IN INGRESSO (V_{os})
2) CORRENTI DI POLARIZZAZIONE IN INGRESSO (I_{B1}, I_{B2})
3) CORRENTE DI OFFSET (I_{os})
4) VARIAZIONI DELLA TENSIONE DI ALIMENTAZIONE.

LA TENSIONE DI OFFSET NON È ALTRO CHE LA TENSIONE IN USCITA CHE VEDO DOPO AVER CORTOCIRCUITATO L'INGRESSO.
PER GESTIRLA POSSO CONSIDERARE UN AMPLIFICATORE IDEALE CON IN INGRESSO UN GENERATORE VIRTUALE V_{os} RESPONSABILE DELLA TENSIONE DI OFFSET (V_{os}).

SE $V_i = 0$

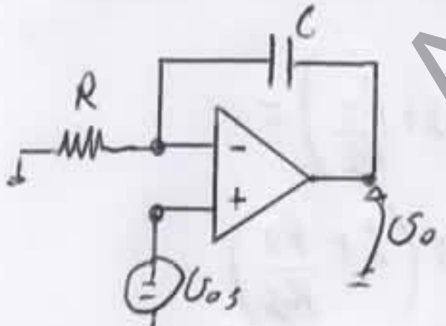
$$\Rightarrow V_o = A_d V_d = A_d (V_{os} - 0) = V_o|_{V_i=0}$$



$$V_{os} = \frac{V_o}{A_d}\Big|_{V_i=0}$$

PER ANNULLARE LA TENSIONE DI OFFSET, BASTA METTERE UN POTENZIOMETRO COLLEGATO A V^- E LO VARIO FINCHÉ $V_o = 0$

CONSIDERIAMO ORA LO SCHEMA DELL'INTEGRATORE IDEALE:



$$V_o(t) = V_C(t) + V_{os} =$$

$$i_C(t) = C\frac{dV_C(t)}{dt} = i_R = \frac{V_R}{R} = \frac{V_{os}}{R}$$

$$\Rightarrow dV_C(t) = \frac{1}{RC} V_{os}\, dt$$

$$V_C(t) - V_C(0) = \frac{1}{RC} V_{os}\, t \Leftarrow \int_{V_C(0)}^{V_C(t)} dV_C(t) = \frac{1}{RC} V_{os} \int_0^t dt$$

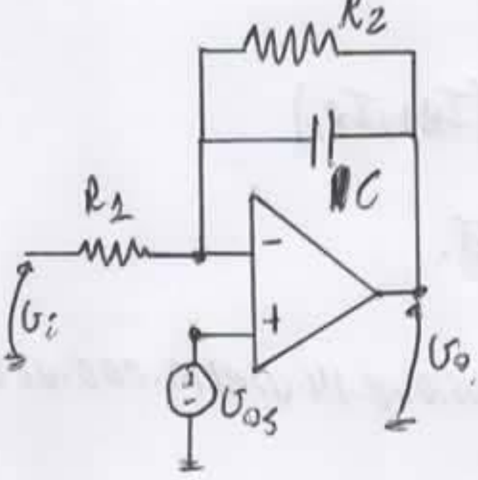
$$V_C(t) = \frac{1}{RC} V_{os}\, t + V_C(0)$$

$$\Rightarrow V_o(t) = \frac{1}{RC} V_{os}\, t + V_{os} + V_C(0)$$

DOPO UN PO' MANDA IN SATURAZ. L'OPERAZIONALE!!

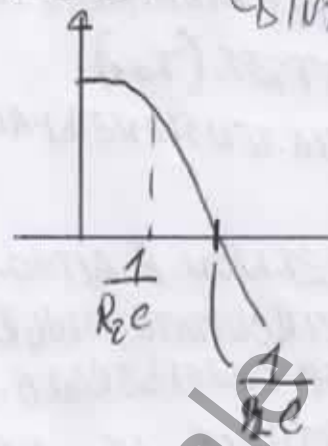
QUESTA È UNA RAMPA.

PER·RISOLVERE·QUESTO·PROBLEMA·POSSIAMO·METTERE·UNA·RESISTENZA·IN PARALLELO·AL·CONDENSATORE, OTTENENDO·UN·FILTRO·PASSA·BASSO:

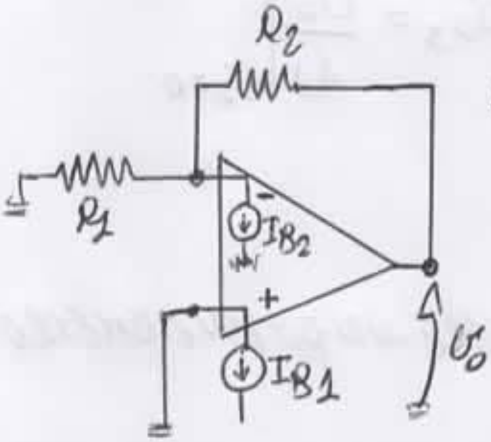


$$v_o(t) = \underbrace{-\frac{1}{R_2 C}\int_0^t v_i(\tau)\,d\tau}_{\text{INTEGRATORE}} + v_{os}\cdot\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)$$

v_{os} È COSTANTE ⇒ BASSE·FREQ. ⇒ C·È·UN·APERTO ⇒ CONF. NON INVERT.



CORRENTI·DI·BIAS

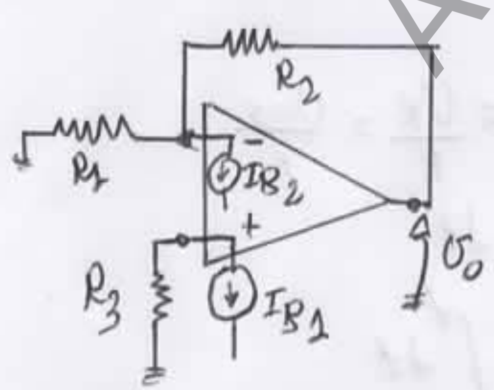


$$v_o = v_{R_2} = R_2 i_2 = R_2 I_{B_2}$$

NEL·CASO·IN·CUI·CONSIDERASSIMO·ANCHE·v_{os}:

$$v_o = v_{os}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) + I_{B_2}\cdot R_2$$

POSSIAMO·RIDURRE·IL·CONTRIBUTO·DELLE·CORRENTI·DI·BIAS·INSERENDO·UNA RESISTENZA·NEL·RAMO·NON·INVERTENTE:



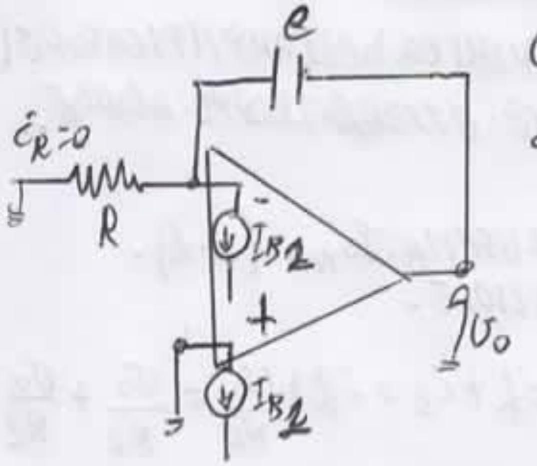
$$v_o = R_2 I_{B_2} + v_3\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) =$$

$$= R_2 I_{B_2} - I_{B_1} R_3\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)$$

SE·$I_{B_1} = I_{B_2}$·POSSIAMO·ANNULLARLE IMPONENDO·$R_2 = R_3\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)$

$$\Rightarrow v_o = I_{B_2} R_2 - I_{B_1} R_2 = \underbrace{(I_{B_2} - I_{B_1})}_{\text{CORRENTE}} R_2$$

CONSIDERIAMO ORA L'EFFETTO DELLE CORRENTI DI BIAS NELL'INTEGRATORE IDEALE;



$$v_o = v_C$$

$$i_o = C\frac{dv_C}{dt} = i_R = I_{B2}$$

$$dv_C = \frac{1}{C} I_{B2}\, dt$$

$$\int_{v_C(0)}^{v_C(t)} dv_C(t) = \frac{1}{C}\int_0^t I_{B2}\, dt$$

$$v_C(t) - v_C(0) = \frac{1}{C} I_{B2} \cdot t$$

$$\Rightarrow v_o = \frac{1}{C} I_{B2} \cdot t + v_C(0)$$

QUESTA È UNA RAMPA → CHE MANDERÀ IN SATURAZIONE L'AMPLIFICAT.

QUINDI IN GENERALE:

$$v_o = v_{os} + \underbrace{\frac{1}{RC} v_{os} t}_{} + \underbrace{\frac{1}{C} I_{B2} \cdot t}_{}$$

→ DUE RAMPE

POSSIAMO RISOLVERE METTENDO UNA RESISTENZA R_2 IN PARALLELO A C:

$$v_o = \underbrace{I_{B2} \cdot R_2}_{} + \underbrace{v_{os}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}_{}$$

→ CHE SONO DEI PLATEAU

INSERENDO INFINE R_3: $R_3 = R_1 // R_2$

$$v_o = v_{os}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + \left(I_{B2} - I_{B1}\right) R_2$$

POWER SUPPLY RATIO

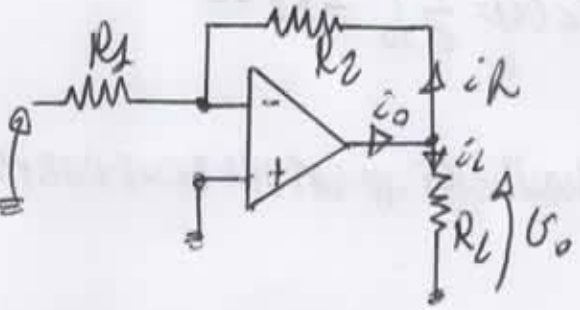
$$PWRR = \frac{\Delta v_{os}}{\Delta V}$$

ΔV → TENSIONE DI ALIMENTAZIONE

LIMITAZIONI CORRENTI E TENSIONI IN USCITA

IL SEGNALE IN USCITA È LIMITATO DALLA DINAMICA DELL'AMPLIFICATORE (L^+, L^-) PERCIÒ L'AMPIEZZA DELL'INGRESSO NON DEVE ESSERE TROPPO GRANDE.

UN'ALTRA CAUSA È LA CORRENTE MASSIMA IN USCITA $I_{o\,max}$ (mA). ESSA CIRCOLA NEL CARICO E NELLA RETROAZIONE.



$$i_o = i_R + i_L = i_R + \frac{v_o}{R_L} = \frac{v_o}{R_2} + \frac{v_o}{R_L}$$

$$\Rightarrow v_o = i_o (R_L // R_2)$$

$$v_{o\,MAX} = I_{o\,MAX}(R_2 // R_L)$$

NEL CASO NON INVERTENTE:

$$v_{o\,MAX} = I_{o\,max}\left(R_L // (R_1 + R_2)\right)$$

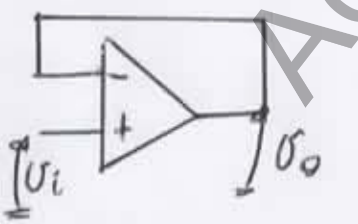
SLEW-RATE

LO SLEW-RATE È LA MASSIMA RAPIDITÀ CON CUI PUÒ EVOLVERE IL SEGNALE:

$$SR = \left|\frac{\partial v_o}{\partial t}\right|_{MAX} \quad [V/\mu s]$$

PRENDIAMO AD ESEMPIO UN SEPARATORE IDEALE.

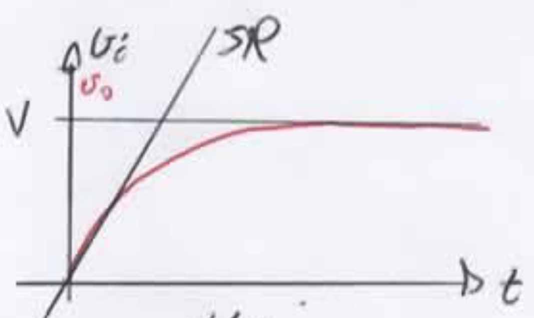
FILTRO PASSA BASSO



$$\tau = \frac{1}{\omega_0}, \quad A_v = 1$$

$$\omega_0 = \frac{\omega_{top}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} = \omega_{top}$$

SUPPONIAMO:
$v_i(t) = v_u(t)$



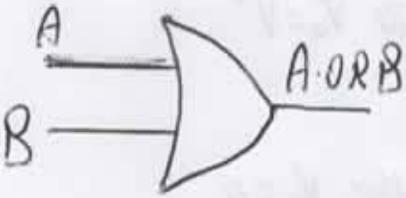
$$v_o(t) = V(1 - e^{-t/\tau})$$

SE $v_i = V\sin(2\pi f t)$
$\Rightarrow v_o = V\sin(2\pi f t)$
$\frac{dv_o}{dt} = \omega V\cos(\omega t)$
$\Rightarrow \left|\frac{\partial v_o}{\partial t}\right|_{MAX} = V\omega \leq SR$

IN CASO DI SUPERAMENTO $(V\omega > SR)$ AVREMO DENTI DI SEGA.

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{V}{\tau} e^{-t/\tau}$$ CHE È MAX PER $t=0$

PORTA·OR



A	B	OR
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

PORTA·XOR

A	B	XOR
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	0

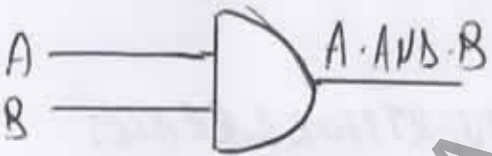
INVERTITORE

X	Y
0	1
1	0

PORTA·NOR

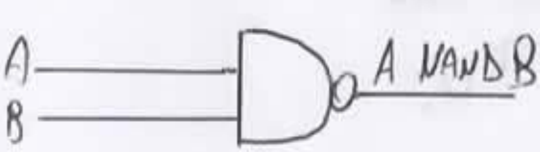
A	B	NOR
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

PORTA·AND



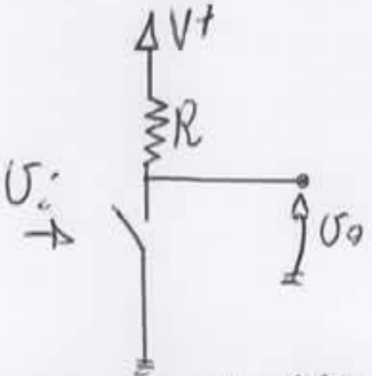
A	B	AND
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

PORTA·NAND

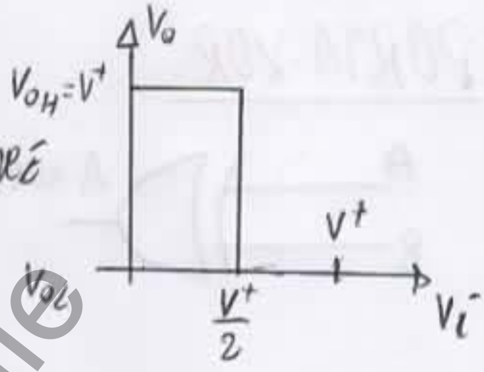


A	B	NAND
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

NMOS: INVERTITORE LOGICO IDEALE



$$\begin{cases} 0 < V_i < \frac{V^+}{2} \Rightarrow \text{INT. APERTO } V_o = V^+ \\ \frac{V^+}{2} < V_i < V^+ \Rightarrow \text{INT. CHIUSO. } V_o = 0 \end{cases}$$



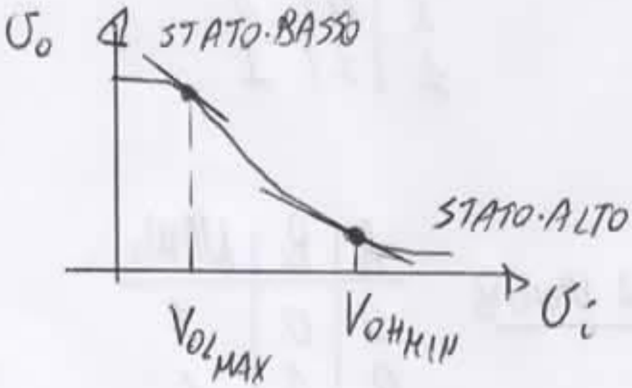
SI DEFINISCE UN PARAMETRO CHE PERMETTE DI QUANTIFICARE L'IMMUNITÀ AL RUMORE IN DIPENDENZA DAL LIVELLO LOGICO RELATIVO AL SEGNALE DI INGRESSO OVVERO IL "MARGINE DI RUMORE NM".

PUÒ ESSERE PARTICOLARIZZATO PER I DUE STATI:

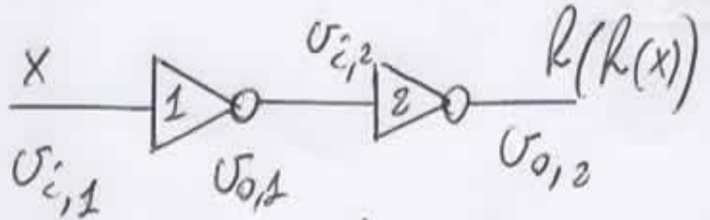
- $NM_L = V_S - V_{OL} = V_S$ VALORE OTTIMALE DELLA SOGLIA LOGICA
- $NM_H = V_{OH} - V_S = V^+ - V_S$

SI DEFINISCE MARGINE DI RUMORE INTEGRALE $NM = \min(NM_H, NM_L)$ E PER MASSIMIZZARLO SI PONE $V_S = \frac{V^+}{2}$.

CONSIDERIAMO ORA LA CARATTERISTICA DELL'INVERTITORE REALE:



SUPPONIAMO ORA LA CASCATA DI DUE INVERTITORI REALI:

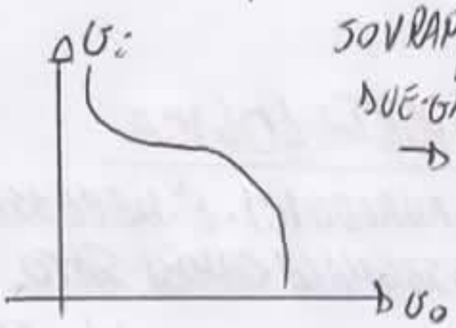


$v_{o,1} = v_{i,2}$

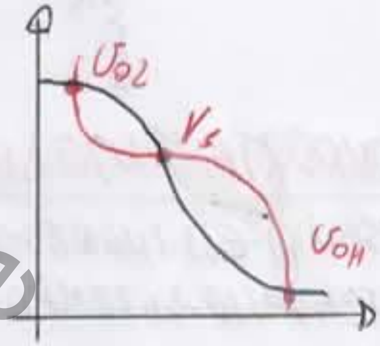
$v_{o,2} = \overline{v_{i,2}} = \overline{v_{o,1}} = \overline{\overline{v_{i,1}}} = v_{i,1}$

$\Rightarrow x = f(f(x)) \Rightarrow f^{-1}(x) = f(x)$

$f^{-1}(x)$



SOVRAPPONGO DUE GRAFICI $\rightarrow$

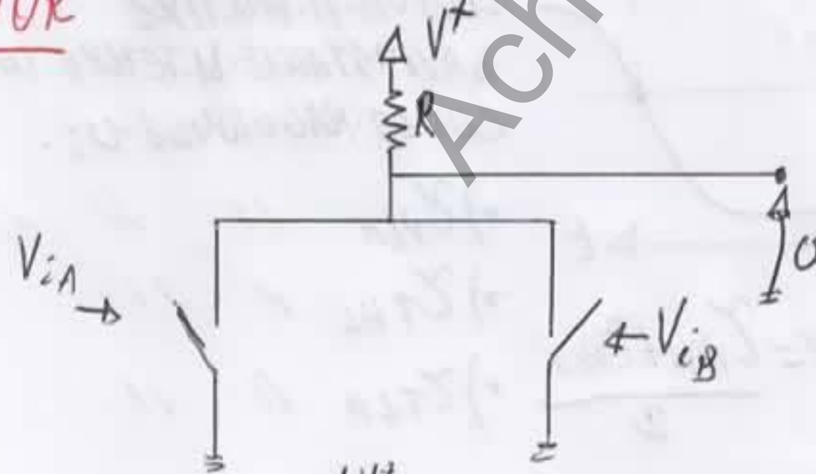


V_S È UNA PARTICOLARE FUNZIONE DI INGRESSO CHE PRENDE IL NOME DI SOGLIA LOGICA DELL'INVERTITORE REALE ED È UN INGRESSO CHE NON È INTERPRETATO NÉ CON ALTO NÉ CON BASSO.

SI DEFINISCE ESCURS. LOGICA: $V_{SW} = V_{OH} - V_{OL}$

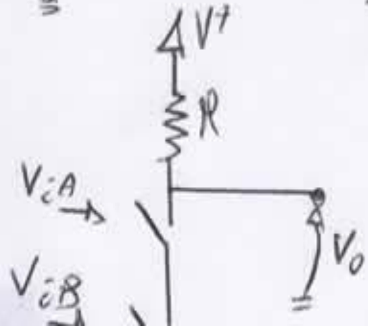
MODIFICANDO LO SCHEMA LOGICO DELL'INVERTITORE POSSIAMO OTTENERE:

NOR



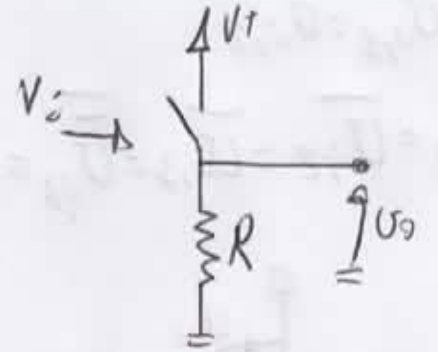
A	B	NOR
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

NAND



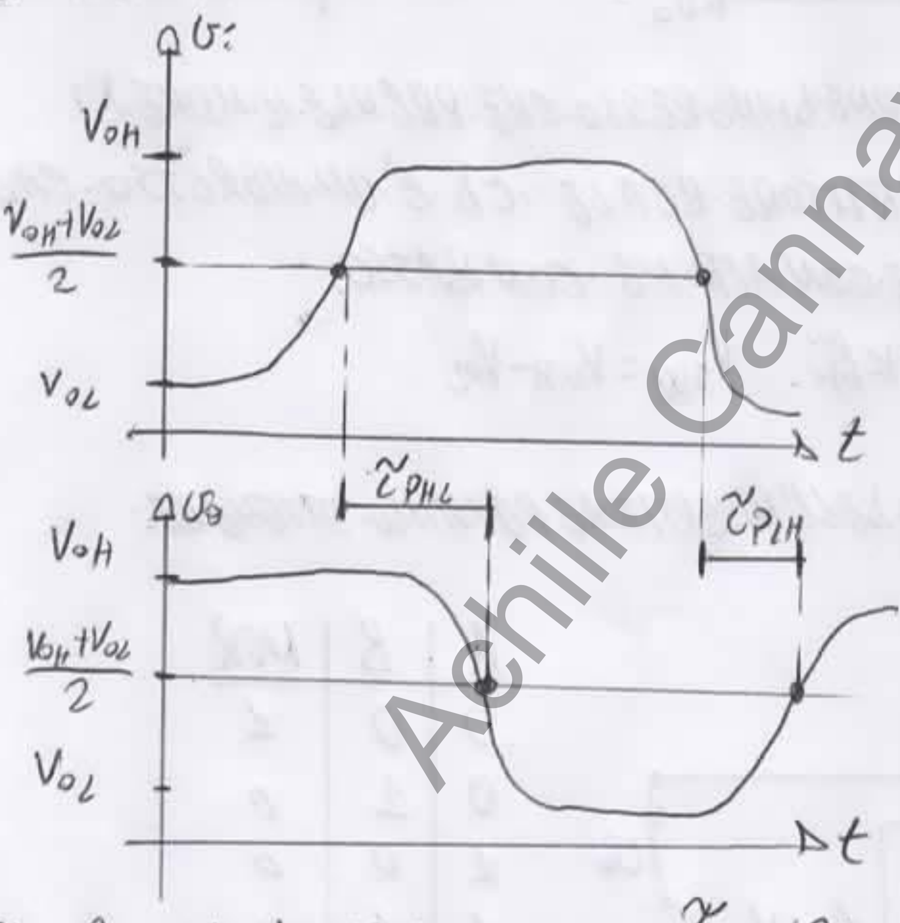
A	B	NAND
0	0	1
0	1	1
1	0	1

CONFIGURAZIONE DUALE: PMOS



COMPORTAMENTO DINAMICO DI UNA PORTA LOGICA

ESSENDO GLI INGRESSI DEI SEGNALI ANALOGICI, E' NECESSARIO UN CERTO INTERVALLO DI TEMPO AFFINCHÉ IL SEGNALE CAMBI STATO.

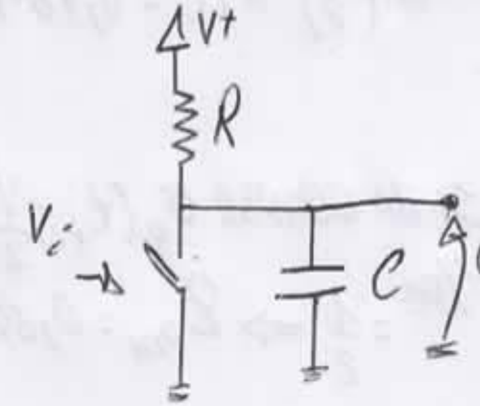


- t_r = TEMPO DI SALITA DI v_i
- t_f TEMPO DI DISCESA DI v_i
- τ_{PHL} TEMPO NECESSARIO AFFINCHÉ v_O, NELLA TRANSIZIONE $1 \to 0$, RAGGIUNGA IL PUNTO MEDIO DELL'ESCURSIONE LOGICA A PARTIRE DALL'ISTANTE DI TEMPO IN CUI LO RAGGIUNGE v_i.
- τ_{PLH} // // //
- τ_{THL} // //
- τ_{TLH} // //

- τ_P = RITARDO DI PROPAGAZIONE = $\frac{\tau_{PHL}+\tau_{PLH}}{2}$

CAPACITÀ PARASSITE IN USCITA

OLTRE ALLA RESISTENZA NELL'INVERTITORE CI SONO EFFETTI PARASSITI CHE NON PERMETTONO A V_o DI COMMUTARE ISTANTANEAMENTE.
ESSI VENGONO INDICATI DA UNA C:

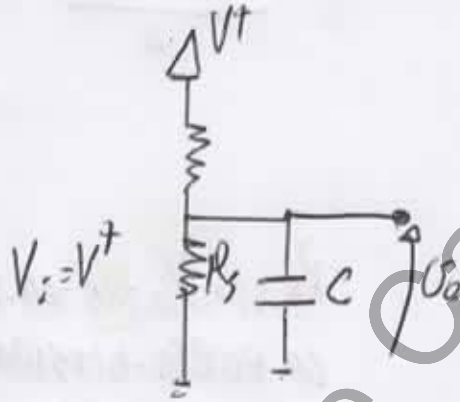


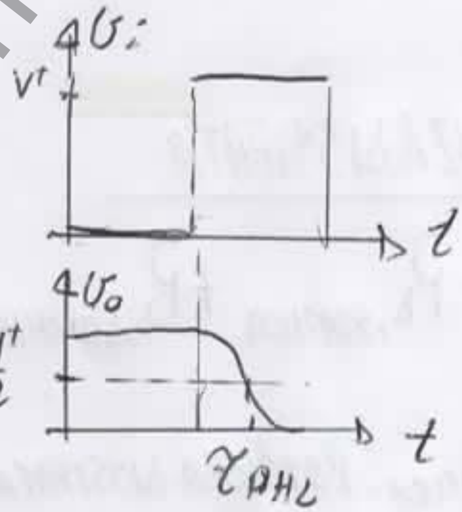
•) $0 \to 1 \Rightarrow$ INT. CHIUSO
$\Rightarrow$ CAPACITÀ SI SCARICA DATO CHE R_s È MOLTO PICCOLA, SI SCARICA VELOC.

•) $1 \to 0 \Rightarrow$ INT. APERTO
$\Rightarrow$ CAPACITÀ SI CARICA ATTRAVERSO R PIÙ LENTAMENTE.

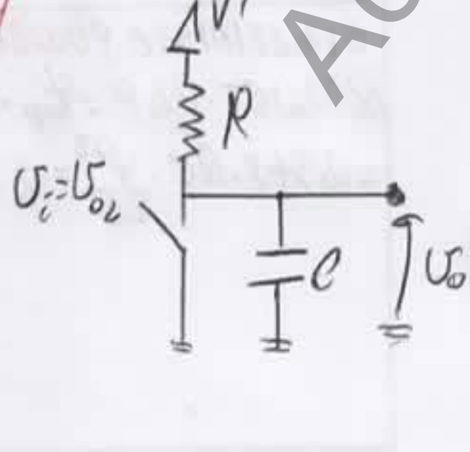
SCARICA

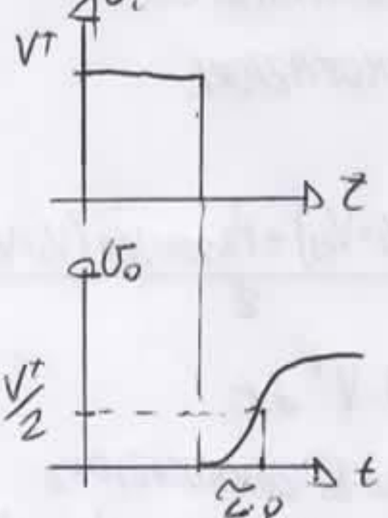
C INIZIALMENTE SCARICO





CARICA





PER LA SCARICA:

$$v_0(t) = V^+ e^{-t/R_sC} \Rightarrow \tau_{PHL} \text{ SI HA PER } v_0(t) = \frac{V^+}{2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{V^+}{2} = V^+ e^{-t/R_sC} \Big|_{t=\tau_{PHL}} \Rightarrow \tau_{PHL} = -\ln\left(\frac{1}{2}\right) \cdot R_s C = 0{,}96 \cdot R_s C$$

PER LA CARICA:

$$v_0(t) = V^+ (1 - e^{-t/RC}) \Rightarrow \tau_{PLH} \text{ SI HA QUANDO } v_0(t) = \frac{V^+}{2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{V^+}{2} = V^+ (1 - e^{-t/RC}) \Big|_{t=\tau_{PLH}} \Rightarrow e^{-t/RC} = \frac{1}{2} \Rightarrow \tau_{PLH} = 0{,}69\, RC$$

DATO CHE $R \gg R_s \Rightarrow \tau_{PLH} \gg \tau_{PHL} \Rightarrow \tau_p = \frac{\tau_{PLH} + \tau_{PHL}}{2} \approx \frac{\tau_{PLH}}{2}$

POTENZA DISSIPATA

$$P_D = P_{D,STATICA} + P_{D,DINAMICA}$$

$P_{D,STATICA}$: È LA POTENZA CHE LA PORTA DISSIPA IN CONDIZIONI DI QUIESCENZA (TRANSISTORI ESAURITI $\Rightarrow$ COMMUTAZIONE NON IN CORSO)

$P_{D,DINAMICA}$: POTENZA DISSIPATA DALLA PORTA DURANTE LE COMMUTAZIONI.

SI DEFINISCE POWER DELAY PRODUCT $PDP = \tau_P \cdot P_D =$
$= 0{,}345\, RC \cdot \frac{V^{+2}}{2R} = 0{,}17\, CV^{+2}$

$$P_{D,STATICA} = \frac{P_{D,STATICA}(V_0 = V_{OL}) + P_{D,STATICA}(V_0 = V_{OH})}{2}$$

$$P_{D,DINAMICA} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) \cdot V^+ \, dt$$

PERIODO DI COMMUTAZIONE

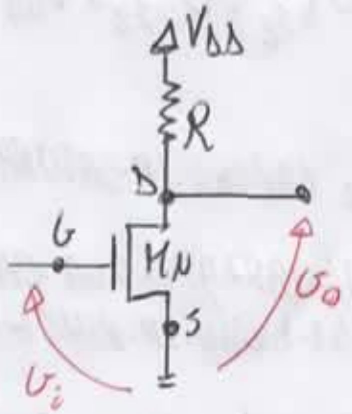
NELL'INVERTITORE LOGICO, QUANDO L'INTERRUTTORE È APERTO $i(t) = 0$ MENTRE QUANDO È CHIUSO $i(t) = \frac{V^+}{R + R_s} \approx \frac{V^+}{R} \Rightarrow P_{D,STATICA} = \left(\frac{1}{2}\frac{V^+}{R} + 0\right) \cdot V^+ =$

$= V^{+2}$

INVERTITORE NMOS A CARICO RESISTIVO (NMOS E)

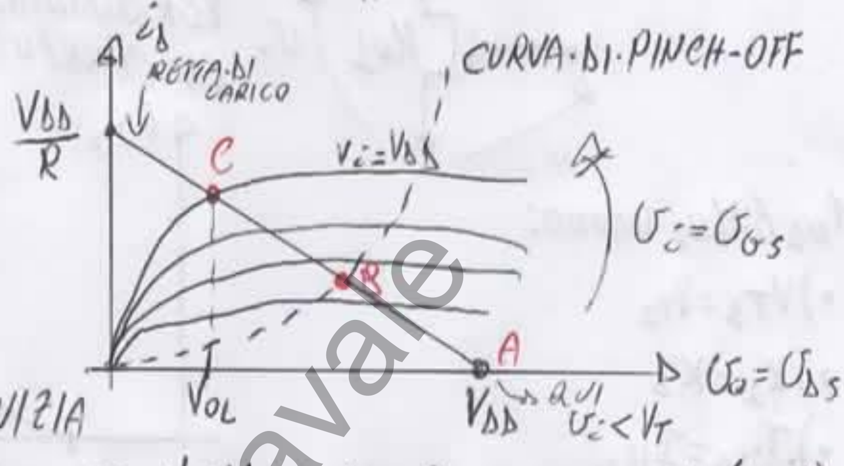
EQ. RETTA DI CARICO

$i_D = \dfrac{V_{DD} - V_O}{R}$



NOTIAMO CHE:
$U_i = U_{GS}$
$U_O = U_{DS}$

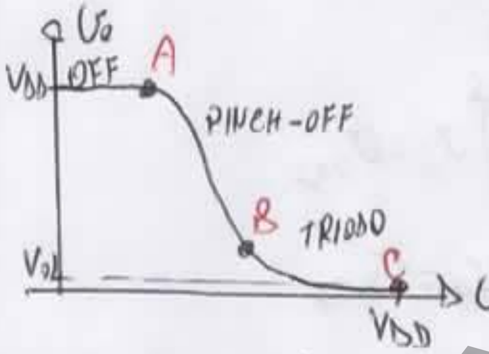
ANALIZZIAMO ORA LA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO:



QUANDO $U_i < V_T$ (NMOS SPENTO) ALLORA LA RETTA DI CARICO CI DICE CHE $U_O = U_{DD}$ (A).

QUANDO $U_i > V_T$, M_N SI ACCENDE E INIZIA A SCORRERE CORRENTE NELL'INVERTITORE, L'NMOS LAVORA IN PINCH-OFF (A-B).

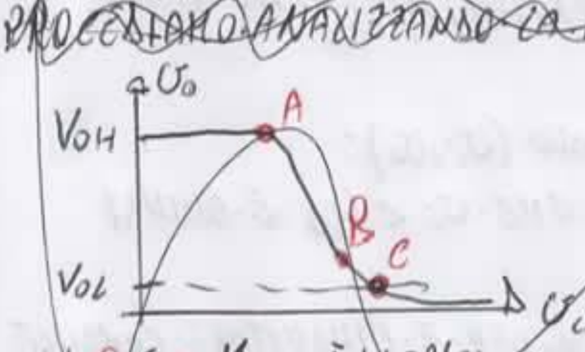
QUANDO U_i RAGGIUNGE V_{DD}, LA RETTA DI CARICO CI DÀ IL VALORE V_{OL} (C).



$$I_R = I_D \begin{cases} I_D\big|_{TRIODO} = K_m\left(V_{DD} - V_T - \cancel{\frac{1}{2} V_{OL}}\right) \cdot V_{OL} \quad \text{PICCOLA} \\ I_R = \dfrac{V_{DD} - V_{OL}}{R} \end{cases}$$

$$\Rightarrow K_m(V_{DD} - V_T)V_{OL} = \frac{V_{DD} - V_{OL}}{R} \quad \Rightarrow V_{OL} = \frac{V_{DD}}{1 + RK_m(V_{DD} - V_T)}$$

~~PROCEDIAMO ANALIZZANDO LA FZ. DI TRASFERIMENTO NEL PIANO (U_i, U_o):~~



NEL TRATTO FINO AD A SI HA $U_i < V_{T1}$, QUINDI $U_O = V_{DD} - V_{T2}$.

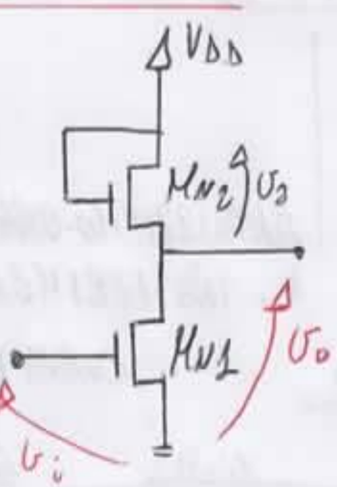
TRA A E B M_{N1} È IN PINCHOFF E L'INVERTITORE CONDUCE CORRENTE, V_O SCENDE LINEARMENTE.

TRA B E C M_{N1} È IN TRIODO, MENTRE M_{N2} È SEMPRE IN PINCH-OFF, QUINDI:

$I_{D2} = K_2(V_{DD} - V_O - V_{T2})^2$ SE M_1 È NEL I

$\Rightarrow V_{DD} - V_T \Rightarrow V$

INVERTITORE NMOS EE

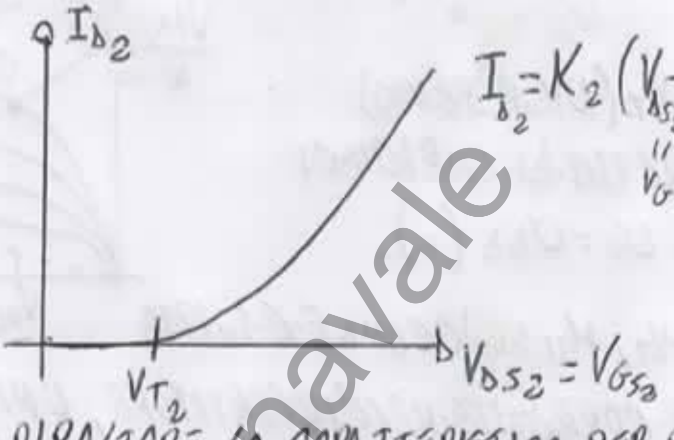


NOTIAMO CHE:

$v_i = v_{GS1}$ $\quad v_{DS2} = v_{GS2} = V_{DD} - V_O = V_2$

$v_O = v_{DS1}$

IL MOSFET M_{N2} LAVORA IN SATURAZIONE, E DATO CHE $v_{GS} = v_{DS}$, LA SUA CARATT. SARÀ LA CORRENTE DI DRAIN IN PINCH-OFF.



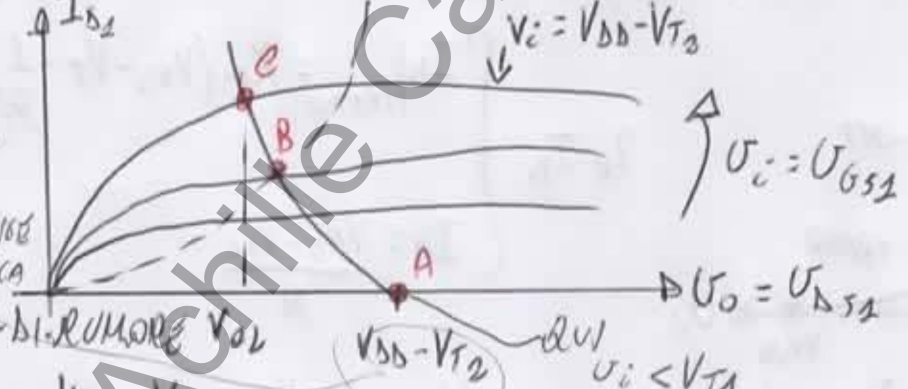
$I_{D2} = K_2 \left(\underset{\substack{\shortparallel \\ V_{GS}}}{V_{DS2}} - V_{T2} \right)^2$

M_{N1} E M_{N2} HANNO:

- $V_{T1} = V_{T2}$
- $K_1 = K_2$
- $I_{M1} = I_{M2}$

DATO CHE $V_2 = V_{DD} - V_O$, POSSIAMO RIBALTARE LA CARATTERISTICA, PER POTER DISEGNARE LA CARATTERISTICA DI TUTTO L'INVERTITORE NEL PIANO (v_O, I):

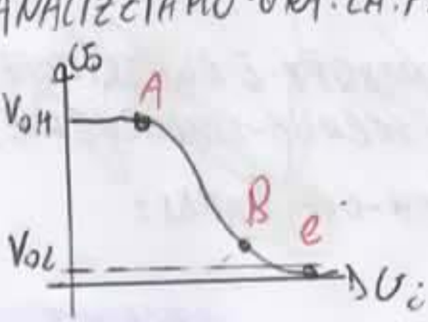
NEL CASO RESISTIVO ERA V_{DD} ORA È PEGGIO PERCHÉ SI RIDUCE L'ESCURSIONE LOGICA E IL MARGINE DI RUMORE



SE $V_{OL} < V_{T1} \Rightarrow V_{OH} = V_{DD} - V_{T2}$

SE $V_i < V_{T1} \Rightarrow v_O = V_{DD} - V_{T2}$ E L'INVERTITORE NON CONDUCE CORRENTE - O È MINORE DI QUELLA NEL CASO DEL CARICO RESISTIVO, IL CHE SIGNIFICA ESCURSIONE LOGICA E RUMORE RIDOTTI.

ANALIZZIAMO ORA LA FZ. DI TRASFERIMENTO NEL PIANO $(v_i; v_O)$:



NEL TRATTO FINO AD A SI HA CHE $v_i < V_{T1}$ E QUINDI $v_O = V_{DD} - V_{T2}$.

TRA A E B M_{N1} È IN PINCH-OFF E L'INDUTTORE CONDUCE CORRENTE $\Rightarrow V_O$ SCENDE LINEARMENTE.

TRA B E C M_{N1} È IN TRIODO, MENTRE M_{N2} È SEMPRE

UGUAGLIANDO I TERMINI SI OTTIENE:

$$K_2(V_{DD}-V_{T2})^2 = 2K_1(V_i - V_{T1})\cdot V_0$$

CHIAMANDO $K_R = \frac{K_1}{K_2}$ $\Rightarrow V_0 = \frac{1}{2K_R}\,\frac{(V_{DD}-V_{T2})^2}{V_1 - V_{T1}}$

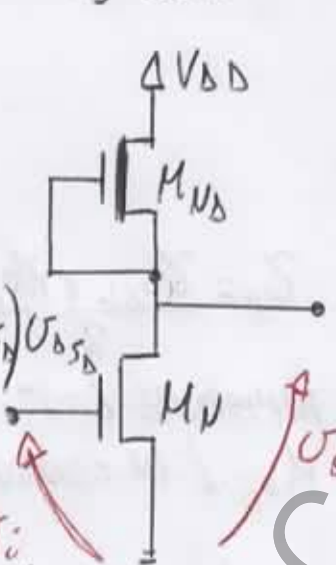
$$I_{D2} = \frac{1}{2}K_2(V_{GS2}-V_{T2})^2 = \frac{1}{2}K_2(V_{DD}-\cancel{V_0}-V_{T2})^2$$
piccolo

$$I_{D1} = K_1\left((V_{GS1}-V_{T1}) - \frac{V_{DS1}}{2}\right)V_{DS1} = K_1\left((V_i - V_{T1}) - \cancel{\frac{V_0}{2}}\right)V_0$$
piccolo

$$\frac{1}{2}K_2(V_{DD}-V_{T2})^2 = K_1\left((V_i - V_{T1})V_0\right) \Rightarrow V_{OL} = \frac{(V_{DD}-V_{T2})^2}{2K_R(V_i-}$$

INVERTITORE NMOS ED

QUESTO TIPO DI INVERTITORE È REALIZZATO ATTRAVERSO UN NMOS A SVUOTAMENTO IN CUI $V_{TD} < 0$.



NOTIAMO CHE:

$V_{GSE} = V_i \quad V_{GSD} = V_{DSD} = V_{DD} - V_0$

$V_{DSE} = V_0$

∘) SE $V_{DS_D} < V_{GS_D} - V_{T_D}$ IL MOSFET M_{ND} LAVORA IN TRIODO

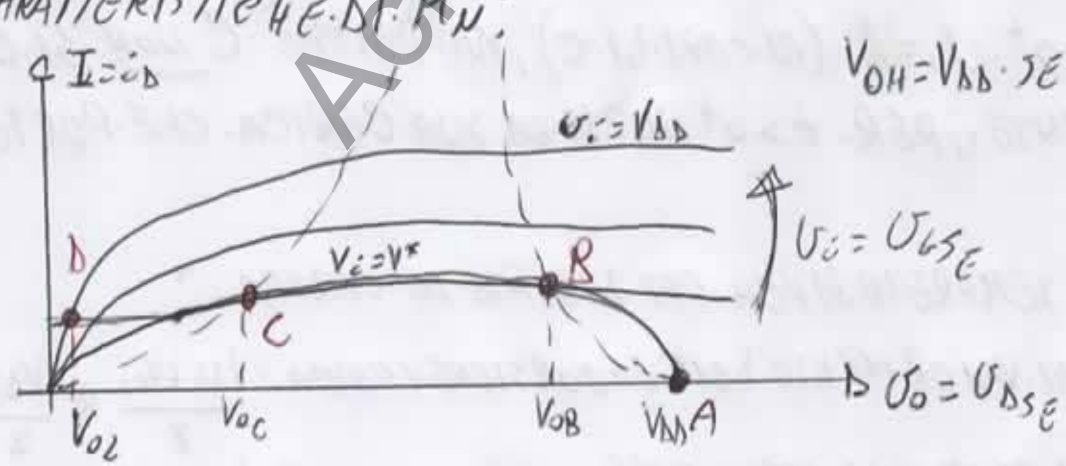
$$I_D = k_D\left(V_{GS_D} + |V_T| - \frac{1}{2}V_{DS_D}\right)V_{DS_D}$$

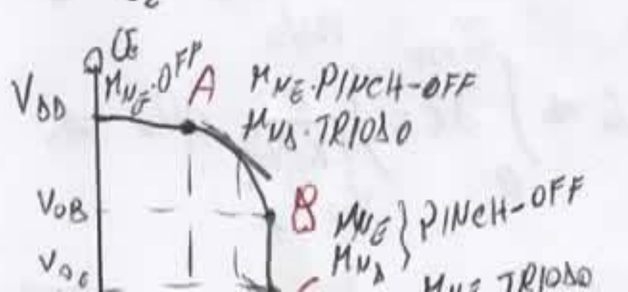
∘) SE $V_{DS_D} > V_{GS_D} - V_{T_D}$ IL MOSFET M_{ND} LAVORA IN SATURAZIONE:

$$I_D = \frac{1}{2}K_D(V_{GS_D} + |V_T|)^2$$

PER COME È MONTATO M_{ND} LA SUA $V_{GS} = 0$, QUINDI PRENDIAMO LA CARATTERISTICA CORRISPONDENTE, LA RIBALTIAMO E LA SOVRAPPONIAMO ALLE CARATTERISTICHE DI M_N:

$V_{OH} = V_{DD}$ SE $V_{OL} < V_{TE}$





SE $v_i < V_{TE}$ (0-A) $\Rightarrow M_{NE}$ È OFF, QUINDI $v_O = V_{DD}$.

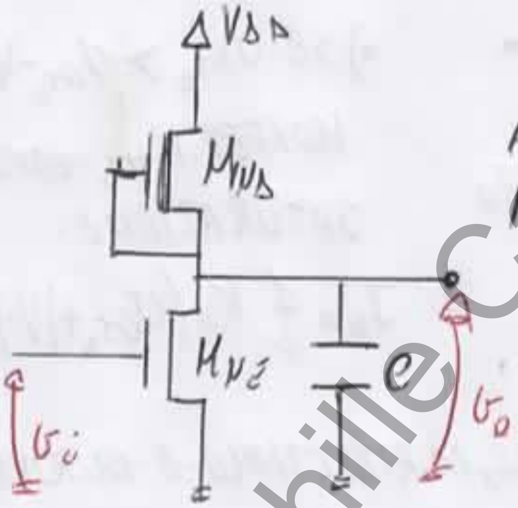
POI FINO AD UN CERTO V^* (A-B) M_{NE} È IN PINCH-OFF, MENTRE M_{ND} È IN TRIODO.

NEL TRATTO (B-C) C'È UN'INTERSEZIONE CONTINUA TRA LA CURVA DI M_{NE} E LA CURVA DI CARICO, QUINDI SIA M_{NE} E SIA M_{ND} SONO IN PINCH-OFF.

NEL TRATTO (C-D) M_{NE} È IN TRIODO, MENTRE M_{ND} È IN PINCH-OFF.

NEL PUNTO (D) $v_i = V_{DD} \Rightarrow V_O = V_{OL}$

PROCEDIAMO ORA ALL'ANALISI DINAMICA:



CI BASTA TROVARE $2v_1$

$$\tau_p = \frac{\tau_{PLH} + \tau_{PHL}}{2} \approx \frac{\tau_{PLH}}{2}$$

ALL'ISTANTE $t=0^-$ $v_i = V_{OH} = V_{DD}$, QUINDI M_{NE} È IN CONDUZIONE.

ALL'ISTANTE $t=0$ $v_i = V_{OL}$ ISTANTANEAMENTE E M_{NE} SI SPEGNE.

ALL'ISTANTE $t=0^+$ $v_O = V_{OL}$ (AI CAPI DI C) POICHÉ C NON SI CARICA ISTANTANEAMENTE E PER $t>0^+$ INIZIA LA SUA CARICA CHE PORTERÀ $v_O = V_{DD}$.

SUPPONIAMO M_{ND} SEMPRE IN PINCH-OFF DURANTE LA CARICA.

τ_{PLH} DIPENDE DAL VALOR MEDIO DELL'ESCURSIONE LOGICA $\frac{V_{DD}+V_{OL}}{2} \approx \frac{V_{DD}}{2}$

L'EQUAZIONE CHE DESCRIVE LA CARICA SARÀ:

$$\frac{1}{2} K_D |V_{TD}|^2 = C \frac{dv_O}{dt} \Rightarrow dt = \frac{C}{\frac{1}{2}K_D|V_{TD}|^2} dv_O \Rightarrow \int_0^{\tau_{PLH}} dt = \int_{V_{OL}}^{V_{DD}/2} \frac{C}{\frac{1}{2}K_D|V_{TD}|^2} dv_O \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \tau_{PLH} = \frac{C V_{DD}}{\ldots}$$

~~È POSSIBILE DIMOSTRARE CHE:~~ ~~QUINDI SI AVRÀ CHE:~~

IN CONCLUSIONE:

$$\tau_P \approx \frac{\tau_{PLH}}{2} = \frac{C V_{DD}}{2 K_D |V_{TD}|^2}$$

QUESTO INVERTITORE, SE BEN DIMENSIONATO, NON DISSIPA POTENZA PER $V_0 = V_{OH}$, QUINDI:

PERCHÉ NON C'È CORRENTE → VEDI GRAFICO

$$P_D = \frac{P_D(v_0 = V_{OL}) + \cancel{P_D(v_0 = v_{OH})}^{\,0}}{2} = \frac{P_D(v_0 = V_{OL})}{2}$$

PER $v_0 = V_{OL}$ ⇒ M_{NE} LAVORA IN TRIODO, MENTRE M_{ND} IN PINCH-OFF ⇒

$$\Rightarrow I_D = \frac{K_D |V_{TD}|^2}{2} \Rightarrow P_D(v_0 = V_{OL}) = I V_{DD} = K_D |V_{TD}|^2 V_{DD}/2 \Rightarrow P_D = \frac{K_D}{4} |V_{TD}|^2 V_{DD}$$

$$\boxed{PDP = P_D \cdot \tau_P = \frac{\cancel{K_D}}{4} \cdot \cancel{V_{TD}^2} \, V_{DD} \cdot \frac{C V_{DD}}{4 \cancel{K_D} \cdot \cancel{V_{TD}^2}} = \frac{C V_{DD}^2}{8}}$$

CERCHIAMO DI CALCOLARE V_{OL}:

M_{NE} È IN TRIODO E M_{ND} È IN PINCH-OFF

SCRIVIAMO LE CORRENTI E UGUAGLIAMOLE:

$$\frac{1}{2} K_D (\underbrace{v_{GS_D}}_{0} - V_{TD})^2 = K_E(\underbrace{v_{GS_E}}_{v_i \to V_{DD}} - V_{TE} - \underbrace{\cancel{\tfrac{1}{2} v_{DS_E}}}_{\text{TRASCURO}}) \underbrace{V_{DSE}}_{V_{OL}}$$

$$\frac{1}{2} K_D |V_{TD}|^2 = K_E (V_{DD} - V_{TE}) V_{OL}$$

$$\Rightarrow V_{OL} = \frac{|V_{TD}|^2}{2 \underbrace{\frac{K_E}{K_D}}_{K_R} (V_{DD} - V_{TE})} < \frac{1}{4} V_{TE}$$

ORA CALCOLIAMO V^*:

SIA M_{NE} E SIA M_{ND} SONO IN PINCH-OFF:

$$\cancel{\tfrac{1}{2}}K_E(v_{GS_E}-V_{TE})^2 = \cancel{\tfrac{1}{2}}K_D(\overset{0}{\cancel{v_{GS_D}}}-V_{TD})^2$$

$$K_E(V^*-V_{TE})^2 = K_D|V_{TD}|^2 \Rightarrow V^{*2}+V_{TE}^2-2V^*V_{TE} = \frac{K_D}{K_E}|V_{TD}|^2$$

$$\Rightarrow V^* = \frac{2V_{TE}\pm\sqrt{4V_{TE}^2-4(1)\left(V_{TE}^2-\frac{K_D}{K_E}|V_{TD}|^2\right)}}{2} = \frac{2V_{TE}\pm\sqrt{4\frac{K_D}{K_E}|V_{TD}|^2}}{2} =$$

$$= V_{TE}+\frac{|V_{TD}|^2}{\sqrt{K_R}}$$

ORA CALCOLIAMO V_{OB}:

M_{ND} = PINCH-OFF $\Rightarrow V_{DS_D} = \overset{0}{\cancel{V_{GS_D}}} - V_{TD}$

$$\underbrace{V_{DS_D}}_{V_{DD}-v_O} \Rightarrow V_{DD}-v_O = -V_{TD} \Rightarrow v_O = V_{OB} = V_{DD}-|V_{TD}|$$

ORA CALCOLIAMO V_{OC}:

$$M_{NE} = \text{PINCH-OFF} \Rightarrow \underbrace{V_{DS_E}}_{v_O} = \underbrace{V_{GS_E}}_{v_I = V^*}-V_{TE} \Rightarrow v_O = V_{OC} = V^*-V_{TE} = \frac{|V_{TD}|^2}{\sqrt{K_R}}$$

ORA METTIAMOCI SUI PUNTI IN CUI LA CURVA HA PENDENZA -1:

NEL TRATTO A-B:

M_{NE} = SATURAZIONE
M_{ND} = TRIODO

$$\Rightarrow \frac{1}{2}K_E(\underbrace{v_{GS_E}}_{v_I}-V_{TE})^2 = K_D\Big(\overset{0}{\cancel{v_{GS_D}}}-V_{TD}-\frac{1}{2}\underbrace{V_{DS_D}}_{V_{DD}-v_O}\Big)\underbrace{V_{DS_D}}_{V_{DD}-v_O}$$

$$\Rightarrow \frac{1}{2}K_E(v_I-V_{TE})^2 = K_D\left(|V_{TD}|-\frac{1}{2}(V_{DD}-v_O)\right)(V_{DD}-v_O) =$$

$$= K_D\left(|V_{TD}|(V_{DD}-v_O)-\cancel{\frac{1}{2}(V_{DD}-v_O)^2}\right)$$

DATO CHE STO LAVORANDO VICINO A V_{DD}, IMPONGO: $(V_{DD}-v_O) << |V_{TD}|$

$$\Rightarrow (V_{DD}-v_O) = \frac{(v_I-V_{TE})^2}{2}\cdot\frac{K_R}{|V_{TD}|}$$

$$\Rightarrow v_O = V_{DD}-\frac{1}{2}\frac{(v_I-V_{TE})^2}{|V_{TD}|}K_R \quad \rightarrow \frac{\partial v_O}{\partial v_I} = -\frac{(v_I-V_{TE})}{|V_{TD}|}\cdot K_R = -1$$

STUDIAMO INFINE IL TRATTO C-D:

M_{NE} = TRIODO
M_{ND} = SAT.

$$\Rightarrow \frac{1}{2}K_D(\cancel{v_{GS_D}}_{0}-V_{TD})^2 = K_E(\underset{v_i}{v_{GS_E}}-V_{TE}-\frac{1}{2}\underset{v_0}{V_{DS_E}})\underset{v_0}{V_{DS_E}}$$

$$\Rightarrow \frac{1}{2}K_D|V_{TD}|^2 = K_E\left(v_i - V_{TE} - \frac{1}{2}v_0\right)v_0$$

$$\Rightarrow v_i - V_{TE} - \frac{1}{2}v_0 = \frac{1}{2}\frac{|V_{TD}|^2}{K_R v_0} \Rightarrow v_i = V_{TE} + \frac{1}{2}v_0 + \frac{1}{2}\frac{|V_{TD}|^2}{K_R v_0}$$

$$\Rightarrow \frac{\partial v_0}{\partial v_i} = -1 = \frac{\partial v_i}{\partial v_0} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}\frac{|V_{TD}|^2}{K_R v_0^2} = -1 \Rightarrow +\frac{3}{2} = \frac{1}{2}\frac{|V_{TD}|^2}{K_R v_0^2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow v_0^2 = \frac{1}{3}\frac{|V_{TD}|^2}{K_R} \Rightarrow v_0 = \frac{|V_{TD}|}{\sqrt{3}\sqrt{K_R}} \Rightarrow \text{LA METTO IN: } v_i = V_{TE} + \frac{1}{2}v_0 + \frac{1}{2}\frac{|V_{TD}|^2}{K_R v_0} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow v_i = V_{TE} + \frac{1}{2}\frac{|V_{TD}|}{\sqrt{3}\sqrt{K_R}} + \frac{1}{2}\frac{|V_{TD}|^{\cancel{2}}}{\cancel{K_R}\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{\cancel{|V_{TD}|}}{\sqrt{K_R}}} = V_{TE} + \frac{1}{2}\frac{|V_{TD}|}{\sqrt{3}\sqrt{K_R}} + \frac{1}{2}\frac{|V_{TD}|}{\frac{K_R}{\sqrt{3}\sqrt{K_R}}} =$$

$$= V_{TE} + \frac{1}{2}\frac{|V_{TD}|}{\sqrt{3}\sqrt{K_R}} + \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{|V_{TD}|}{\sqrt{K_R}} =$$

$$= V_{TE} + \frac{1}{2}\frac{|V_{TD}|}{\sqrt{3}\sqrt{K_R}} + \frac{3}{2\sqrt{3}}\frac{|V_{TD}|}{\sqrt{K_R}} =$$

$$= V_{TE} + \frac{2}{\sqrt{3}}\frac{|V_{TD}|}{\sqrt{K_R}} = V_{IH}$$

ORA CALCOLIAMO I MARGINI DI RUMORE:

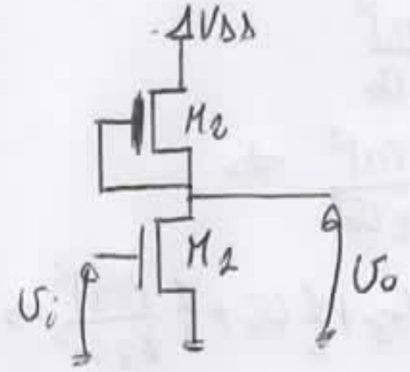
$$NML = V_{IL} - V_{OL} = V_{TE} + \frac{|V_{TD}|}{K_R} - \frac{|V_{TD}|^2}{2K_R(V_{DD}-V_{TE})}$$

$$NMH = V_{OH} - V_{IH} = V_{DD} - V_{TE} + \frac{2}{\sqrt{3}}\frac{|V_{TD}|}{\sqrt{K_R}}$$

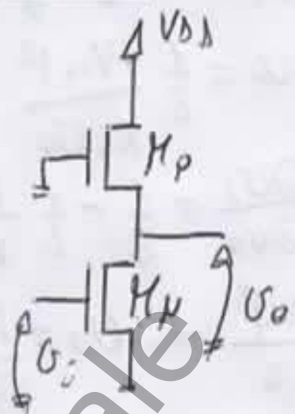
INVERTITORE PSEUDO N-MOS

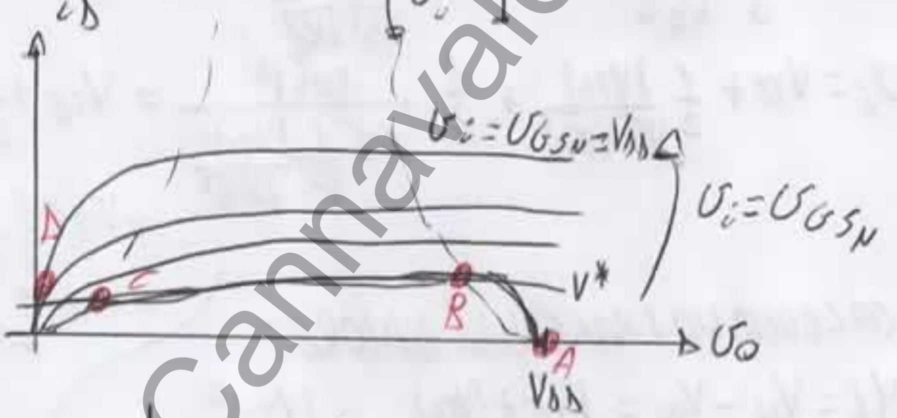
QUESTO TIPO DI INVERTITORE LO POSSIAMO STUDIARE INSIEME ALL'INVERTITORE NMOS-ED, DATO CHE SONO MOLTO SIMILI.

NMOS ED



P-NMOS





$$V_{OL} = \frac{|V_{T_2}|^2}{2K_2(V_{DD}-V_{T_1})} < V_{T_1}$$

$$\frac{K_1}{K_2} = \frac{W_1}{L_1} \cdot \frac{L_2}{W_2}$$

$$V_{OL} = \frac{(V_{DD}-|V_{TP}|)^2}{2K_n(V_{DD}-V_{TN})}$$

$$\frac{K_N}{K_P} = 2{,}5\ \frac{W_N}{L_N} \cdot \frac{L_P}{W_P}$$

$$\tau_p \simeq \frac{1}{2}\tau_{PLH} = \frac{1}{2}\ C\frac{V_{DD}/2}{\frac{1}{2}K_2|V_{T_2}|^2}$$

$$\tau_p \simeq \frac{1}{2}\tau_{PLH} = \frac{1}{2}\ C\frac{V_{DD}}{K_p(V_{DD}-|V_{TP}|)^2}$$

$$P_D = \frac{1}{2}P_D(v_o = v_{OL}) = \frac{1}{2}V_{DD}\cdot\left(\frac{1}{2}K_2|V_{T_2}|^2\right)$$

$$P_D = \frac{1}{2}P_D(v_o = v_{OL}) = \frac{1}{2}V_{DD}\cdot\left(\frac{1}{2}K_p(V_{DD}-|V_{TP}|)^2\right)$$

$$PDP = \frac{1}{8}CV_{DD}^2$$

$$V^* = V_{T_1} + \frac{|V_{T_2}|}{\sqrt{K_2}}$$

$$V^* = V_{TN} + \frac{(V_{DD}-|V_{TP}|)}{\sqrt{K_2}}$$

STUDIAMO INFINE IL TRATTO $\underline{C-D}$:

M_{NE} = TRIODO
M_{ND} = SAT.

$$\Rightarrow \frac{1}{2} K_D (\cancel{V_{GS_D}} - V_{TD})^2 = K_E \left(V_{GS_E} - V_{TE} - \frac{1}{2} V_{DS_E}\right) V_{DS_E}$$

$$V_{GS_E} \to V_i \qquad V_{DS_E} \to V_o$$

$$\Rightarrow \frac{1}{2} K_D |V_{TD}|^2 = K_E \left(V_i - V_{TE} - \frac{1}{2} V_o\right) V_o$$

$$\Rightarrow V_i - V_{TE} - \frac{1}{2} V_o = \frac{1}{2} \frac{|V_{TD}|^2}{K_R V_o} \Rightarrow V_i = V_{TE} + \frac{1}{2} V_o + \frac{1}{2} \frac{|V_{TD}|^2}{K_R V_o}$$

$$\Rightarrow \frac{\partial V_o}{\partial V_i} = -1 = \frac{\partial V_i}{\partial V_o} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \frac{|V_{TD}|^2}{K_R V_o^2} = -1 \Rightarrow +\frac{3}{2} = \frac{1}{2} \frac{|V_{TD}|^2}{K_R V_o^2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_o^2 = \frac{1}{3} \frac{|V_{TD}|^2}{K_R} \Rightarrow V_o = \frac{|V_{TD}|}{\sqrt{3}\sqrt{K_R}} \Rightarrow \text{LA METTO IN: } V_i = V_{TE} + \frac{1}{2} V_o + \frac{1}{2} \frac{|V_{TD}|^2}{K_R V_o} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_i = V_{TE} + \frac{1}{2} \frac{|V_{TD}|}{\sqrt{3}\sqrt{K_R}} + \frac{1}{2} \frac{|V_{TD}|^{\cancel{2}}}{\cancel{K_R} \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{\cancel{|V_{TD}|}}{\sqrt{K_R}}} = V_{TE} + \frac{1}{2} \frac{|V_{TD}|}{\sqrt{3}\sqrt{K_R}} + \frac{1}{2} \frac{|V_{TD}|}{\frac{K_R}{\sqrt{3}\sqrt{K_R}}} =$$

$$= V_{TE} + \frac{1}{2} \frac{|V_{TD}|}{\sqrt{3}\sqrt{K_R}} + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|V_{TD}|}{\sqrt{K_R}} =$$

$$= V_{TE} + \frac{1}{2} \frac{|V_{TD}|}{\sqrt{3}\sqrt{K_R}} + \frac{3}{2\sqrt{3}} \frac{|V_{TD}|}{\sqrt{K_R}} =$$

$$= V_{TE} + \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{|V_{TD}|}{\sqrt{K_R}} = V_{IH}$$

ORA CALCOLIAMO I MARGINI DI RUMORE:

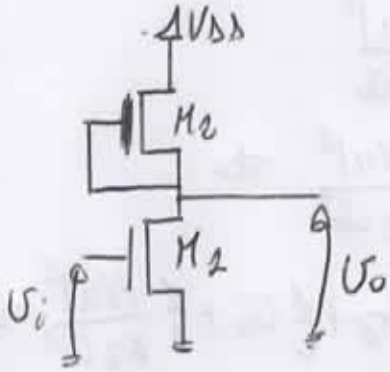
$$NML = V_{IL} - V_{OL} = V_{TE} + \frac{|V_{TD}|}{K_R} - \frac{|V_{TD}|^2}{2K_R(V_{DD} - V_{TE})}$$

$$NMH = V_{OH} - V_{IH} = V_{DD} - V_{TE} + \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{|V_{TD}|}{\sqrt{K_R}}$$

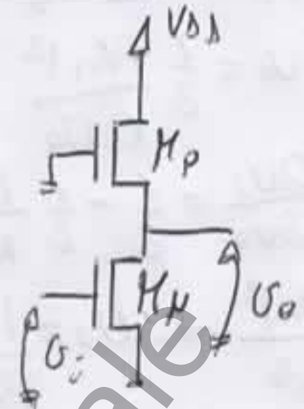
INVERTITORE PSEUDO N-MOS

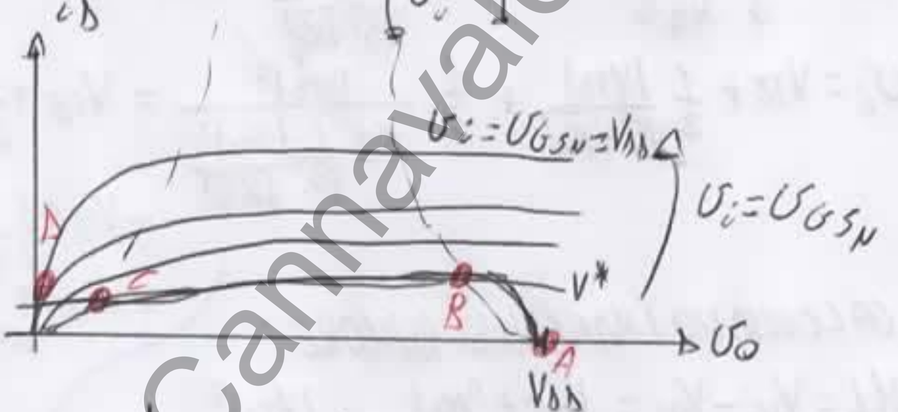
QUESTO TIPO DI INVERTITORE LO POSSIAMO STUDIARE INSIEME ALL'INVERTITORE NMOS-ED, DATO CHE SONO MOLTO SIMILI.

NMOS ED



P-NMOS





NMOS ED:

$$V_{OL} = \frac{|V_{T2}|^2}{2K_2(V_{DD}-V_{T1})} < V_{T1}$$

$$\frac{K_1}{K_2} = \frac{W_1}{L_1} \cdot \frac{L_2}{W_2}$$

$$\tau_p \approx \frac{1}{2}\tau_{PLH} = \frac{1}{2}\, C \frac{V_{DD}/2}{\frac{1}{2}K_2|V_{T2}|^2}$$

$$P_D = \frac{1}{2}P_D(v_o = v_{OL}) = \frac{1}{2}V_{DD}\cdot\left(\frac{1}{2}K_2|V_{T2}|^2\right)$$

P-NMOS:

$$V_{OL} = \frac{(V_{DD}-|V_{TP}|)^2}{2K_R(V_{DD}-V_{TN})}$$

$$\frac{K_N}{K_P} = 2{,}5\,\frac{W_N}{L_N}\cdot\frac{L_P}{W_P}$$

$$\tau_p \approx \frac{1}{2}\tau_{PLH} = \frac{1}{2}\, C \frac{V_{DD}}{K_P(V_{DD}-|V_{TP}|)^2}$$

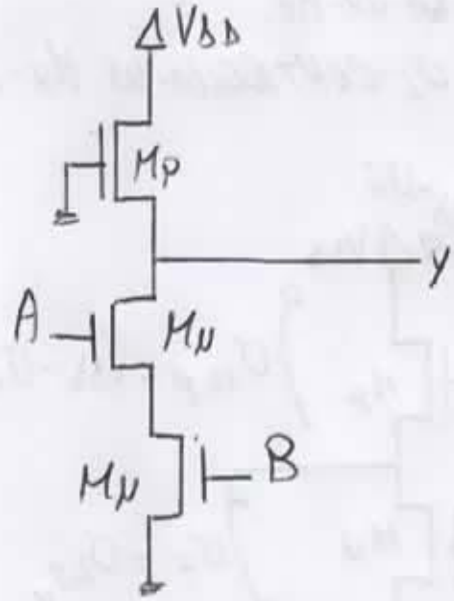
$$P_D = \frac{1}{2}P_D(v_o = v_{OL}) = \frac{1}{2}V_{DD}\left(\frac{1}{2}K_P(V_{DD}-|V_{TP}|)^2\right)$$

$$PDP = \frac{1}{8}CV_{DD}^2$$

$$V^* = V_{T1} + \frac{|V_{T2}|}{\sqrt{K_R}}$$

$$V^* = V_{TN} + \frac{(V_{DD}-|V_{TP}|)}{\sqrt{K_R}}$$

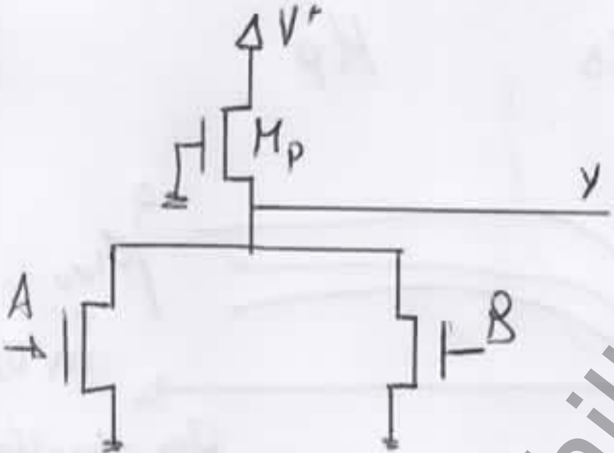
NAND CON PNMOS



A	B	Y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

$$K_r = \frac{K_{NEQ}}{K_P} = \frac{1}{N}\frac{K_N}{K_P}$$

NOR CON PNMOS



A	B	Y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

$$K_r = \frac{K_{NEQ}}{K_P} \rightarrow = N K_N$$

CI METTIAMO NEL PEGGIOR CASO

$\Downarrow$

$N = 1$

$\Downarrow$

$K_{NEQ} = K_N$

CONFRONTO

$$A_{G\,NAND} = N\, W_{N\,NAND} \cdot L_{N\,NAND} + W_P \cdot L_P$$

$$A_{G\,NOR} = N \cdot W_{N\,NOR} \cdot L_{N\,NOR} + W_P \cdot L_P$$

$$K_{rEQ} = \frac{K_{NEQ}}{K_P} \Rightarrow K_{NEQ\,NAND} = K_{NEQ\,NOR}$$

$$\cancel{\mu_n C_{ox}} \frac{1}{N}\frac{W_{NAND}}{L_N} = \frac{W_{N\,NOR}}{L_N}\cancel{\mu_n C_{ox}}$$

$$\Rightarrow \frac{1}{N}\frac{W_{N\,NAND}}{2\lambda} = \frac{W_{N\,NOR}}{2\lambda} \Rightarrow W_{N\,NAND} = N \cdot W_{N\,NOR}$$

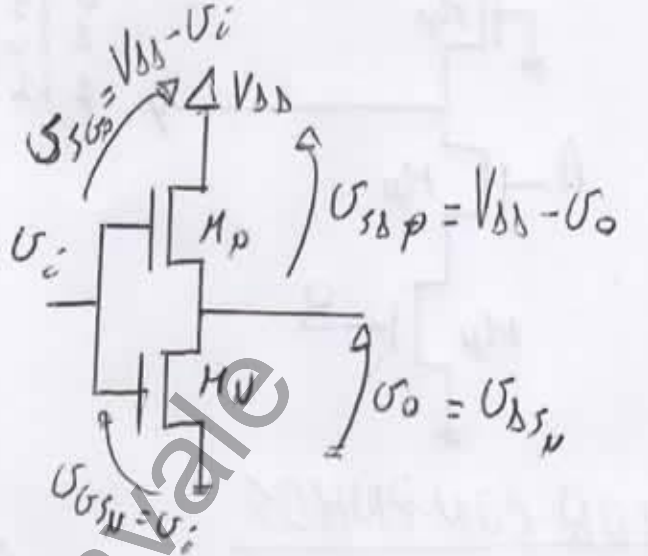
PIÙ CONV.

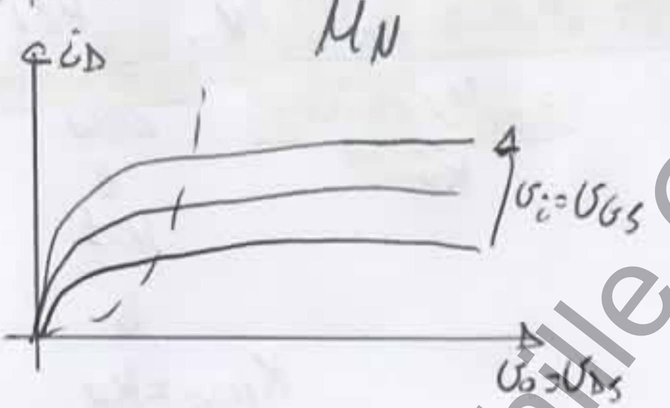
INVERTITORE CMOS

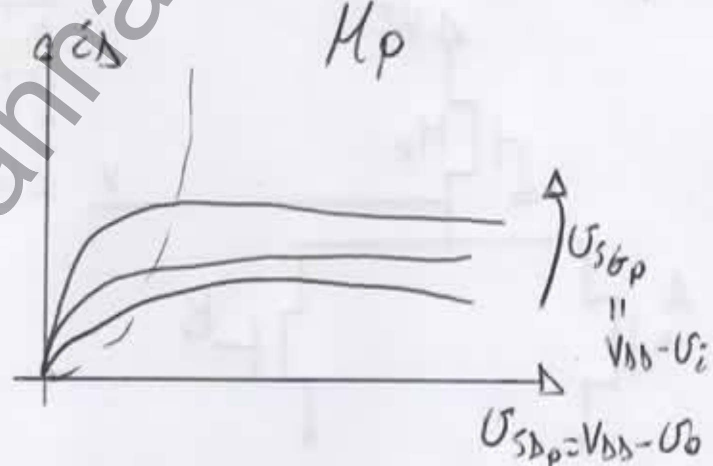
QUESTO TIPO DI INVERTITORE È FORMATO DA UN M_N E DA UN M_P.
LA DIFFERENZA COL PNMOS STA NEL FATTO CHE v_i CONTROLLA SIA M_N SIA M_P.

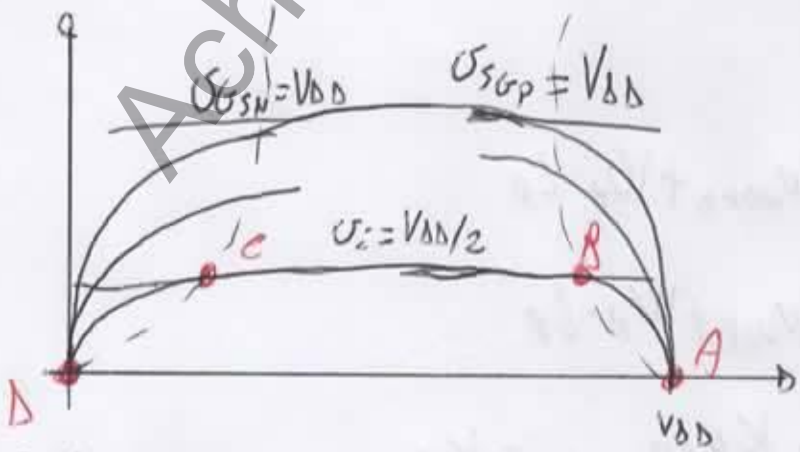
LE PRINCIPALI CARATTERISTICHE SONO:

- LA $P_{D,STATICA}$ È NULLA
- $V_{TN} = |V_{TP}| = V_T$
- $V_{OL} = 0$ E $V_{OH} = V_{DD}$
- $v_{SB_N} = v_{BS_P} = 0V$
- $\tau_{PLH} = \tau_{PHL}$
- $K_P = K_N$



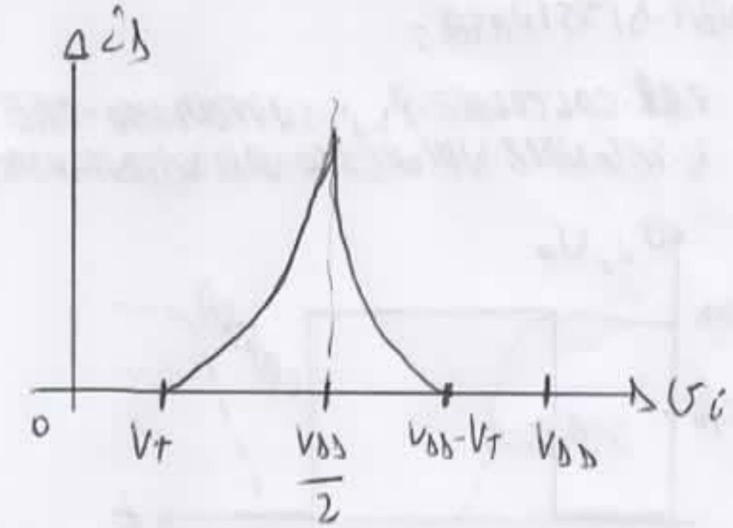


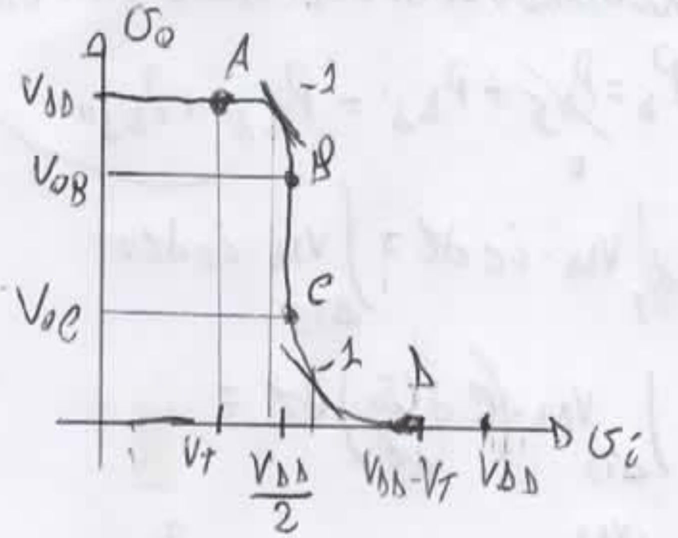




SE $v_i < V_T \Rightarrow \begin{cases} M_N \text{ SPENTO} \\ M_P \text{ IN CONDUZIONE} \end{cases}$

SE $v_i > V_{DD} - V_T \Rightarrow \begin{cases} M_N \text{ IN CONDUZIONE} \\ M_P \text{ SPENTO} \end{cases}$

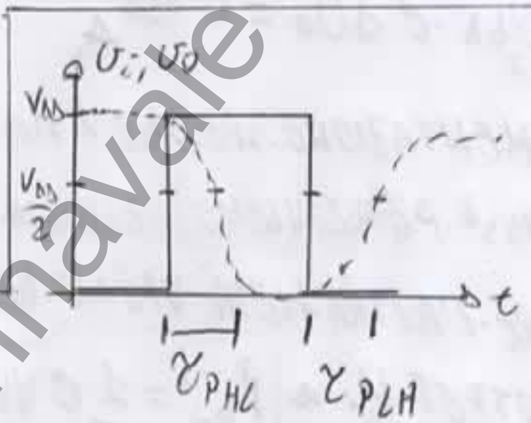




$$v_{SD_p} = v_{SG_p} - V_{T_p}$$

$$\downarrow$$

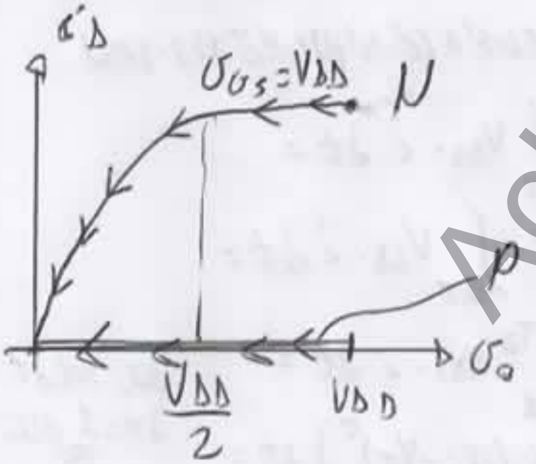
$$\cancel{V_{DD}} - v_o = \cancel{V_{DD}} - \underbrace{v_i}_{\frac{V_{DD}}{2}} - V_T \Rightarrow V_{OB} = \frac{V_{DD}}{2} + V_T$$



$$v_{DS} = v_{GS} - V_T$$

$$\downarrow$$

$$\boxed{V_{OC} = \frac{V_{DD}}{2} - V_T}$$



$$i_C = C\frac{dv_C}{dt} \sim v_o$$

$$\downarrow$$

$$i_D = -C\frac{\overbrace{\Delta v_o}^{\frac{V_{DD}}{2} - V_{DD}}}{\underbrace{\Delta t}_{\tau_{PHL}}}$$

$$\downarrow$$

$$\frac{1}{2} K_N(\underbrace{v_{GS_N}}_{V_{DD}} - V_{TN})^2 = -C\frac{\left(\frac{V_{DD}}{2} - V_{DD}\right)}{\tau_{PHL}}$$

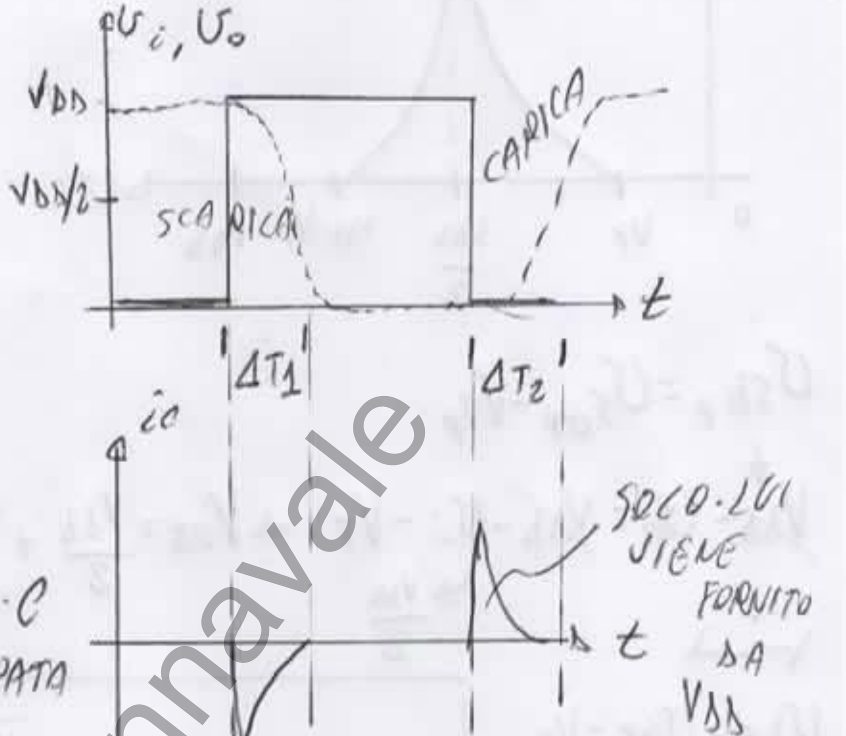
$$\Rightarrow \tau_{PHL} = \frac{C\,V_{DD}}{K_N(V_{DD}-V_T)^2}$$

$$\tau_P = \frac{\tau_{PHL} + \tau_{PLH}}{2} = \frac{\cancel{2}\,\tau_{PHL}}{\cancel{2}}$$

CERCHIAMO ORA DI CALCOLARE LA POTENZA DISSIPATA:

$$P_D = \cancel{P_{DS}}_{\,0} + P_{Dd} = P_{Dd'} + P_{Dd''}$$

PER CALCOLARE $P_{Dd'}$ SUPPONIAMO CHE IL SEGNALE D'INGRESSO VARI ISTANTANEAMENTE.



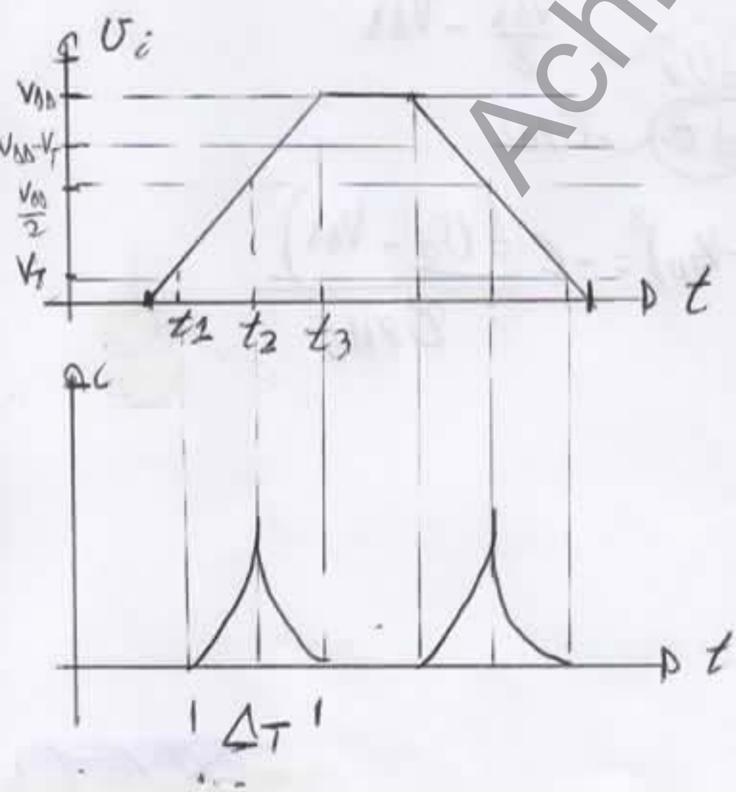
$$E = \int_T V_{DD} \cdot i_c\, dt = \int_{\Delta T_2} V_{DD} \cdot i_c\, dt =$$

$$= \int_{\Delta T_2} V_{DD} \cdot \left(C \frac{dv_o}{dt}\right) dt =$$

$$= \int_0^{V_{DD}} V_{DD} \cdot C\, dv_o = C V_{DD}^2$$

L'ALIMENTAZIONE SPENDE $C V_{DD}^2$ MA $\frac{1}{2} \cdot C V_{DD}^2$ VIENE IMMAGAZZINATA DA C MENTRE L'ALTRA METÀ VIENE DISSIPATA DAL MOSFET P. $\Rightarrow \boxed{P_{Dd'} = \frac{1}{T} C V_{DD}^2} = \frac{1}{T} \tau_P K (V_{DD} - V_T)^2 \cdot V_{DD}$

ORA PER CALCOLARE $P_{Dd''}$ SUPPONIAMO CHE IL SEGNALE D'INGRESSO NON VARI ISTANTANEAMENTE: $v_i = \alpha t$



$$P_{Dd''} = \frac{1}{T} \int_T V_{DD} \cdot i\, dt =$$

$$= \frac{1}{T} 2 \cdot \int_{\Delta T} V_{DD} \cdot i\, dt =$$

$$= \frac{4}{T} \int_{T_1}^{T_2} V_{DD} \cdot i\, dt =$$

$$= \frac{4}{T} \int_{T_1}^{T_2} V_{DD} \left(\frac{1}{2} K (v_i - V_T)^2\right) dt =$$

$$= \frac{4}{\alpha T} \int_{V_T}^{V_{DD}/2} V_{DD} \left(\frac{1}{2} K (v_i - V_T)^2\right) dv_i =$$

$$= \frac{2K}{\alpha T} \frac{V_{DD}}{3} \left[(v_i - V_T)^3\right]_{V_T}^{V_{DD}/2} =$$

$$= \frac{2K}{T\alpha} \cdot \frac{V_{DD}}{3} \left(\frac{V_{DD}}{2} - V_T\right)^3 = \frac{2K}{T} \frac{t_r}{0{,}8 V_{DD}} \cdot \frac{V_{DD}}{3} \left(\frac{V_{DD}}{2} - V_T\right)^3$$

$dv_i = \alpha\, dt$

$dt = \frac{1}{\alpha} dv_i$

$v_i(t_1) = V_T$

$v_i(t_2) = \frac{V_{DD}}{2}$

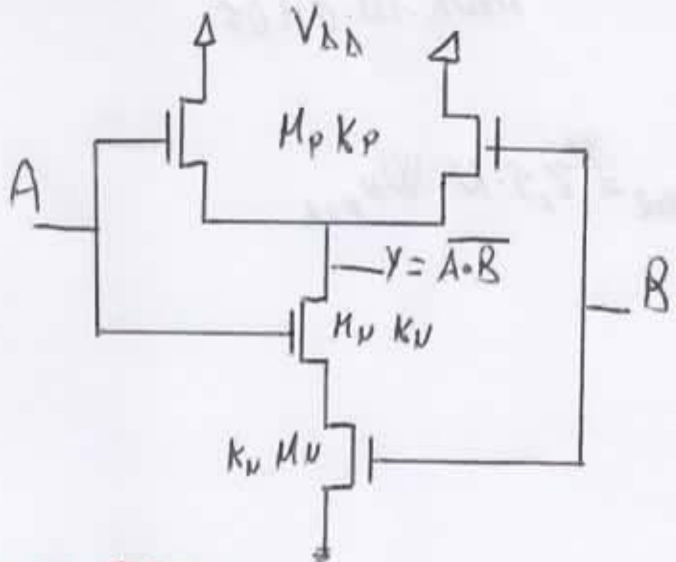
$\alpha = \frac{0{,}8 V_{DD}}{t_r}$

ORA VEDIAMO DI QUANTO SIANO DIVERSI QUESTI DUE MEMBRI:

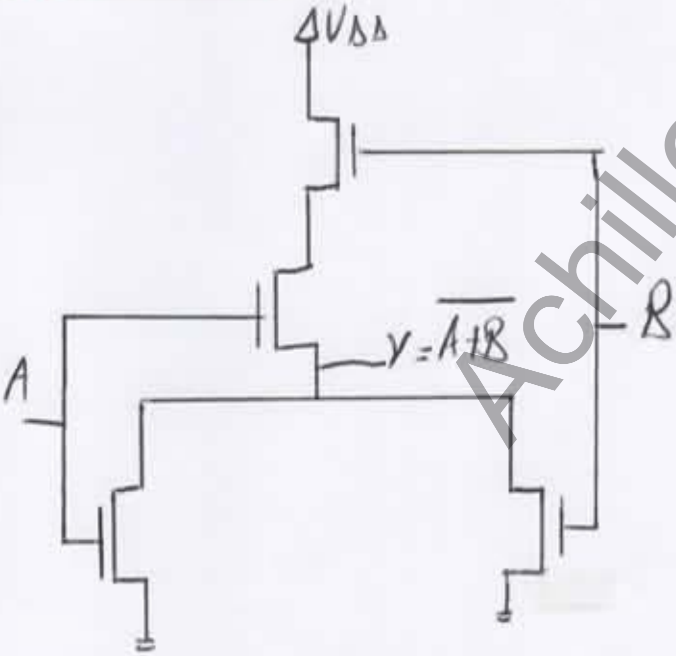
$$\frac{P_{dy'}}{P_{dy''}} = \frac{\cancel{\frac{1}{T}}\, \tau_p \cancel{K} (V_{DD}-V_T)^2 \cdot V_{DD}}{\cancel{\frac{1}{T}} \cdot \frac{2}{3}\, \frac{t_r}{0{,}8} \cancel{K} \cdot \left(\frac{V_{DD}}{2} - V_T\right)^3} = 1{,}2\, \frac{\tau_p}{t_r} \cdot \frac{V_{DD}(V_{DD}-V_T)^2}{\left(\frac{V_{DD}}{2} - V_T\right)^3}$$

NAND IN CMOS

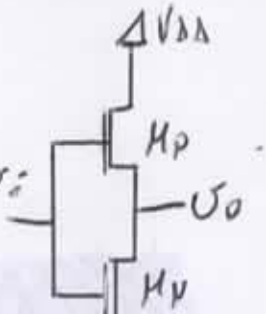
$N = 2$



NOR IN CMOS



POSSIAMO SINTETIZZARLI ENTRAMBI COME:



$$\boxed{K_{P_{EQ}} = K_{N_{EQ}}}$$

NAND

$$K_{EQ_{N_{NAND}}} = \frac{W_N}{N L_N} \qquad K_{EQ_{P_{NAND}}} = \frac{W_P}{L_P}$$

$$\cancel{\mu_P} \cancel{C_{ox}} \frac{W_P}{L_P} = \overset{2,5}{\cancel{\mu_n}} \cancel{C_{ox}} \frac{1}{N} \frac{W_N}{L_N} \rightarrow W_{N_{NAND}} = \frac{N}{2,5} W_{P_{NAND}}$$

$L_P = L_N = 2\lambda$

↳ CONVIENE DI PIÙ FARE LE NAND IN CMOS

NOR

$$K_{EQ_{N_{NOR}}} = \frac{W_N}{L_N} \qquad K_{EQ_{P_{NOR}}} = \frac{W_P}{N L_P}$$

$$\cancel{\mu_P} \cancel{C_{ox}} \frac{1}{N} \frac{W_P}{L_P} = \overset{2,5}{\cancel{\mu_n}} \cancel{C_{ox}} \frac{W_N}{L_N} \rightarrow W_{P_{NOR}} = 2,5 \cdot N \cdot W_{N_{NOR}}$$

$L_P = L_N = 2\lambda$