

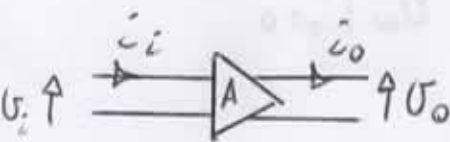
**ACHILLE
CANNAVALE**

APPUNTI **ELETTRONICA**

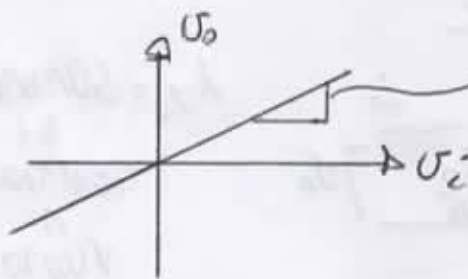
2023

**CIAO! QUESTI APPUNTI SONO
FRUTTO DEL MIO STUDIO E
DELLA MIA INTERPRETAZIONE,
QUINDI POTREBBERO
CONTENERE ERRORI, SVISTE O
COSE MIGLIORABILI. BUONO
STUDIO 📖 ✎**

AMPLIFICATORI

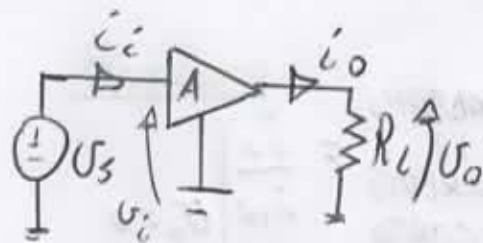


$$A_i = \frac{i_o}{i_i} \quad \text{GUADAGNO DI CORRENTE}$$



GUADAGNO DI TENSIONE
 $A_v = \frac{U_o}{U_i}$

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



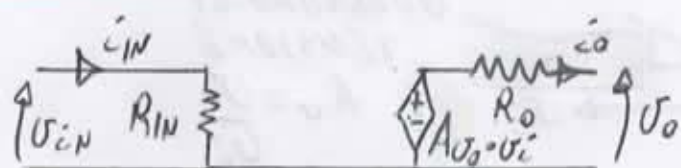
$$A_p = \frac{i_o U_o}{i_i U_i} = A_i A_v \quad \text{GUADAGNO DI POTENZA}$$

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

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

PARAMETRO DI EFFICIENZA

AMPLIFICATORE DI TENSIONE



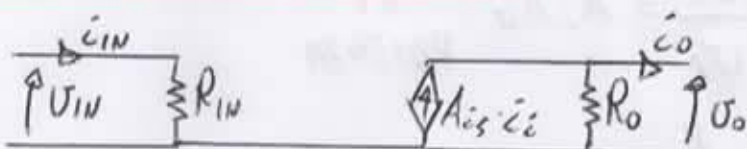
$$A_{U_O} = \text{GUADAGNO DI TENSIONE A VUOTO} = \frac{U_O}{U_{IN}} \Big|_{i_O=0}$$

$$R_{IN} = \frac{U_X}{i_X} \Big|_{i_O=0} \quad R_O = \frac{U_X'}{i_X'} \Big|_{U_i=0}$$

↳ USCITA APERTA ↳ INGRESSO CORTO

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

AMPLIFICATORE DI CORRENTE



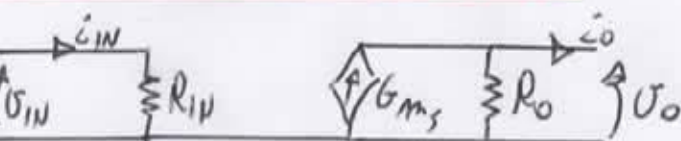
$$A_{i_O} = \text{GUADAGNO DI CORRENTE IN CORTO} = \frac{i_O}{i_{IN}} \Big|_{U_O=0}$$

AMPLIFICATORE TRANSRESISTIVO



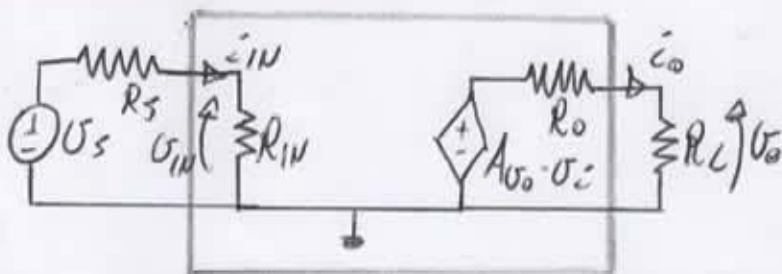
$$R_{m_O} = \text{GUADAGNO TRANSRESISTIVO} = \frac{U_O}{i_{IN}} \Big|_{i_O=0}$$

AMPLIFICATORE TRANSCONDUITIVO



$$G_{m_S} = \text{GUADAGNO TRANSCONDUITIVO} = \frac{i_O}{U_{IN}} \Big|_{U_O=0}$$

BUON AMPLIFICATORE DI TENSIONE



$$A_U = \frac{U_O}{U_{IN}} = \text{GUADAGNO DELL'AMPLIFICATORE}$$

$$U_O = A_{U_O} \cdot U_{IN} \cdot \frac{R_L}{R_O + R_L}$$

QUINDI NON TUTTA LA TENSIONE VA SU R_L , UNA PARTE VA SU R_O , PER QUESTO SI SCEGLIE: $R_O \ll R_L \Rightarrow U_O \approx A_{U_O} \cdot U_{IN}$

$$U_{IN} = U_S \cdot \frac{R_{IN}}{R_S + R_{IN}}, \text{ SE } R_S \ll R_{IN} \Rightarrow U_{IN} \approx U_S$$

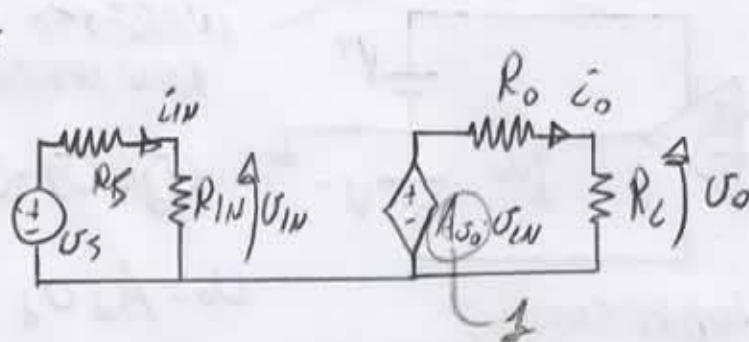
$$\Rightarrow A_U \approx A_{U_O} \Rightarrow \begin{cases} R_{IN} \gg R_S \\ R_O \ll R_L \end{cases} \text{ BUON AMPLIFICATORE}$$

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.

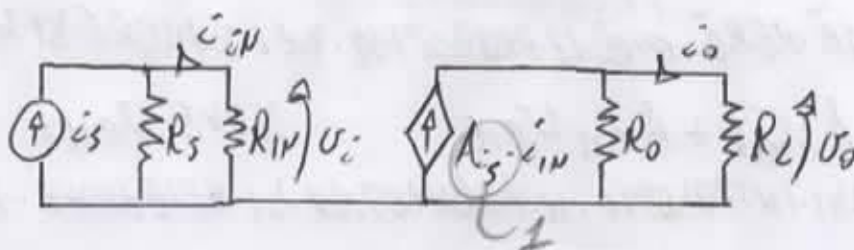
È CARATTERIZZATO DA:

$$\begin{cases} A_{v0} = 1 \text{ V/V} \\ R_{in} \rightarrow \infty \\ R_o \rightarrow 0 \end{cases}$$



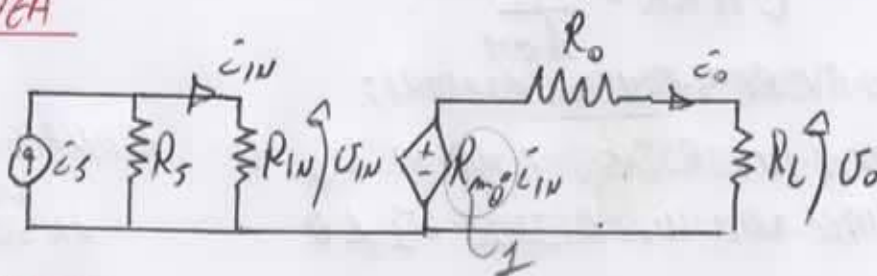
BUFFER DI CORRENTE

$$\begin{cases} A_{i0} = 1 \text{ A/A} \\ R_{in} \rightarrow 0 \\ R_o \rightarrow \infty \end{cases}$$



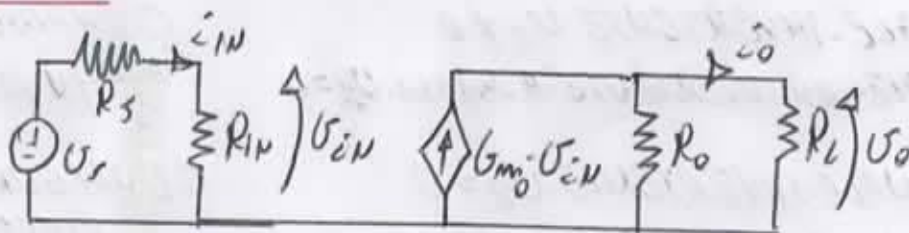
BUFFER DI TRANSRESISTENZA

$$\begin{cases} R_{m0} = 1 \Omega \\ R_{in} \ll R_s \\ R_o \ll R_L \end{cases}$$



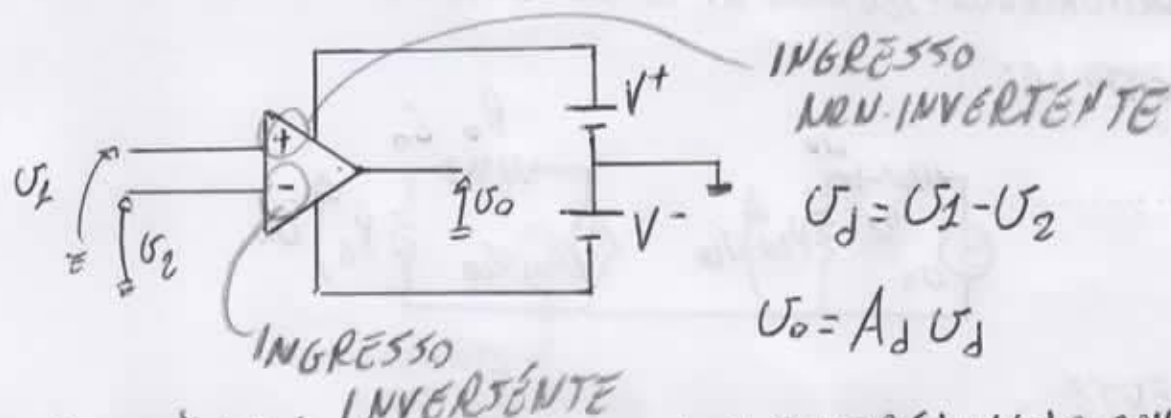
BUFFER DI TRANSCONDUTTANZA

$$\begin{cases} G_{m0} = 1 \text{ S} \\ R_{in} \gg R_s \\ R_o \gg R_L \end{cases}$$



AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

UN DISPOSITIVO A 5 TERMINALI:



$$U_d = U_1 - U_2$$

$$U_0 = A_d U_d$$

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

$$U_0 = A_d U_d + A_{cm} U_{cm}$$

$$\text{DOV' } U_{cm} = \frac{U_1 + U_2}{2}$$

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 $U_2 = 0$
TERMINALE NON INVERTENTE $U_1 \neq 0$

CONFIGURAZIONE
NON
INVERTENTE

2) TERMINALE INVERTENTE $U_2 \neq 0$
TERMINALE NON INVERTENTE A MASSA $U_1 = 0$

CONFIGURAZIONE
INVERTENTE

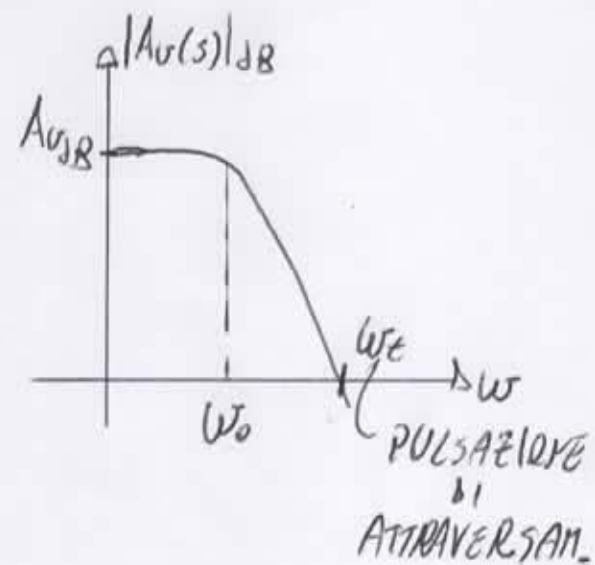
3) TERMINALE INVERTENTE $U_2 = 0$
TERMINALE NON INVERTENTE $U_1 = 0$

CONFIGURAZIONE
DIFFERENZIALE

IPOTESI DI IDEALITÀ

- $R_i \rightarrow \infty$
- $R_o \rightarrow 0$
- $A_d \rightarrow \infty$
- $CMRR \rightarrow \infty$
- BANDA PASSANTE $\rightarrow \infty$

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



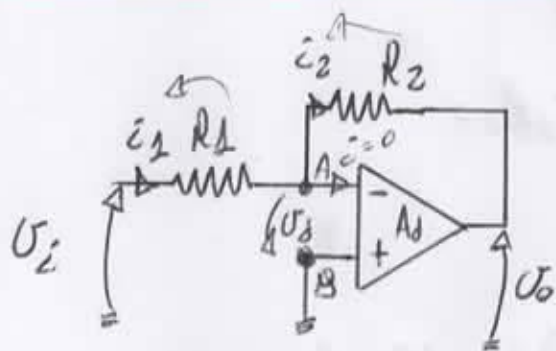
$$|A_U(\omega_c)| = 1 = \frac{A_U}{\sqrt{1 + (\omega_c/\omega_0)^2}} = 1$$

$$SE \cdot \omega_t \gg \omega_0 \Rightarrow \frac{A_0}{\left(\frac{\omega_t}{\omega_0}\right)} = 1 \Rightarrow A_0 \cdot \omega_0 = \omega_t$$

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 A LEC 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 GUAINO DIFFER. $\rightarrow A_0$:

$$U_o = A_d \cdot U_d$$

$$U_d = \frac{U_o}{A_d} \Rightarrow U_d \rightarrow 0$$

QUINDI $\Rightarrow U_A \approx U_B \rightarrow$ PRINCIPIO DEL CORTOCIRCUITO VIRTUALE

ORA CONSIDERIAMO:

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

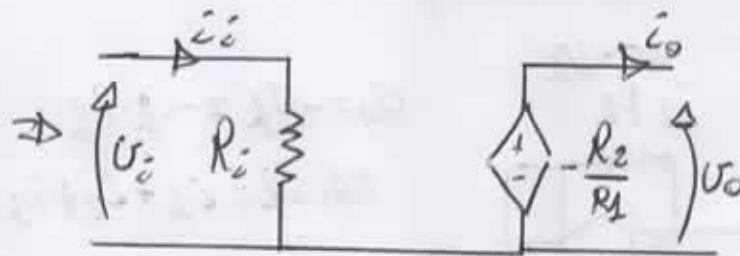
$$\begin{aligned} U_o &= -U_A = -i_2 R_2 = -i_1 R_2 = \\ &= -\frac{U_i}{R_1} \cdot R_2 = -\frac{U_i}{R_1} \cdot R_2 \end{aligned}$$

QUINDI, POSSIAMO SINTETIZZARE L'AMPLIFICATORE:

$$A_0 = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$

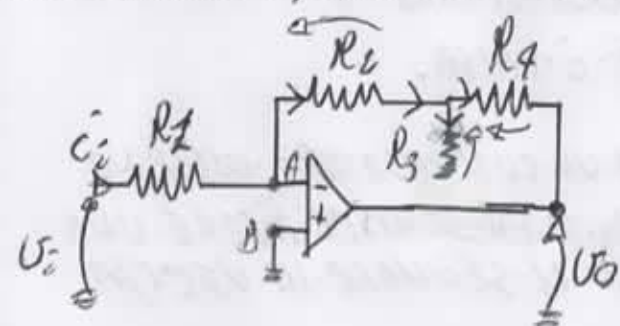
$$R_i = \left. \frac{U_i}{i_i} \right|_{i_o=0} = R_1$$

$$R_o = \left. \frac{U_o}{i_o} \right|_{U_i=0} = 0$$



DISACCOPIAMENTO

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



$$A_U = \frac{U_o}{U_i}$$

$$\text{se } R_2 \rightarrow \infty \Rightarrow i = 0$$

$$\text{se } A_U \rightarrow \infty \Rightarrow U_o = A_U U_i$$

$$\hookrightarrow U_i = \frac{U_o}{A_U} \Rightarrow U_i \rightarrow 0$$

$$U_o = -U_4 + U_3 = -R_4 i_4 + R_3 i_3 =$$

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

$$= -(i_2 - \frac{U_3}{R_3}) R_4 - i_2 R_2 = -(i_2 + \frac{U_2}{R_3}) R_4 - i_2 R_2 =$$

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

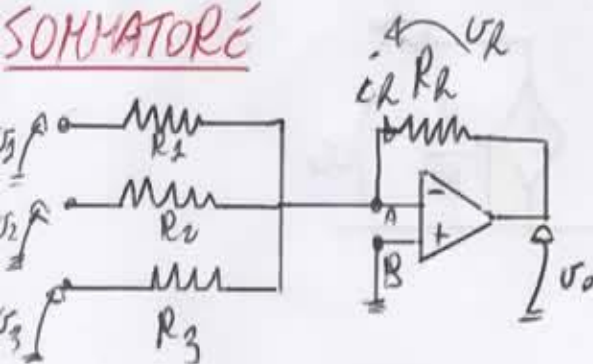
$$\Rightarrow U_o = -i_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) R_4 - i_1 R_2 = -\frac{U_1}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) R_4 - \frac{U_1}{R_1} \cdot R_2$$

$$\text{MA } U_1 = U_i$$

$$\Rightarrow A_U = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{R_2}{R_1} - \frac{R_4}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right)$$

A_U NORMALE

SOMMATORE



$$U_o = -U_R = -i_R \cdot R_4$$

$$\text{MA } i_R = i_1 + i_2 + i_3 = \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3}$$

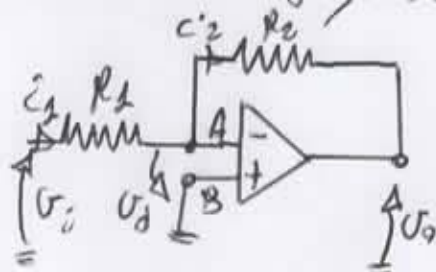
QUINDI:

$$U_o = -R_4 \left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3} \right)$$

L'USCITA, TADÀ, UNA SOVRAPPOSIZIONE DEGLI INGRESSI.

CONFIGURAZIONE INVERTENTE REALE

NELLA REALTÀ: $A_d \neq \infty \Rightarrow U_d = \frac{U_o}{A_d} \neq 0 \Rightarrow$ NON C'È IL CORTOCIRCUITO VIRTUALE



QUINDI: $U_2 = i_2 R_2 = i_1 R_2 = \frac{U_1}{R_1} R_2$

$U_1 = U_i + U_d \Rightarrow U_2 = \frac{U_i + U_d}{R_1} \cdot R_2$

$U_o = -U_2 - U_d = -U_2 - \frac{U_o}{A_d}$

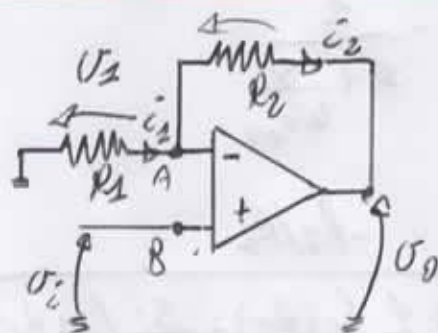
$\Rightarrow U_o = -\frac{U_i - U_d}{R_1} R_2 - \frac{U_o}{A_d} \Rightarrow U_o = -U_i \frac{R_2}{R_1} - \frac{U_o}{A_d} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$

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

$\Rightarrow A_v = \frac{U_o}{U_i} = \frac{-R_2/R_1}{1 + \frac{1}{A_d} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \rightarrow -\frac{R_2}{R_1} \Leftrightarrow \frac{1}{A_d} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \ll 1$

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

CONFIGURAZIONE NON INVERTENTE



$U_o = -U_2 - U_1 = -R_2 i_2 - R_1 i_1 =$

$= -i_1 (R_2 + R_1) = -\frac{U_1}{R_1} (R_2 + R_1) =$

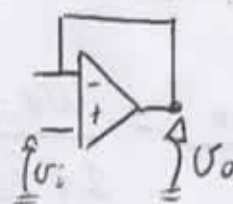
$= \frac{U_i}{R_1} (R_2 + R_1) = U_i \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)$

$\Rightarrow A_v = \frac{U_o}{U_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

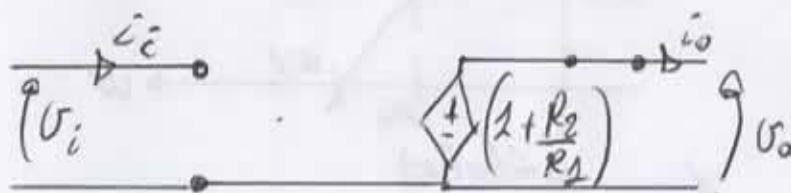
CALCOLIAMO ORA I PARAMETRI DELL'AMPLIFICATORE

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

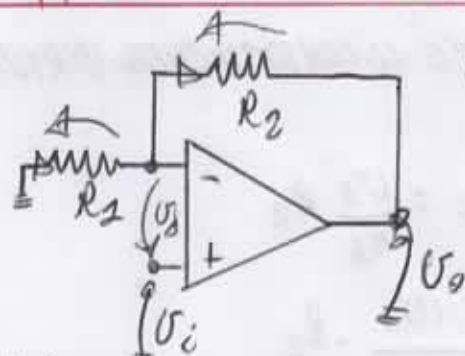
BUFFER



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



CONFIGURAZIONE NON INVERTENTE REALE



NELLA REALTÀ:

$$A_d \neq \infty \Rightarrow U_d = U_o \neq 0$$

$$U_o = -U_d - U_i + U_c =$$

$$= -R_2 i_2 - \frac{U_o}{A_d} + U_c =$$

$$= -R_2 i_2 - \frac{U_o}{A_d} + U_c =$$

$$= -R_2 \frac{U_1}{R_1} - \frac{U_o}{A_d} + U_c = -R_2 \left(\frac{U_d - U_c}{R_1} \right) - \frac{U_o}{A_d} + U_c =$$

$$= -\frac{R_2}{R_1} U_d + \frac{R_2}{R_1} U_c - \frac{U_o}{A_d} + U_c \Rightarrow$$

$$\Rightarrow U_o \left(1 + \frac{1}{A_d} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right) = U_c \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

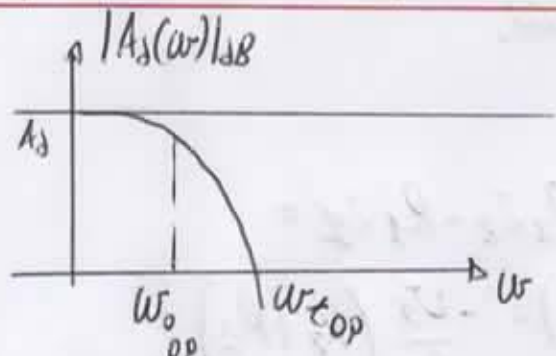
QUINDI:

$$A_G = \frac{U_o}{U_c} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{A_d} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}$$

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

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

COMPORTAMENTO IN FREQUENZA (INV.)



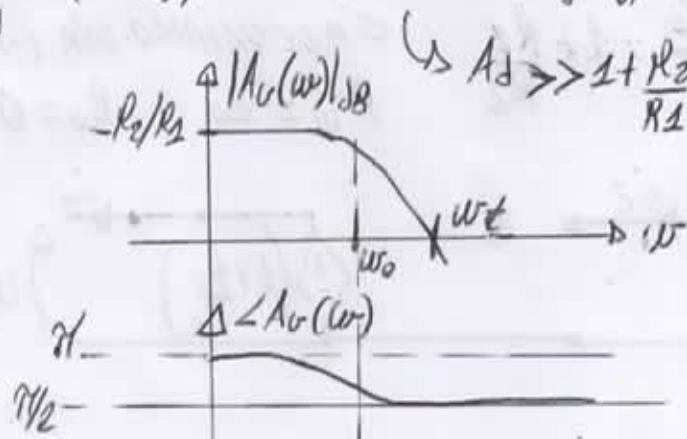
$$w_{t_op} = A_d \cdot w_{0_op}$$

$$A_d(s) = A_d - \frac{1}{1 + \frac{s}{w_{0_op}}}$$

$$A_G(s) = \frac{-R_2/R_1}{1 + \frac{1}{A_d(s)} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} = \frac{-R_2/R_1}{1 + \frac{1 + \frac{s}{w_{0_op}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}{A_d}} = \frac{-R_2/R_1}{1 + \frac{1}{A_d} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + \frac{s}{A_d w_{0_op}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}$$

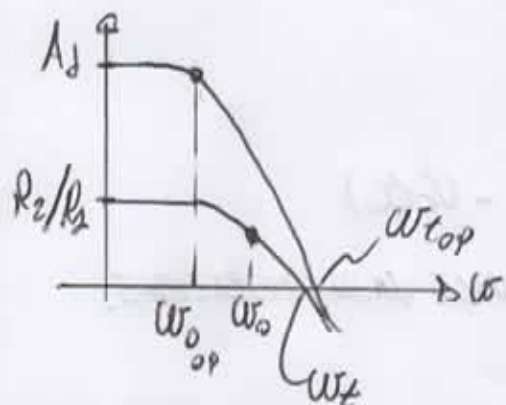
$$\Rightarrow A_G(s) = \frac{-R_2/R_1}{1 + \frac{s}{w_0}}$$

$$\text{DOVE } w_0 = \frac{A_d w_{0_op}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} = \frac{w_{t_op}}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$$



$$\omega_t \gg \omega_0$$

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



→ QUINDI IL GUADAGNO SI RIDUCE NOTEVOLMENTE
MA SARA' UN TRADE-OFF CON LA BANDA PASSANTE.

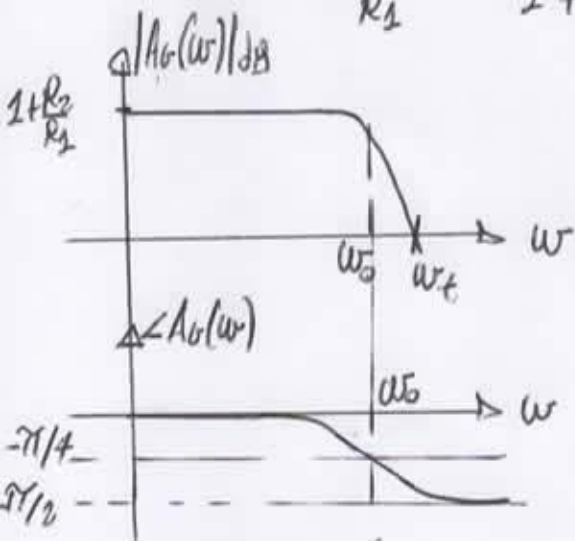
$$\begin{aligned} \omega_{top} &= A_d \cdot \omega_{op} \\ \omega_0 &= \frac{\omega_{top}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \\ \omega_t &= A_d \cdot \omega_0 \end{aligned}$$

COMPORTAMENTO IN FREQUENZA (NON INV.)

$$A_G(s) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{A_d(s)} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{\frac{\omega_{top}}{A_d}}}$$

$$= \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{A_d} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + \frac{s(1 + \frac{R_2}{R_1})}{\omega_{top} \cdot A_d}} \Rightarrow A_G(s) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + s \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{\omega_{top} \cdot A_d}} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{s}{\omega_0}}$$

$$\text{DOVE } \omega_0 = \frac{\omega_{top} \cdot A_d}{1 + \frac{R_2}{R_1}} = \frac{\omega_{top}}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$$



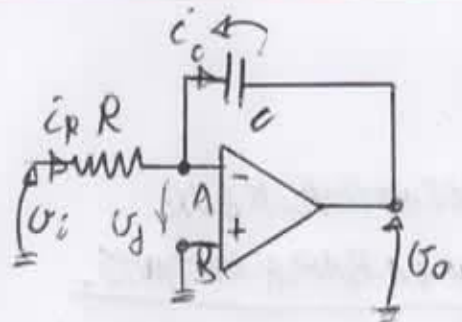
PER $\omega_t \gg \omega_0$

$$\Rightarrow \omega_t = \omega_0 \cdot A_d$$

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

INTEGRATORE DI MILLER

$$\dot{C}_C = C \frac{dV_C(t)}{dt} = \dot{C}_R = \frac{V_R}{R} = \frac{V_C}{R}$$



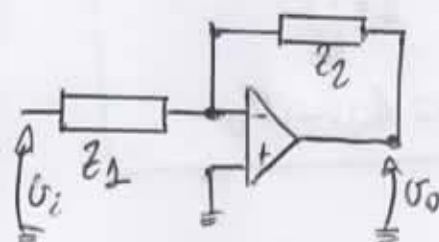
$$V_o(t) = -V_C(t) =$$

$$= -\frac{1}{RC} \int_{t_0}^t V_i(\tau) d\tau$$

$$\Rightarrow V_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_{t_0}^t V_i(\tau) d\tau - V_C(t_0)$$

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

IN GENERALE



$$A_G(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}$$

NEL NOSTRO CASO:

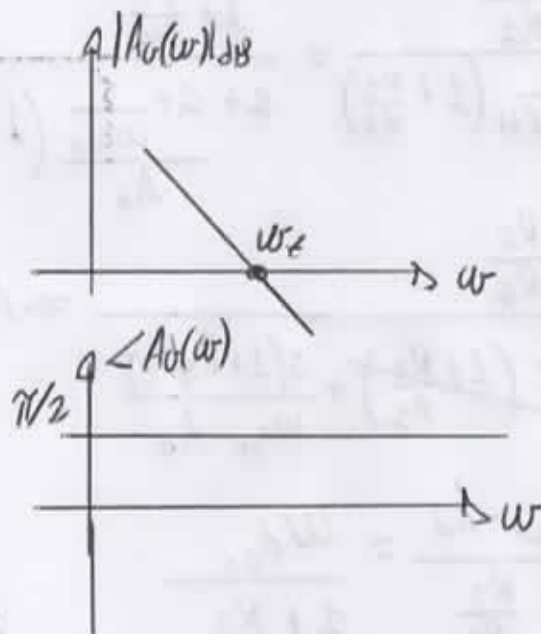
$$A_G(s) = -\frac{1}{sC} = -\frac{1}{sRC}$$

$$A_G(\omega) = +\frac{s}{\omega RC} = s \frac{\omega_c}{\omega}$$

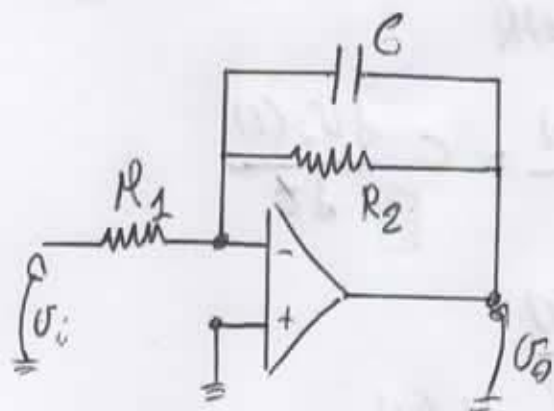
$$\text{DOVE } \omega_c = \frac{1}{RC}$$

$$|A_G(\omega)|_{dB} = 20 \log_{10}(\omega_c) - 20 \log_{10}(\omega)$$

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



INTEGRATORE IN SEDE RPAE



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

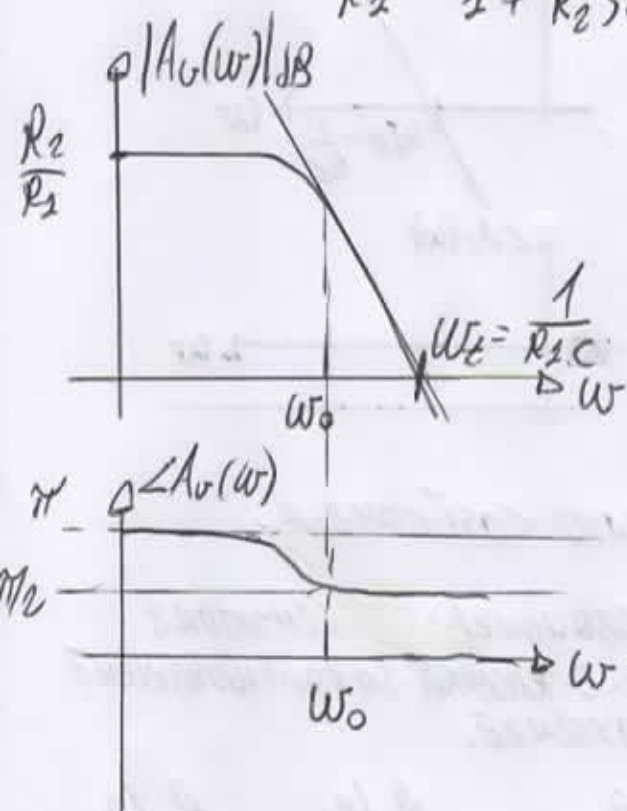
$$Z_2(s) = \frac{R_2}{sC} = \frac{R_2}{1 + R_2 sC}$$

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

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

$$\omega_t = \frac{R_2}{R_1} \cdot \omega_0 =$$

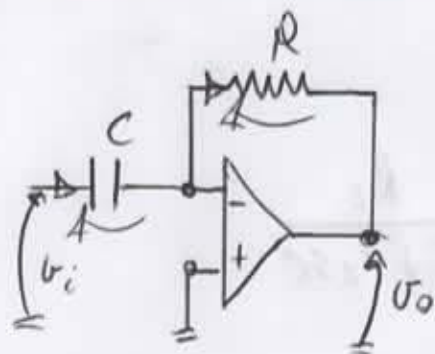
$$= \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{R_2 C} = \frac{1}{R_1 C}$$



QUINDI SI COMPORTA COME UN
INTEGRATORE SOLO PER OPPORTUNE
FREQUENZE;

$$\omega \gg \omega_0$$

DERIVATORE IDEALE



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

$$i_R(t) = i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} = C \frac{dv_i(t)}{dt}$$

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

$$A_v(s) = -\frac{z_2}{z_1} = -\frac{R}{1/sC} = -RCs$$

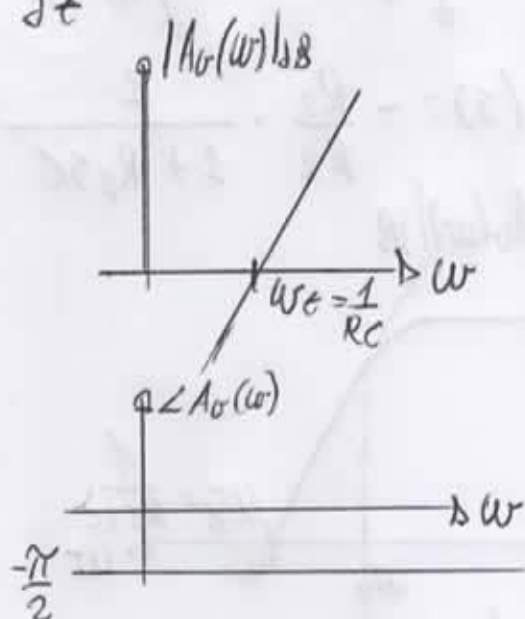
$$A_v(\omega) = -j\omega RC$$

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

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

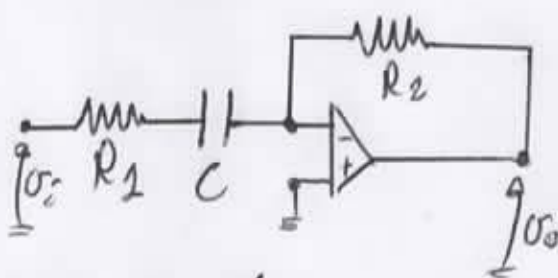
$$|A_v(\omega)|_{dB} = 20 \log_{10}(\omega) - 20 \log_{10}(\omega_c)$$

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



NEANCHE QUESTO DISPOSITIVO VIENE UTILIZZATO COSÌ COM'È.

DERIVATORE REALE



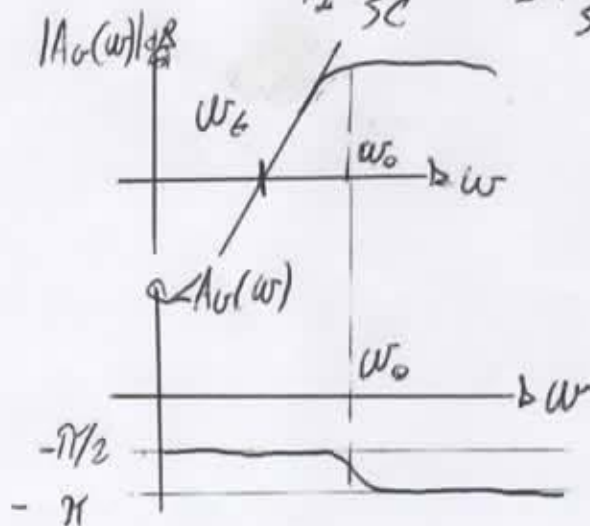
$$\text{DOV' } \omega_0 = \frac{1}{CR_1}$$

SOLO IN OPPORTUNE

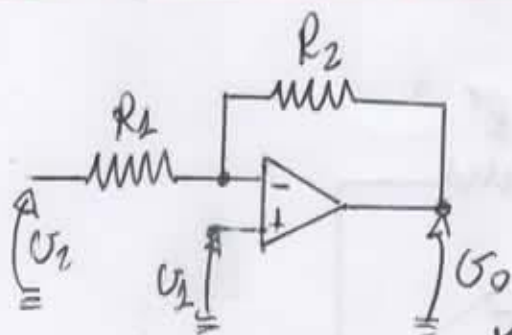
ZONE SI COMPORTA COME UN DERIVATORE.

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

$$A_v(s) = -\frac{z_2}{z_1} = -\frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{sC}} = -\frac{R_2/R_1}{1 + \frac{1}{sCR_1}} = \frac{-R_2/R_1}{1 + \frac{\omega_0}{s}}$$



AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE



USO LA SOVRAPPOSIZIONE DEGLI EFFETTI:

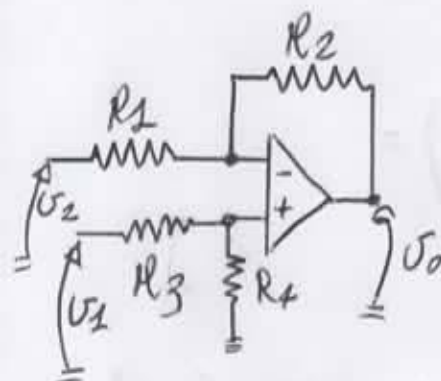
$$U_0 = U_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \Big|_{U_2=0} - U_2 \frac{R_2}{R_1} \Big|_{U_1=0}$$

NON INU

MA COSÌ FACENDO NON AVREMO MAI:

$$U_0 = A_d (U_1 - U_2)$$

ALLORA INSERISCO R_3 E R_4 PER RIDURRE U_1 :



$$U_0 = U_2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - U_1 \left(\frac{R_2}{R_1} \right) =$$

$$= U_1 \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - U_2 \left(\frac{R_2}{R_1} \right)$$

$$\Rightarrow \frac{R_4}{R_3 + R_4} + \frac{R_2 R_4}{R_3 R_1 + R_4 R_1} = \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow \begin{cases} R_1 = R_3 \\ R_2 = R_4 \end{cases} \begin{matrix} \text{CONDIZIONE} \\ \text{SI} \\ \text{EQUILIBRATURA} \end{matrix}$$

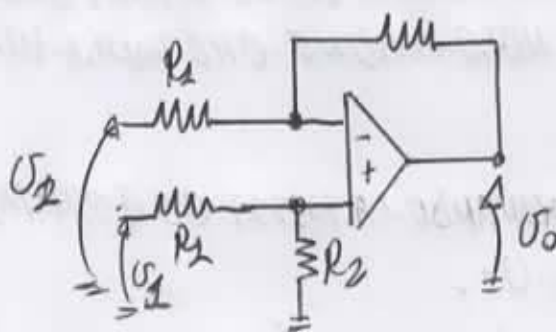
$$\Rightarrow U_0 = \frac{R_2}{R_1} (U_1 - U_2) = A_d U_d$$

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

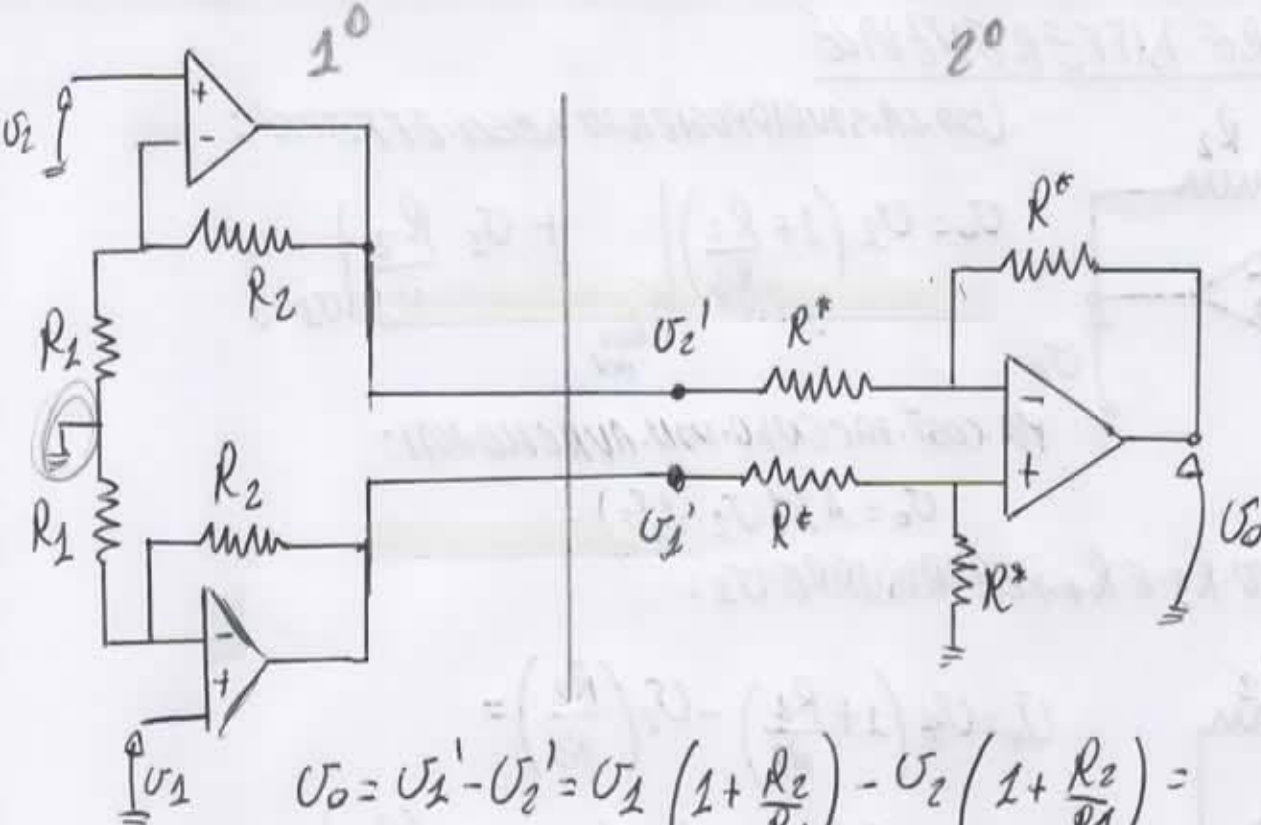
QUINDI COSTUIREMO ORA UN AMPLIFICATORE A DUE STADI:

1) AMPLIFICATORE

2) RIGETTATORE DI RUMORE DI MODO COMUNE.



$$R_{id} = 2R_1$$



$$U_0 = U_1' - U_2' = U_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - U_2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_d$$

$$U_{cm}' = \frac{U_1' + U_2'}{2} = \frac{U_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + U_2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{(U_1 + U_2)}{2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{cm}$$

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

CIO' SI RISOLVE ELIMINANDO LA MASSA CERCCHIATA, COSÌ CIASCUN OPERAZIONALE VEDRÀ U_1 E U_2 .

$$U_1' = U_2' \Big|_{U_2=0} + U_2' \Big|_{U_1=0} = U_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - U_2 \left(\frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$U_2' = U_2' \Big|_{U_2=0} + U_2' \Big|_{U_1=0} = -U_1 \left(\frac{R_2}{R_1}\right) + U_2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

IL MOD. COMUNE VIENE COMPLETAMENTE RIGETTATO.

$$U_0 = U_1' - U_2' = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) (U_1 - U_2) + \left(\frac{R_2}{R_1}\right) (U_1 - U_2) = U_d \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$U_{cm}' = \frac{U_1' + U_2'}{2} = \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) (U_1 + U_2) - \left(\frac{R_2}{R_1}\right) (U_1 + U_2)}{2} = \frac{U_1 + U_2}{2} = U_{cm}$$

CAUSE DI ERRORE IN CONTINUA

ESISTONO DIVERSE CAUSE DI ERRORE IN CONTINUA:

- 1) TENSIONI DI OFFSET IN INGRESSO (U_{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 CORTO IL CIRCUITO ALL'INGRESSO.

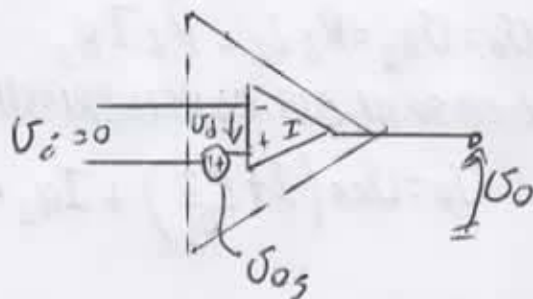
PER GESTIRLA POSSO CONSIDERARE UN AMPLIFICATORE IDEALE CON IN INGRESSO UN GENERATORE VIRTUALE U_{os} RESPONSABILE DELLA TENSIONE DI OFFSET (U_{os}).

SE $U_i = 0$

$$\Rightarrow U_o = A_d U_d =$$

$$= A_d (U_{os} - 0) =$$

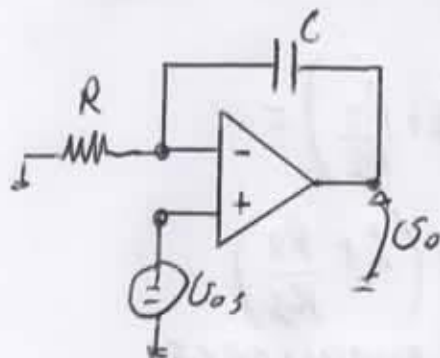
$$= U_o |_{U_i=0}$$



$$U_{os} = \frac{U_o}{A_d} \Big|_{U_i=0}$$

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

CONSIDERIAMO ORA LO SCHEMA DELL'INTEGRATORE IDEALE:



$$U_o(t) = U_c(t) + U_{os} \frac{t}{RC} =$$

$$\dot{U}_c(t) = C \frac{dU_c(t)}{dt} = \dot{U}_R = \frac{U_R}{R} = \frac{U_{os}}{R}$$

$$\Rightarrow dU_c(t) = \frac{1}{RC} U_{os} dt$$

$$\int_{U_c(0)}^{U_c(t)} dU_c(t) = \frac{1}{RC} U_{os} \int_0^t dt$$

$$U_c(t) - U_c(0) = \frac{1}{RC} U_{os} t$$

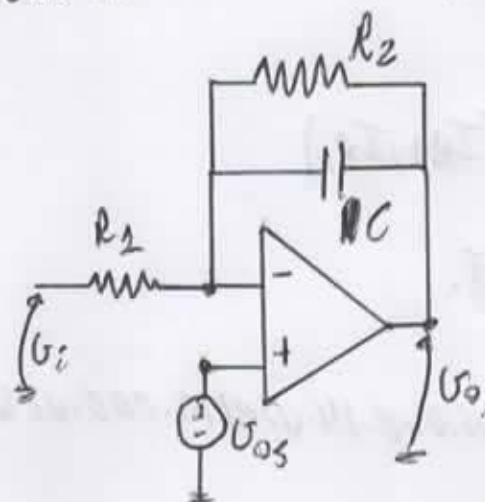
$$U_c(t) = \frac{1}{RC} U_{os} t + U_c(0)$$

$$\Rightarrow U_o(t) = \frac{1}{RC} U_{os} t + U_{os} + U_c(0)$$

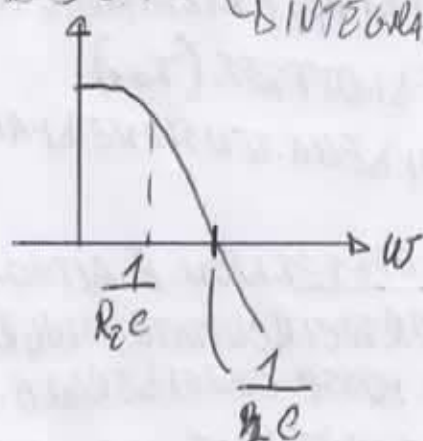
DOPO UN PO' MANDA IN SATURAZIONE L'OPERAZIONALE!

QUESTA È UNA RAMPA.

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

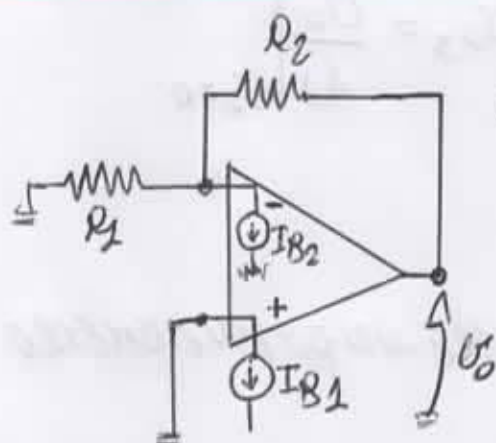


$$U_o(t) = - \underbrace{\frac{1}{R_2 C} \int_0^t U_i(\tau) d\tau}_{\text{INTEGRATORE}} + U_{05} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$



U_{05} È COSTANTE
 \Rightarrow BASSE FREQ.
 \Rightarrow C. È UN APERTO
 \Rightarrow COMPLETAMENTE INVERT.

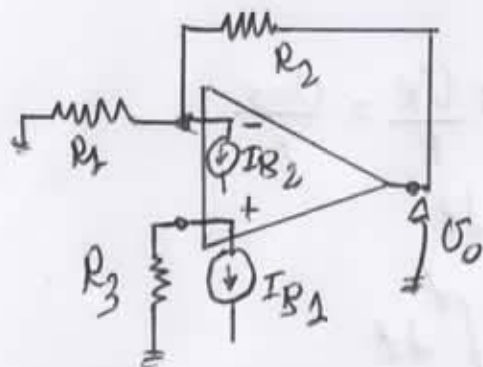
CORRENTI DI BIAS



$U_o = U_{R_2} = R_2 i_2 = R_2 I_{B_2}$
 NEL CASO IN CUI CONSIDERASSIMO ANCHE U_{05} :

$$U_o = U_{05} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{B_2} \cdot R_2$$

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



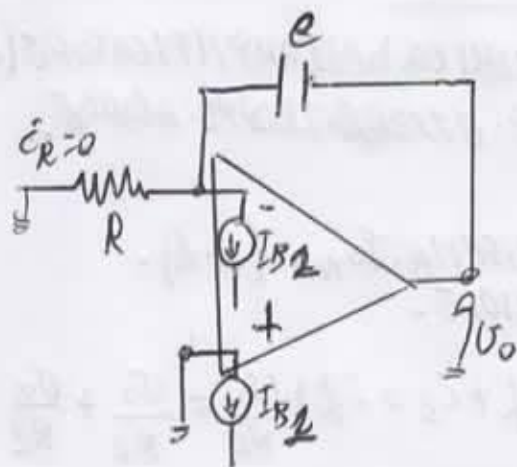
$$U_o = R_2 I_{B_2} + U_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) =$$

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

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

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

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



$$U_o = U_c$$

$$i_c = C \frac{dU_c}{dt} = i_R = I_{B2}$$

$$dU_c = \frac{1}{C} I_{B2} dt$$

$$\int_{U_c(0)}^{U_c(t)} dU_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t I_{B2} dt$$

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

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

QUESTA È UNA RAMPA

CHE MANDERRÀ IN SATURAZIONE L'AMPLIFICAT.

QUINDI IN GENERALE:

$$U_o = U_{os} + \frac{1}{RC} U_{os} t + \frac{1}{C} I_{B2} \cdot t$$

DUE RAMPÉ

POSSIAMO RISOLVERE METTENDO UNA RESISTENZA R_2 IN PARALLELO A C :

$$U_o = I_{B2} \cdot R_2 + U_{os} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

CHÉ SONO DEI PLATEAU

INTERENDO INFINITO R_3 : $R_3 = R_1 // R_2$

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

POWER SUPPLY RATIO

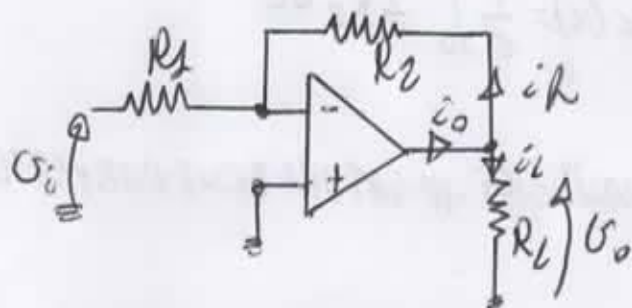
$$PWR R = \frac{\Delta U_{os}}{\Delta V}$$

TENSIONE DI ALIMENTAZIONE

LIMITAZIONI CORRENTE 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 CIRCOLO NEL CARICO E NELLA RETRODAZIONE.



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

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

$$U_{o\max} = I_{o\max} (R_L // R_2)$$

NEL CASO NON INVERTENTE:

$$U_{o\max} = I_{o\max} (R_L // (R_1 + R_2))$$

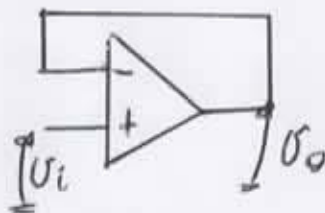
SLEW-RATE

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

$$SR = \left| \frac{\partial U_o}{\partial t} \right|_{\max} [V/\mu s]$$

PRENDIAMO AD ESEMPIO UN SEPARATORE IDEALE:

FILTRO
PASSA
BASSO



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

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

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

SUPPONIAMO:

$$U_i(t) = U_a(t)$$

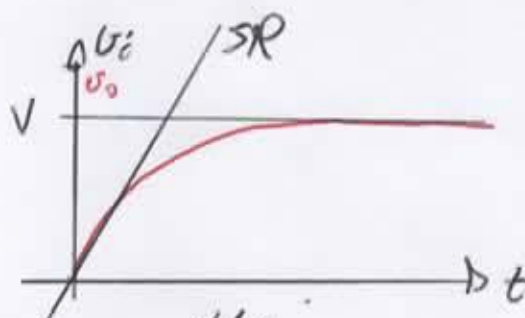
$$SE \cdot U_i = V \sin(2\pi f t)$$

$$\Rightarrow U_o = V \sin(2\pi f t)$$

$$\frac{dU_o}{dt} = \omega V \cos(\omega t)$$

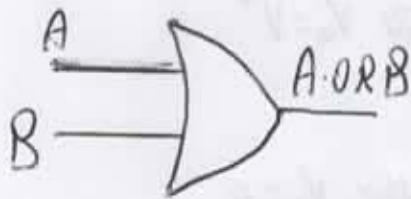
$$\Rightarrow \left| \frac{\partial U_o}{\partial t} \right|_{\max} = V\omega \leq SR$$

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



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

PORTA. OR



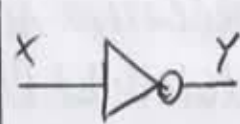
A	B	OR
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

PORTA. XOR



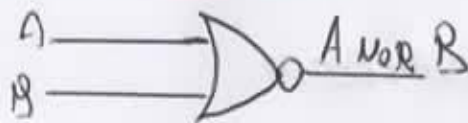
A	B	XOR
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	0

INVERTITORE



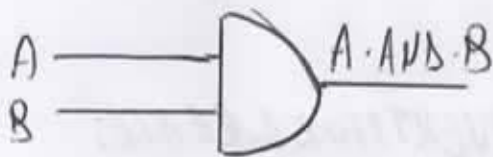
X	Y
0	1
1	0

PORTA. NOR



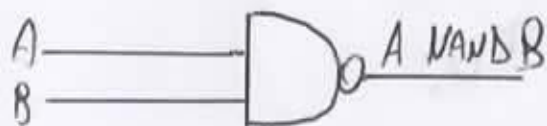
A	B	NOR
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

PORTA. AND



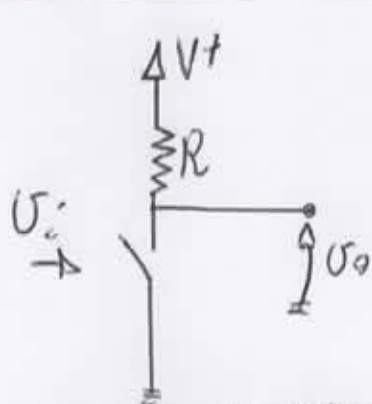
A	B	AND
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

PORTA. NAND

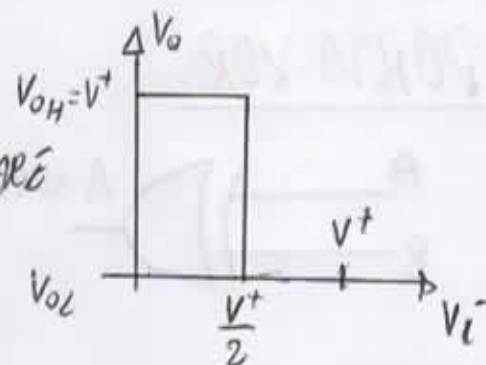


A	B	NAND
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

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".

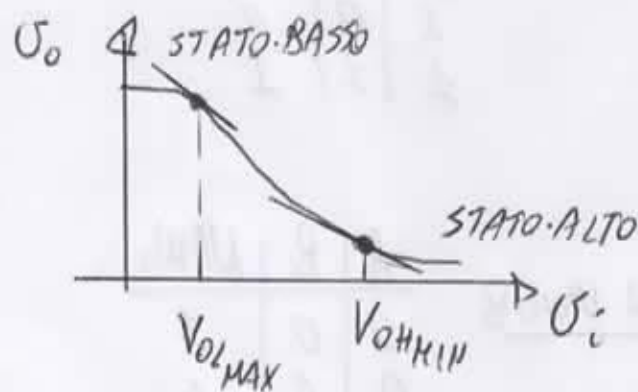
PUO' ESSERE PARTICOLARIZZATO PER I DUE STATI:

•) $NM_L = V_S - V_{OL} = V_S$ VALORE OTTIMALE DELLA SOGLIA LOGICA

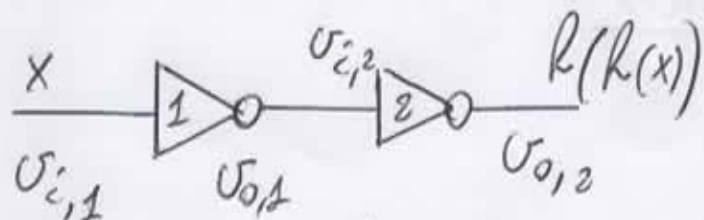
•) $NM_H = V_{OH} - V_S = V^+ - V_S$

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 UNA CASCATA DI DUE INVERTITORI REALI:

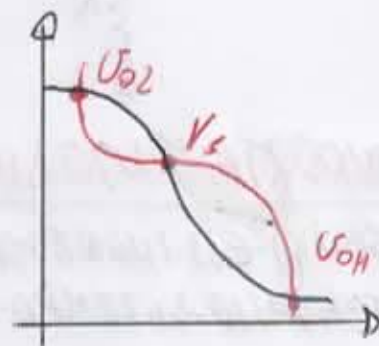
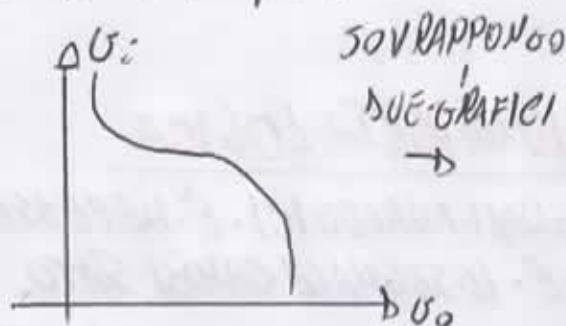


$$u_{o,1} = u_{i,2}$$

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

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

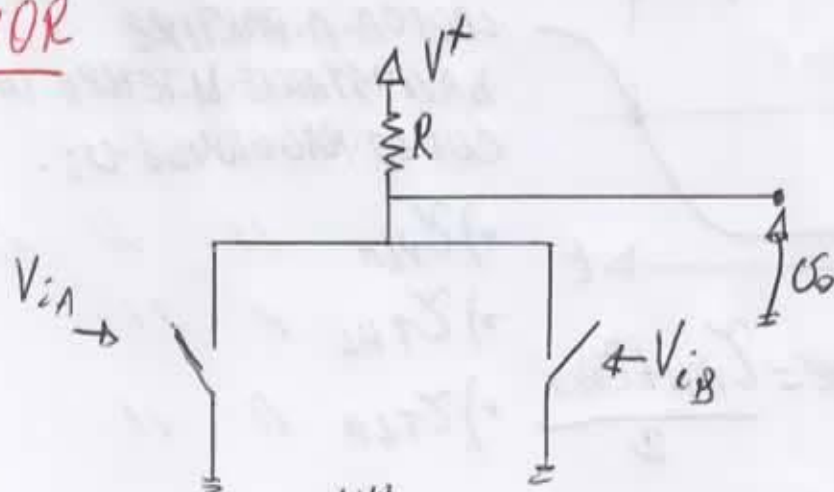
$$h^{-1}(x)$$



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 NE CON ALTO NE CON BASSO. SI DEFINISCE ~~LA~~ ESCURSIONE LOGICA: $V_{SW} = V_{OH} - V_{OL}$

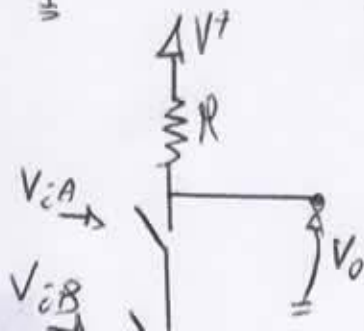
MODIFICANDO LO SCHEMA LOGICO DELL'INVERTITORE POSSIAMO OTTENERE:

NOR



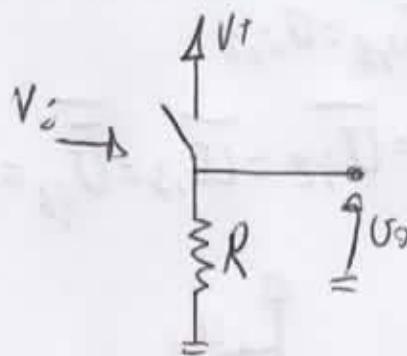
A	B	NOR
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

NAND



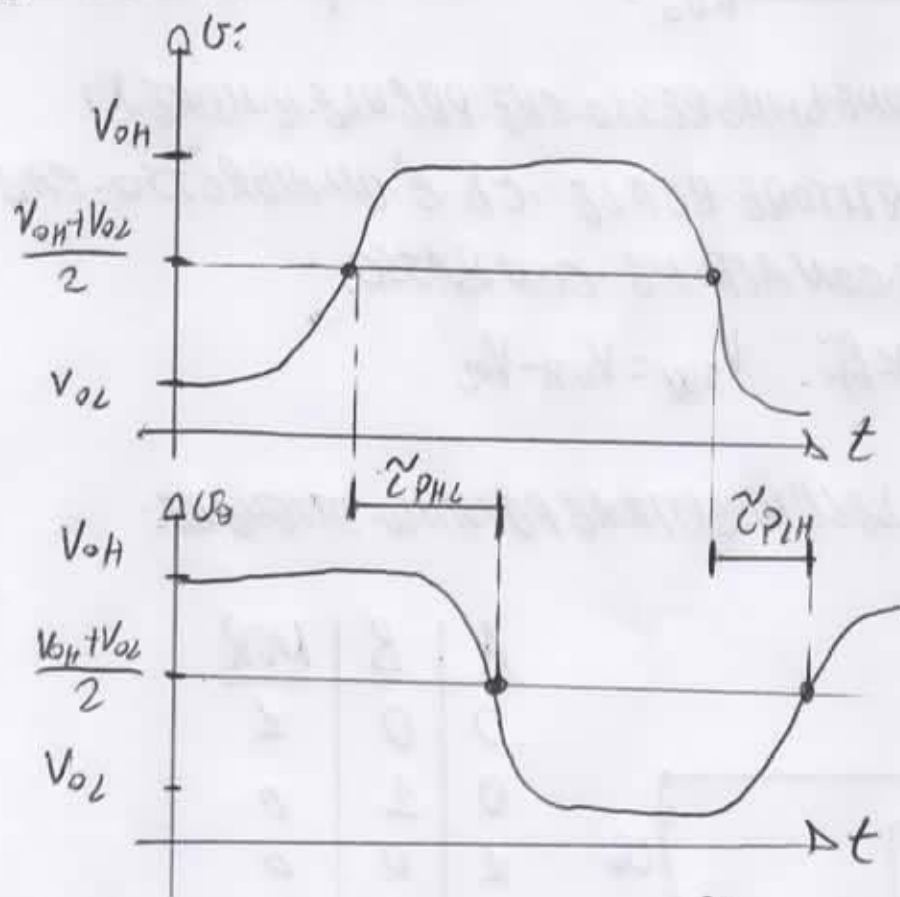
A	B	NAND
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

CONFIGURAZIONE BUACÉ: PMOS



COMPORTAMENTO DINAMICO DI UNA PORTA LOGICA

ESSENDO GLI INGRESSI DEI SEGNALE ANALOGICI È NECESSARIO UN CERTO INTERVALLO DI TEMPO AFFINCHÉ IL SEGNALE CAMBI STATO.



- t_r = TEMPO DI SALITA DI U_O
- t_f = TEMPO DI DISCESA DI U_O

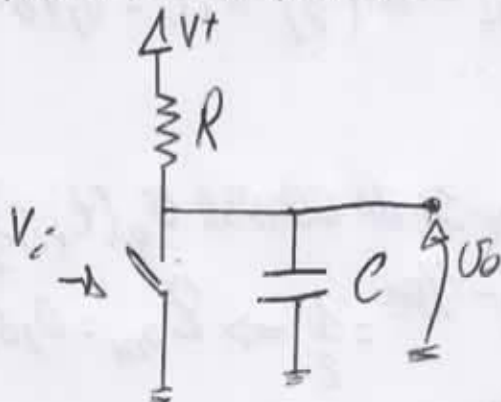
• τ_{PHL} TEMPO NECESSARIO AFFINCHÉ U_O NELLA TRANSIZIONE 1 \rightarrow 0, RAGGIUNGA IL PUNTO MEDIO DELL'ESCURSIONE LOGICA. A PARTIRE DALL'ISTANTE DI TEMPO IN CUI LO RAGGIUNGE U_O .

- τ_{PLH} //
- τ_{THL} "
- τ_{TLH} //

• τ_p = RITARDO DI PROPAGAZIONE = $\frac{\tau_{PHL} + \tau_{PLH}}{2}$

CAPACITÀ PARASSITA IN USCIA

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



0 \rightarrow 1 \rightarrow INT. CHIUSO

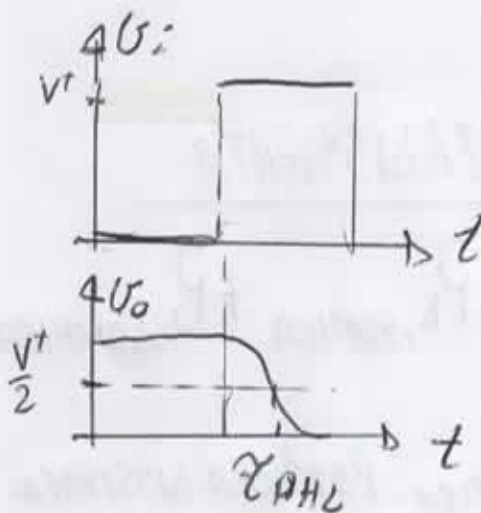
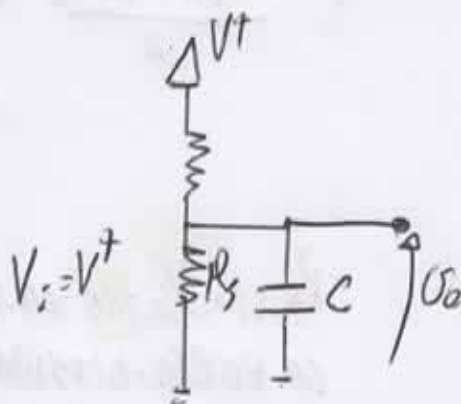
\rightarrow CAPACITÀ SI SCARICA
DATO CHE R_s È MOLTO
PICCOLA, SI SCARICA VELOCE.

1 \rightarrow 0 \rightarrow INT. APERTO

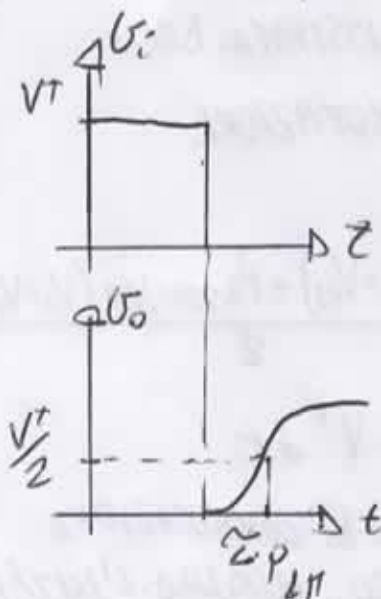
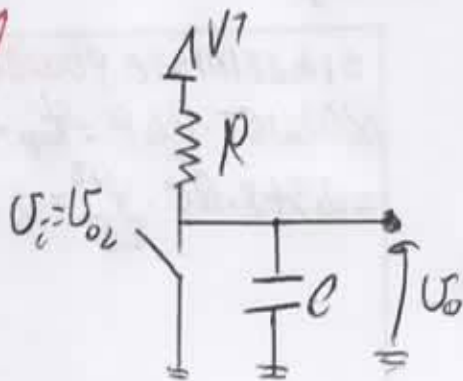
\rightarrow CAPACITÀ SI CARICA
ATTRAVERSO R . PIÙ
LENTAMENTE.

SCARICA

C. INIZIALMENTE
SCARICO



CARICA



PER LA SCARICA:

$$U_0(t) = V^+ e^{-t/RC} \Rightarrow \tau_{PHL} \text{ SI HA PER } U_0(t) = \frac{V^+}{2} \Rightarrow$$

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

PER LA CARICA:

$$U_0(t) = V^+ (1 - e^{-t/RC}) \Rightarrow \tau_{PLH} \text{ SI HA QUANDO } U_0(t) = \frac{V^+}{2} \Rightarrow$$

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

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

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

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

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

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

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

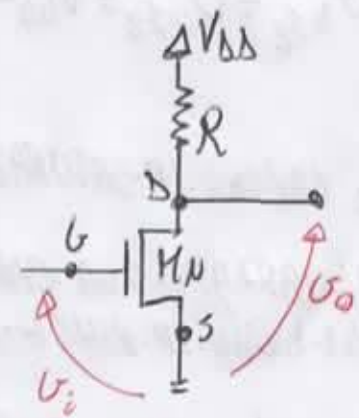
PERIODO DI COMMUTAZIONE

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

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

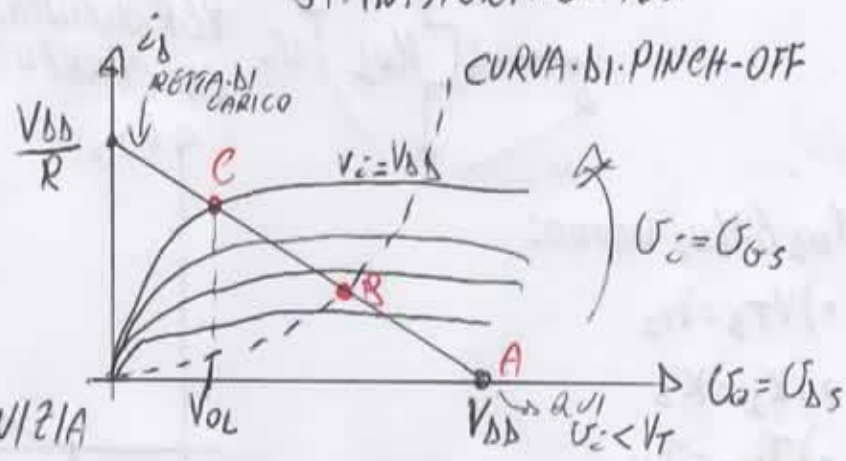
INVERTITORE NMOS A CARICO RESISTIVO (NMOS E)

EQ. RETTA DI CARICO
 $i_D = \frac{V_{DD} - V_O}{R}$



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

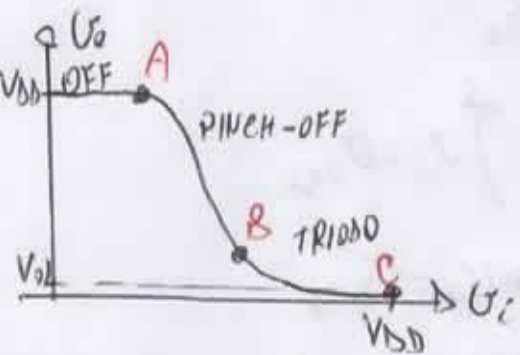
ANALIZZIAMO ORA LA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO:



QUANDO $U_i < V_T$ (NMOS SPENTO)
 ALLORA LA RETTA DI CARICO CI DICE CHE $U_O = V_{DD}$ (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 DA IL VALORE V_{OL} (C).



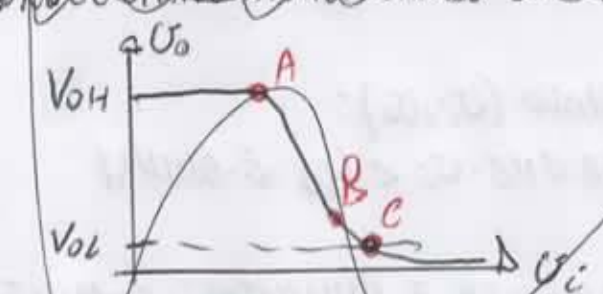
$I_R = I_D$

$$\begin{cases} I_D|_{TRIODO} = K_m (V_{DD} - V_T - \frac{1}{2} V_{OL}) \cdot V_{OL} \\ I_R = \frac{V_{DD} - V_{OL}}{R} \end{cases}$$

PICCOLA

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

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



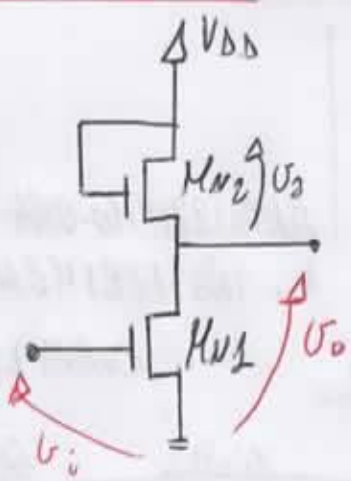
NEL TRATTO FINO AD A SI HA $U_i < V_{T1}$, QUINDI $U_O = V_{DD} - V_{T2}$.
 TRA A E B M_{N1} È IN PINCH-OFF E L'INVERTITORE CONDUCE CORRENTE, V_O SCENDE LINEARMENTE.
 TRA B E C M_{N1} È IN TRIODO; MENTRE M_{N2} È TEMPRE IN PINCH-OFF, QUINDI:
 $I_{D2} = K_2 (V_{DD} - V_O - V_{T2})^2$
 SE HA È VEL. 1

INVERTITORE NMOS-EE

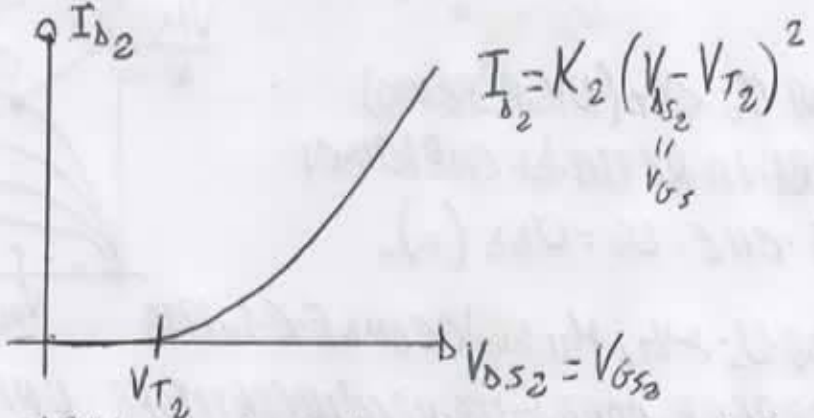
NOTIAMO CHE:

$$U_i = U_{GS1} \quad U_{DS2} = U_{GS2} = V_{DD} - U_0 = V_2$$

$$U_0 = U_{DS1}$$



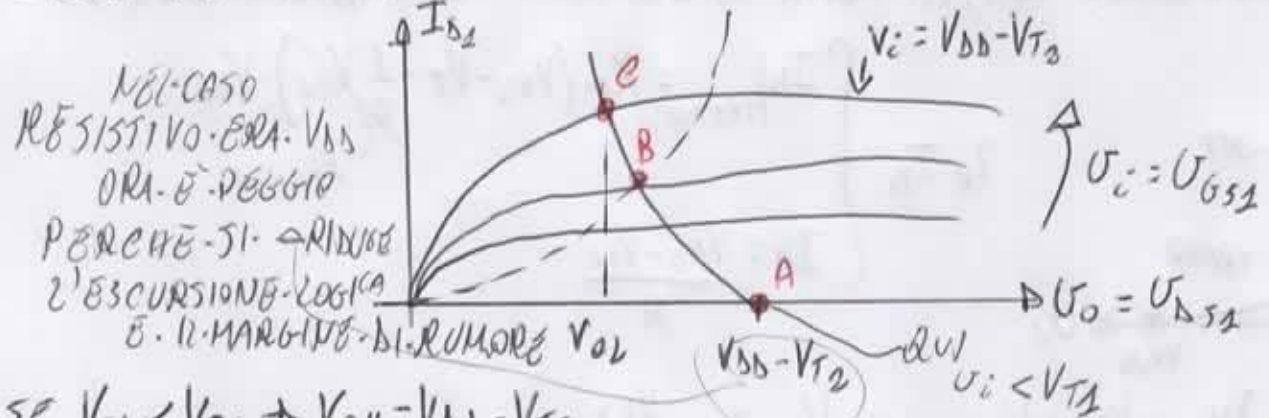
IL MOSFET M_{N2} LAVORA IN SATURAZIONE, E DATO CHE $U_{GS} = U_{DS}$, LA SUA CARATT. SARÀ LA CORRENTE DI DRAIN IN PINCH-OFF.



M_{N1} E M_{N2} HANNO:

- $V_{T1} = V_{T2}$
- $K_1 = K_2$
- $I_{H1} = I_{H2}$

DATO CHE $V_2 = V_{DD} - U_0$, POSSIAMO RIBALTARE LA CARATTERISTICA, PER POTER DISEGNARE LA CARATTERISTICA DI TUTTO L'INVERTITORE NEL PIANO (U_0, I) :

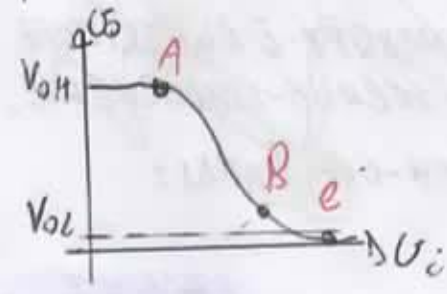


NEL CASO RESISTIVO ERA V_{DD} ORA È PEGGIO PERCHÉ SI AUMENTA L'ESCURSIONE LOGICA E IL MARGINE DI RUMORE V_{OL}

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

SE $V_i < V_{T1} \Rightarrow U_0 = V_{DD} - V_{T2}$ 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 (U_i, U_0) :



NEL TRATTO FINO AD A SI HA CHE $U_i < V_{T1}$ E QUINDI $U_0 = V_{DD} - V_{T2}$.

TRA A E B M_{N1} È IN PINCH-OFF E L'INVERTITORE CONDUCE CORRENTE $\Rightarrow V_0$ 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 $K_2 = \frac{K_1}{2} \Rightarrow V_0 = \frac{1}{2K_2} \frac{(V_{DD} - V_{T2})^2}{V_i - V_{T1}}$

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

V_0 piccolo

$$I_{D1} = K_1 ((V_{GS1} - V_{T1}) - V_0) V_0 = K_1 ((V_i - V_{T1}) - V_0) V_0$$

V_0 piccolo

INVERTITORE NMOS ED

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

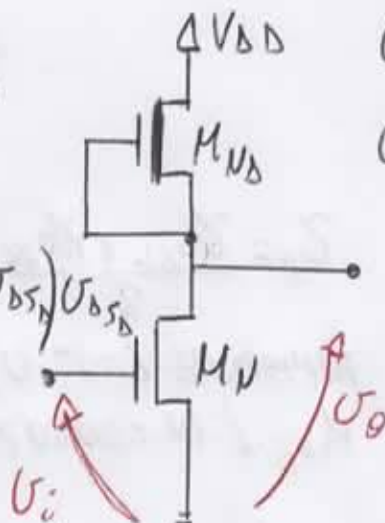
QUESTO TIPO DI INVERTITORE È REALIZZATO ATTRAVERSO UN NMOS A SVUOTAMENTO IN CUI $V_{Tb} < 0$.

NOTIAMO CHE:

1) SE $V_{DSb} < V_{GSb} - V_{Tb}$

IL MOSFET M_{NB} LAVORA IN TRIODO

$$I_b = K_b (V_{GSb} + |V_{Tb}| - \frac{1}{2} V_{DSb}) V_{DSb}$$



$$V_{GSb} = 0$$

$$V_{DSb} = V_0$$

$$V_{GSb} = V_{DSb} = V_{DD} - V_0$$

2) SE $V_{DSb} > V_{GSb} - V_{Tb}$ IL

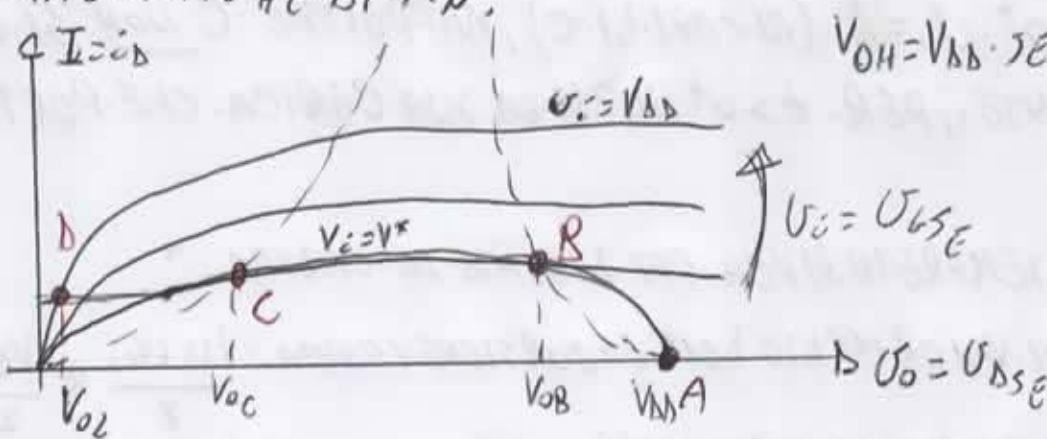
MOSFET M_{NB} LAVORA IN SATURAZIONE:

$$I_b = \frac{1}{2} K_b (V_{GSb} + |V_{Tb}|)^2$$

PER COME È MONTATO M_{NB}

LA SUA $V_{GS} = 0$, QUINDI PRENDIAMO

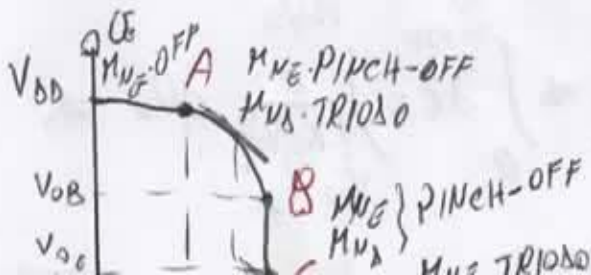
LA CARATTERISTICA CORRISPONDENTE, LA RIBALTIAMO E LA SOVRAPPONIAMO ALLE CARATTERISTICHE DI M_N :



$$V_{OH} = V_{DD} \text{ SE } V_{OL} < V_{Tb}$$

$$V_0 = V_{GSb}$$

$$V_0 = V_{DSb}$$



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

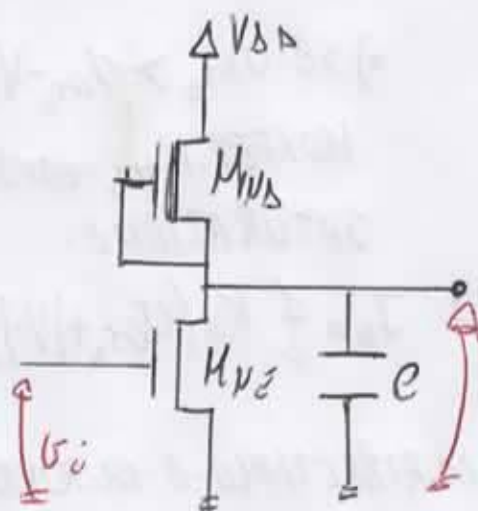
POI FINO AD UN CERTO $V^* (A-B)$ M_{NE} È IN PINCH-OFF, MENTRE M_N È IN TRIODO.

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_N SONO IN PINCH-OFF.

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

NEL PUNTO (D) $U_i = V_{DD} \Rightarrow U_o = V_{OL}$

PROCEDIAMO ORA ALL'ANALISI DINAMICA:



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

CI BASTA TROVARE τ_{PHL}

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

ALL'ISTANTE $t=0$ $U_i = V_{OL}$

ISTANTANEAMENTE È M_{NE} SI SPESCHISCE.

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

SUPPONIAMO M_N SEMPRE IN PINCH-OFF DURANTE LA CARICA.

τ_{PHL} DIPENDE DAL VALORE MEDIO DELLA ESCURSIONE LOGICA. $\frac{V_{DD} + V_{OL}}{2} \approx \frac{V_{DD}}{2}$

L'EQUAZIONE CHE DESCRIVE LA CARICA SARÀ:

$$\frac{1}{2} K_N |V_{TN}|^2 = C \frac{dU_o}{dt} \Rightarrow \int dt = \frac{C}{\frac{1}{2} K_N |V_{TN}|^2} \int dU_o \Rightarrow \int_0^{\tau_{PHL}} dt = \int_{V_{OL}}^{V_{DD}/2} \frac{C}{\frac{1}{2} K_N |V_{TN}|^2} dU_o \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \tau_{PHL} = \frac{C V_{DD}}{\frac{1}{2} K_N |V_{TN}|^2}$$

EL POSSIBILE DIMENSIONARE CHE:

$$\cancel{\tau_{pH} = \frac{C_{V_{DD}}}{2K_E(V_{DD} - V_{TE})^2}}$$

NON SI AVRA CHE:

$$\cancel{\tau_{pH}} = \frac{\cancel{C_{V_{DD}}}}{\cancel{2K_E(V_{DD} - V_{TE})^2}} = \frac{K_E}{K_D} \frac{(V_{DD} - V_{TE})^2}{V_{DD}^2}$$

IN CONCLUSIONE:

$$\tau_p \approx \tau_{pLH} = \frac{C_{V_{DD}}}{2 K_D |V_{TD}|^2}$$

QUESTO INVERTITORE, SE BEN DIMENSIONATO, NON DISSIPA POTENZA PER

$V_O = V_{OH}$, QUINDI:

$$P_D = \frac{P_D(V_O = V_{OL}) + \cancel{P_D(V_O = V_{OH})}}{2} = \frac{P_D(V_O = V_{OL})}{2}$$

PER $V_O = V_{OL} \Rightarrow M_N$ LAVORA IN TRIODO, MENTRE L' M_N IN PINCH-OFF \Rightarrow

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

$$P_{DP} = P_D \cdot \tau_p = \frac{K_D}{4} \cdot \cancel{V_{TD}^2} \cdot V_{DD} \cdot \frac{C_{V_{DD}}}{4 K_D \cancel{V_{TD}^2}} = \frac{C_{V_{DD}}^2}{8}$$

PERCHIAMO DI CALCOLARE V_{OL} :

M_N È IN TRIODO, E M_{ND} È IN PINCH-OFF

SCRIVIAMO LE CORRENTI E UGUAGLIAMOLE:

$$\frac{1}{2} K_D (\cancel{V_{GS}} - V_{TD})^2 = K_E (\cancel{V_{GS}} - V_{TE} - \frac{1}{2} \cancel{V_{DS}}) \cancel{V_{DS}}$$

$\hookrightarrow V_{GS} \rightarrow V_{DD}$ \hookrightarrow TRASIRO V_{OL}

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

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

ORA CALCOLIAMO V^* :

SIA $M_{NE} = E$ SIA $M_{NB} = 50K\Omega$ IN PINCH-OFF:

$$\frac{1}{2} K_E (V_{GS_E} - V_{TE})^2 = \frac{1}{2} K_D (V_{GS_D} - V_{TD})^2$$

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

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

$$= V_{TE} + \frac{|V_{TD}|^2}{\sqrt{K_2}}$$

ORA CALCOLIAMO V_{OB} :

$$M_{NB} = \text{PINCH-OFF} \Rightarrow V_{DS_D} = V_{GS_D} - V_{TD}$$

$$V_{DD} - U_0 = -V_{TD} \Rightarrow U_0 = V_{OB} = V_{DD} - |V_{TD}|$$

ORA CALCOLIAMO V_{OC} :

$$M_{NE} = \text{PINCH-OFF} \Rightarrow V_{DS_E} = V_{GS_E} - V_{TE} \Rightarrow U_0 = V_{OC} = V^* - V_{TE} = \frac{|V_{TD}|^2}{\sqrt{K_2}}$$

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

NEL TRATTO A-B:

$M_{NE} = \text{SATURAZIONE}$

$M_{NB} = \text{TRIODO}$

$$\Rightarrow \frac{1}{2} K_E (U_i - V_{TE})^2 = K_D (V_{GS_D} - V_{TD} - \frac{1}{2} V_{DS_D}) V_{DS_D}$$

$$\Rightarrow \frac{1}{2} K_E (U_i - V_{TE})^2 = K_D (|V_{TD}| - \frac{1}{2} (V_{DD} - U_0)) (V_{DD} - U_0) =$$

$$= K_D (|V_{TD}| (V_{DD} - U_0) - \frac{1}{2} (V_{DD} - U_0)^2)$$

$$\Rightarrow (V_{DD} - U_0) = \frac{(U_i - V_{TE})^2}{2} \cdot \frac{K_E}{|V_{TD}|}$$

$$\Rightarrow U_0 = V_{DD} - \frac{1}{2} \frac{(U_i - V_{TE})^2}{|V_{TD}|} K_E$$

$$\Rightarrow \frac{\partial U_0}{\partial U_i} = - \frac{(U_i - V_{TE})}{|V_{TD}|} K_E = -1$$

DATO CHE STO
LAVORANDO VICINO
A V_{DD} , IMPONGO:
 $(V_{DD} - U_0) \ll |V_{TD}|$

STUDIAMO INFINTE IL TRATTO C-B;

$$M_{VB} = \text{TRIODO} \Rightarrow \frac{1}{2} K_D (U_{GSB} - V_{TB})^2 = K_E (U_{GSE} - V_{TE} - \frac{1}{2} V_{DSB}) V_{DSB}$$

$$M_{VB} = \text{SAT.} \Rightarrow \frac{1}{2} K_D (U_{GSB} - V_{TB})^2 = K_E (U_{GSB} - V_{TE} - \frac{1}{2} U_0) U_0$$

$$\Rightarrow \frac{1}{2} K_D |V_{TB}|^2 = K_E (U_i - V_{TE} - \frac{1}{2} U_0) U_0$$

$$\Rightarrow U_i - V_{TE} - \frac{1}{2} U_0 = \frac{1}{2} \frac{|V_{TB}|^2}{\frac{K_D}{K_E} U_0} \Rightarrow U_i = V_{TE} + \frac{1}{2} U_0 + \frac{1}{2} \frac{|V_{TB}|^2}{\frac{K_D}{K_E} U_0}$$

$$\Rightarrow \frac{\partial U_0}{\partial U_i} = -1 = \frac{\partial U_i}{\partial U_0} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \frac{|V_{TB}|^2}{\frac{K_D}{K_E} U_0^2} = -1 \Rightarrow +\frac{3}{2} = \frac{1}{2} \frac{|V_{TB}|^2}{\frac{K_D}{K_E} U_0^2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow U_0^2 = \frac{1}{3} \frac{|V_{TB}|^2}{\frac{K_D}{K_E}} \Rightarrow U_0 = \frac{|V_{TB}|}{\sqrt{3} \sqrt{\frac{K_D}{K_E}}} \Rightarrow \text{LA. METTO IN: } U_i = V_{TE} + \frac{1}{2} U_0 + \frac{1}{2} \frac{|V_{TB}|^2}{\frac{K_D}{K_E} U_0} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow U_i = V_{TE} + \frac{1}{2} \frac{|V_{TB}|}{\sqrt{3} \sqrt{\frac{K_D}{K_E}}} + \frac{1}{2} \frac{|V_{TB}|^2}{\frac{K_D}{K_E} \frac{|V_{TB}|}{\sqrt{3} \sqrt{\frac{K_D}{K_E}}}} = V_{TE} + \frac{1}{2} \frac{|V_{TB}|}{\sqrt{3} \sqrt{\frac{K_D}{K_E}}} + \frac{1}{2} \frac{|V_{TB}|}{\frac{K_D}{K_E}} =$$

$$= V_{TE} + \frac{1}{2} \frac{|V_{TB}|}{\sqrt{3} \sqrt{\frac{K_D}{K_E}}} + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\sqrt{\frac{K_D}{K_E}} |V_{TB}|}{\frac{K_D}{K_E}} =$$

$$= V_{TE} + \frac{1}{2} \frac{|V_{TB}|}{\sqrt{3} \sqrt{\frac{K_D}{K_E}}} + \frac{3}{2\sqrt{3}} \frac{|V_{TB}|}{\sqrt{\frac{K_D}{K_E}}} =$$

ORA CALCOLO I MARGINI DI RUMORE;

$$NML = V_{IL} - V_{OL} = V_{TE} + \frac{|V_{TB}|}{\sqrt{3} \sqrt{\frac{K_D}{K_E}}} - \frac{|V_{TB}|^2}{2 K_E (V_{DSB} - V_{TE})}$$

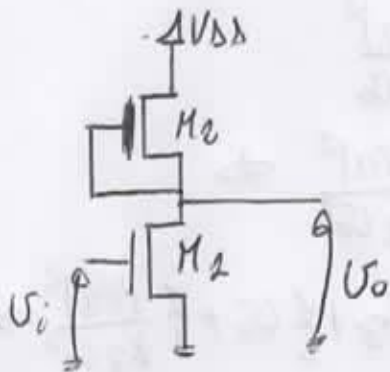
$$NMH = V_{OH} - V_{IH} = V_{DSB} - V_{TE} + \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{|V_{TB}|}{\sqrt{\frac{K_D}{K_E}}}$$

$$= V_{TE} + \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{|V_{TB}|}{\sqrt{\frac{K_D}{K_E}}} = V_{IH}$$

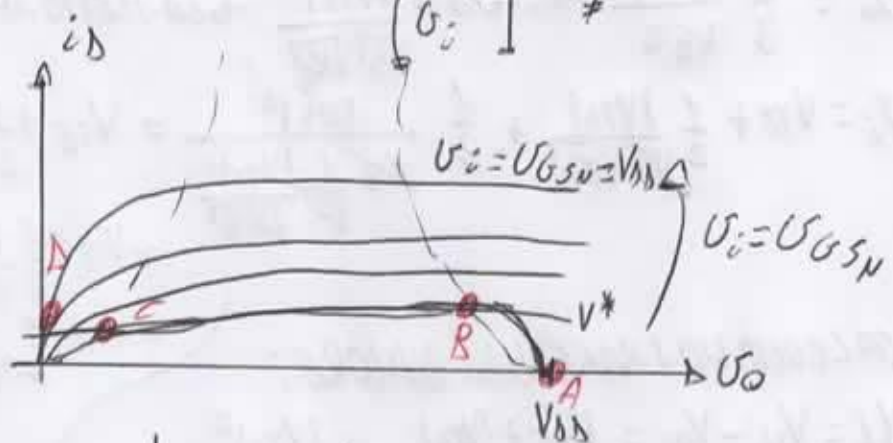
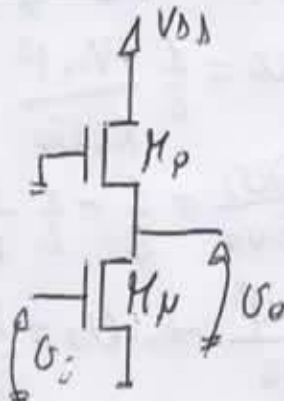
INVERTITORE PSEUDO-N-MOS

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

NMOS-ED



P-NMOS



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

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

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

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

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

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

$$P_D = \frac{1}{2} P_D(U_o = U_{O2}) = \frac{1}{2} V_{DD} \cdot \left(\frac{1}{2} K_2 |V_{T2}|^2 \right) \quad P_D = \frac{1}{2} P_D(U_o = U_{OL}) = \frac{1}{2} V_{DD} \cdot \left(\frac{1}{2} K_P (V_{DD} - |V_{TP}|)^2 \right)$$

$$P_{DP} = \frac{1}{8} C V_{DD}^2$$

$$V^* = V_{T2} + \frac{|V_{T2}|}{\sqrt{K_2}}$$

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

STUDIO INFINITO. IL TRATTO. C-8;

$M_{VGS} = \text{TRIODO}$

$M_{VDS} = \text{SAT.}$

$$\Rightarrow \frac{1}{2} K_D (\underbrace{U_{GS}}_{U_i} - V_{TE} - \frac{1}{2} \underbrace{V_{DS}}_{U_o}) \underbrace{V_{DS}}_{U_o}$$

$$\Rightarrow \frac{1}{2} K_D |V_{TD}|^2 = K_E (U_i - V_{TE} - \frac{1}{2} U_o) U_o$$

$$\Rightarrow U_i - V_{TE} - \frac{1}{2} U_o = \frac{1}{2} \frac{|V_{TD}|^2}{K_D U_o} \Rightarrow U_i = V_{TE} + \frac{1}{2} U_o + \frac{1}{2} \frac{|V_{TD}|^2}{K_D U_o}$$

$$\Rightarrow \frac{\partial U_o}{\partial U_i} = -1 = \frac{\partial U_i}{\partial U_o} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \frac{|V_{TD}|^2}{K_D U_o^2} = -1 \Rightarrow +\frac{3}{2} = \frac{1}{2} \frac{|V_{TD}|^2}{K_D U_o^2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow U_o^2 = \frac{1}{3} \frac{|V_{TD}|^2}{K_D} \Rightarrow U_o = \frac{|V_{TD}|}{\sqrt{3} \sqrt{K_D}} \Rightarrow \text{LA. METTO IN: } U_i = V_{TE} + \frac{1}{2} U_o + \frac{1}{2} \frac{|V_{TD}|^2}{K_D U_o} \Rightarrow$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow U_i &= V_{TE} + \frac{1}{2} \frac{|V_{TD}|}{\sqrt{3} \sqrt{K_D}} + \frac{1}{2} \frac{|V_{TD}|^2}{K_D \frac{|V_{TD}|}{\sqrt{3} \sqrt{K_D}}} = V_{TE} + \frac{1}{2} \frac{|V_{TD}|}{\sqrt{3} \sqrt{K_D}} + \frac{1}{2} \frac{|V_{TD}|}{\frac{K_D}{\sqrt{3} \sqrt{K_D}}} = \\ &= V_{TE} + \frac{1}{2} \frac{|V_{TD}|}{\sqrt{3} \sqrt{K_D}} + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|V_{TD}| \sqrt{K_D}}{\sqrt{K_D}} = \\ &= V_{TE} + \frac{1}{2} \frac{|V_{TD}|}{\sqrt{3} \sqrt{K_D}} + \frac{3}{2\sqrt{3}} \frac{|V_{TD}|}{\sqrt{K_D}} = \end{aligned}$$

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

ORA CALCOLO I MARGINI DI RUMORE;

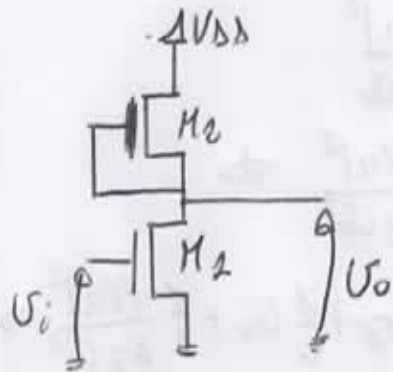
$$NHL = V_{IL} - V_{OL} = V_{TE} + \frac{|V_{TD}|}{K_D} - \frac{|V_{TD}|^2}{2K_D (V_{DD} - V_{TE})}$$

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

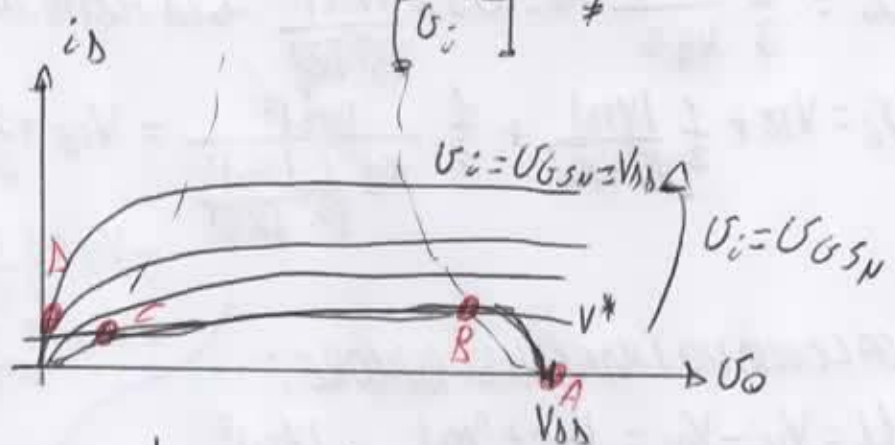
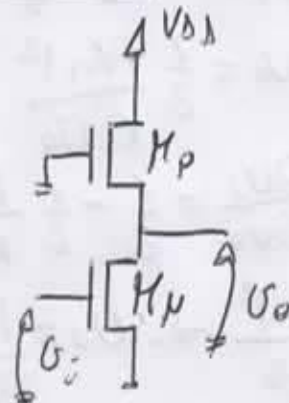
INVERTITORE PSEUDO-N-MOS

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

NMOS. ED



P-NMOS



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

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

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

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

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

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

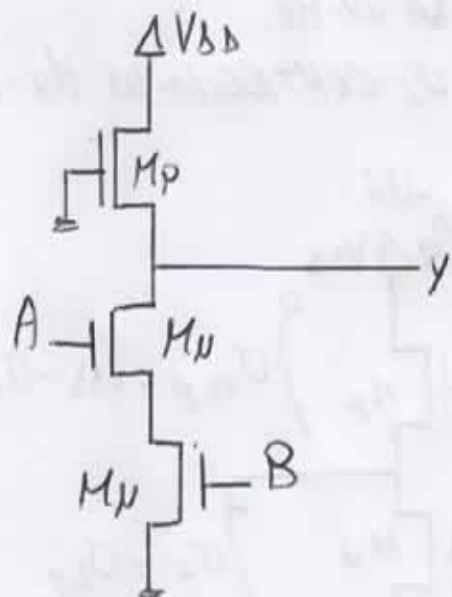
$$P_D = \frac{1}{2} P_D(U_o = U_{O2}) = \frac{1}{2} V_{DD} \cdot \left(\frac{1}{2} K_2 |V_{T2}|^2 \right) \quad P_D = \frac{1}{2} P_D(U_o = U_{OL}) = \frac{1}{2} V_{DD} \cdot \left(\frac{1}{2} K_P (V_{DD} - |V_{TP}|)^2 \right)$$

$$P_{DP} = \frac{1}{8} C V_{DD}^2$$

$$V^* = V_{T2} + \frac{|V_{T2}|}{\sqrt{K_2}}$$

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

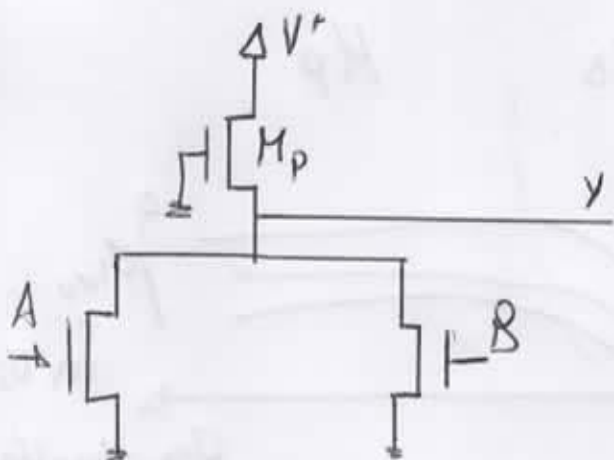
NAND-CON-PN MOS



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

$$K_{req} = \frac{K_{n_{eq}}}{K_p} = \frac{1}{\mu} \frac{K_n}{K_p}$$

NOR-CON-PN MOS



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

$K_{req} = \frac{K_{n_{eq}}}{K_p} \rightarrow N K_n$

CI. METTIAMO
 PER
 PEGGIOR
 CASO
 \downarrow
 $N=1$
 \downarrow
 $K_{n_{eq}} = K_n$

CONFRONTO

$$A_{G_{NAND}} = N W_{NAND} \cdot L_{NAND} + W_p \cdot L_p$$

$$A_{G_{NOR}} = N \cdot W_{NOR} \cdot L_{NOR} + W_p \cdot L_p$$

$$K_{req} = \frac{K_{n_{eq}}}{K_p} \Rightarrow K_{n_{eq,NAND}} = K_{n_{eq,NOR}}$$

$$\frac{\mu_m C_{ox}}{N} \frac{1}{L_N} \frac{W_{NAND}}{2\lambda} = \frac{W_{NOR}}{L_N} \frac{\mu_m C_{ox}}{2\lambda}$$

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

PIÙ
CONV.

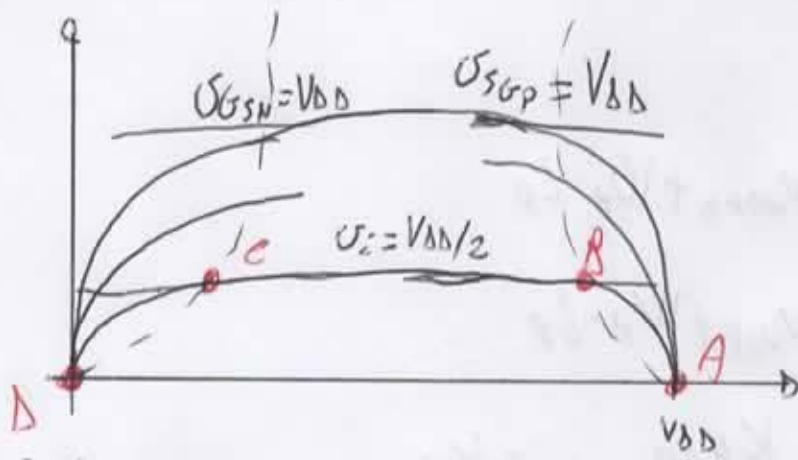
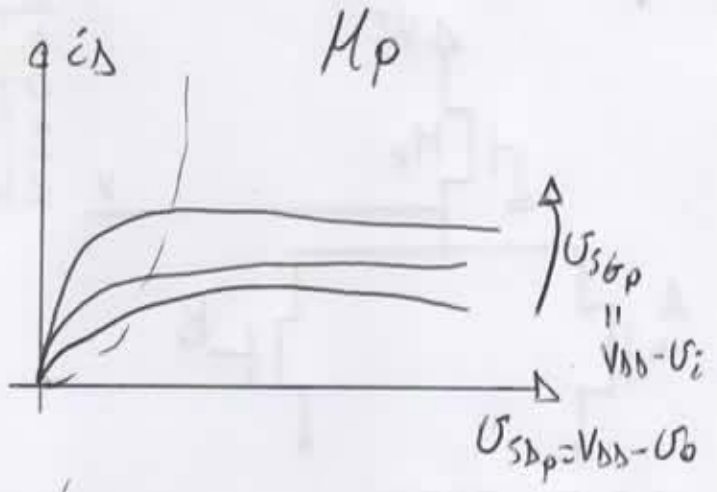
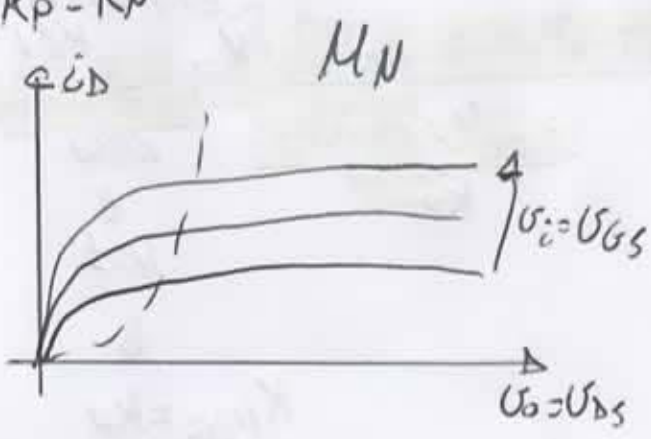
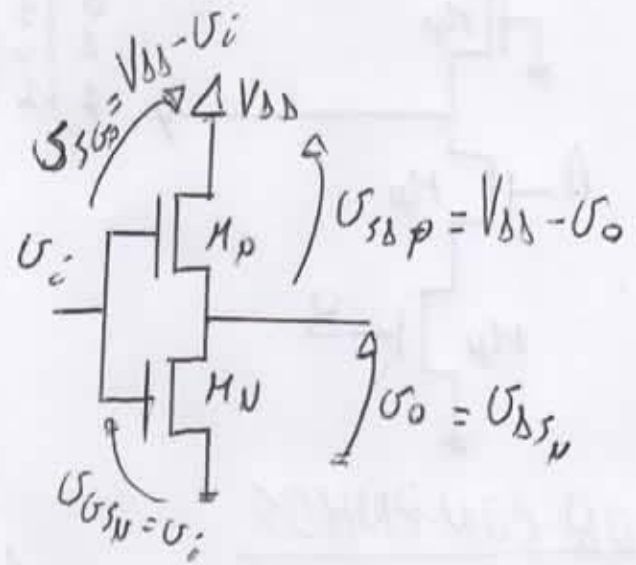
INVERTITORE CMOS

QUESTO TIPO DI INVERTITORE È FORMATO DA UN M_N E DA UN M_P .

LA DIFFERENZA COL PMOS STA NEL FATTO CHE U_i CONTROLLA SIA M_N SIA M_P .

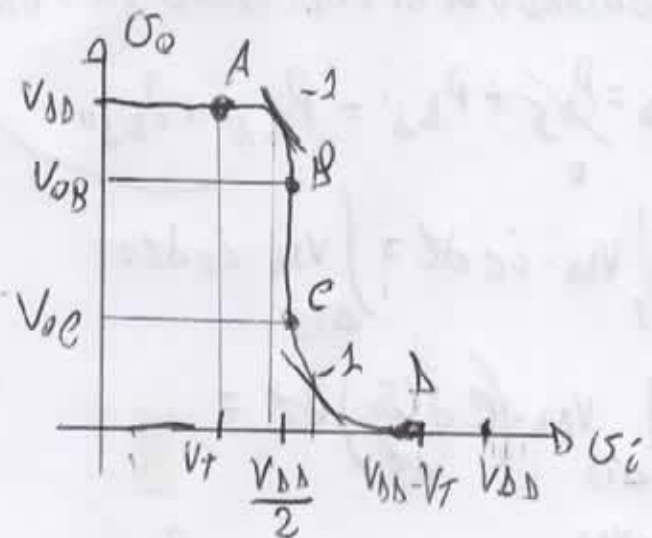
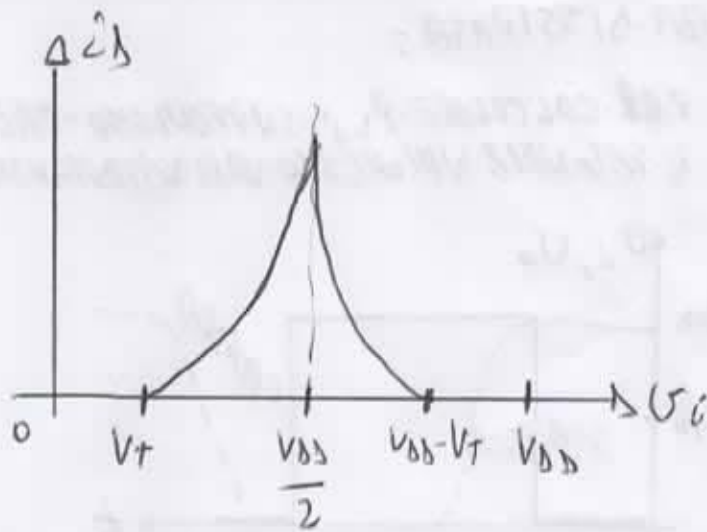
LE PRINCIPALI CARATTERISTICHE SONO:

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



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

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

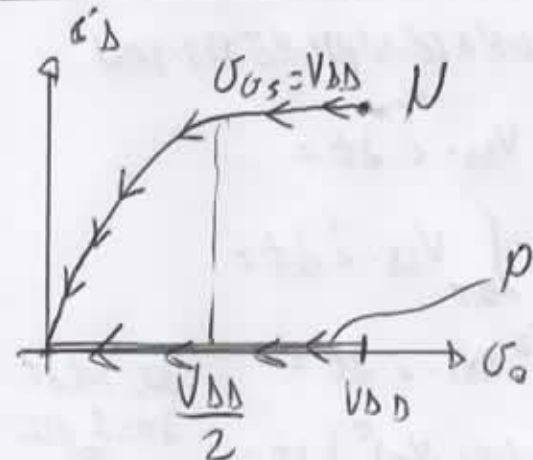
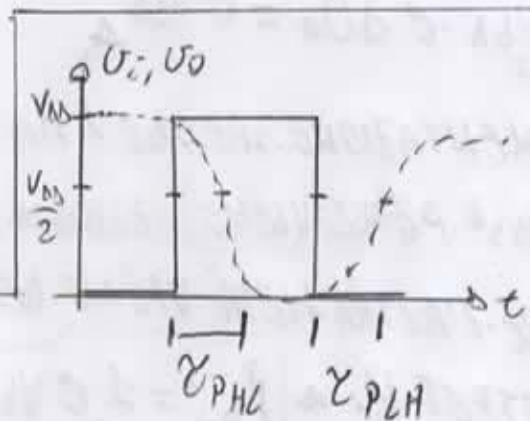


$$U_{SDP} = U_{SP} - V_{TP}$$

$$V_{DD} - U_O = V_{DD} - U_i - V_T \Rightarrow V_{OB} = \frac{V_{DD}}{2} + V_T$$

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

$$V_{OE} = \frac{V_{DD}}{2} - V_T$$



$$i_c = c \frac{dU_O}{dt}$$

$$i_D = -c \frac{dU_O}{dt} \sim \frac{V_{DD}}{2} - V_{DD}$$

$$\frac{1}{2} K_N (U_{GSN} - V_{TN})^2 = -c \frac{(\frac{V_{DD}}{2} - V_{DD})}{\tau_{PHL}}$$

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

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

CERCHIAMO ORA DI CALCOLARE LA POTENZA DISSIPATA;

$$P_D = P_{DS} + P_{DD} = P_{DD'} + P_{DD''}$$

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

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

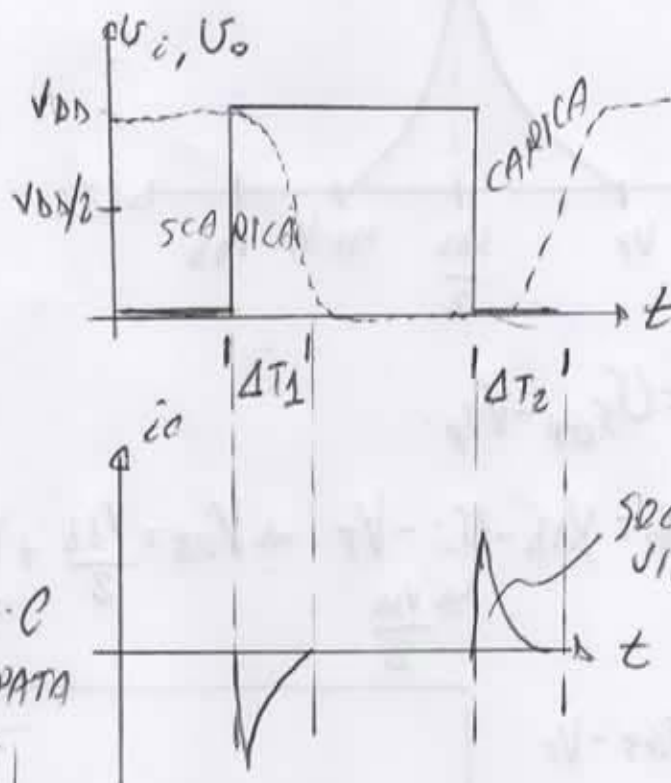
$$= \int_{\Delta T_2} V_{DD} \cdot \left(C \frac{dU_0}{dt} \right) dt =$$

$$= \int_0^{V_{DD}} V_{DD} \cdot C dU_0 = C V_{DD}^2$$

L'ALIMENTAZIONE SPENDE MA

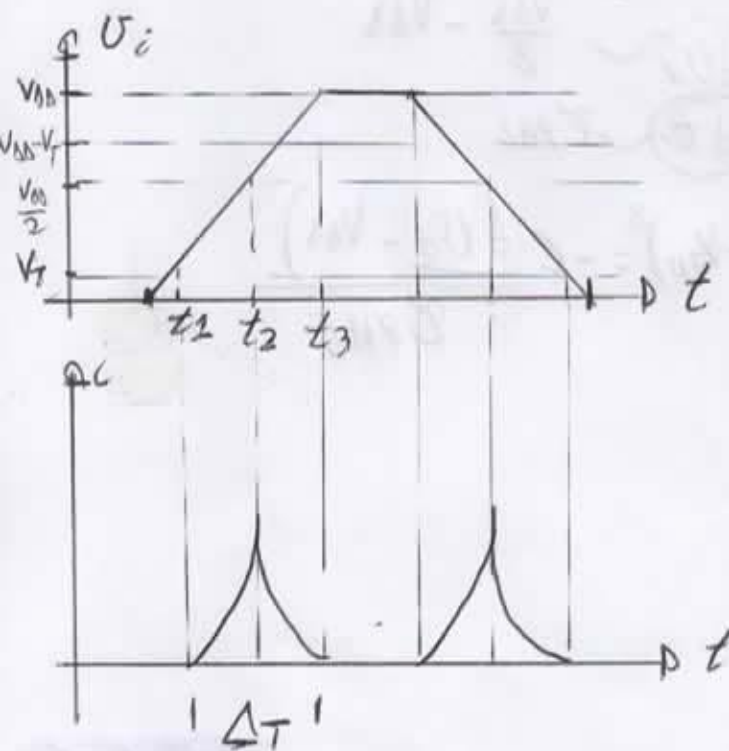
$\frac{1}{2} \cdot C V_{DD}^2$ VIENE IMMAGAZZINATA DA C MENTRE L'ALTRA METÀ VIENE DISSIPATA

DAI MOSFET. P. $\Rightarrow P_{DD'} = \frac{1}{T} C V_{DD}^2$



$$\Rightarrow \frac{1}{T} C P K (V_{DD} - V_T)^2 \cdot V_{DD}$$

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



$$P_{DD''} = \frac{1}{T} \int_T V_{DD} \cdot i_C dt =$$

$$= \frac{1}{T} C \cdot \int_{\Delta T} V_{DD} \cdot i_C dt =$$

$$= \frac{C}{T} \int_{t_1}^{t_2} V_{DD} \cdot i_C dt =$$

$$= \frac{C}{T} \int_{t_1}^{t_2} V_{DD} \left(\frac{1}{2} K (U_i - V_T)^2 \right) dt =$$

$$= \frac{C}{\alpha T} \int_{V_T}^{V_{DD}/2} V_{DD} \left(\frac{1}{2} K (U_i - V_T)^2 \right) dU_i =$$

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

$$= \frac{2K}{\alpha T} \cdot \frac{V_{DD}}{3} \left(\frac{V_{DD}}{2} - V_T \right)^3 = \frac{2K}{T} \frac{t_r}{0.8 V_{DD}} \cdot \frac{V_{DD}}{3} \left(\frac{V_{DD}}{2} - V_T \right)^3$$

$$dU_i = \alpha dt$$

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

$$U_i(t_1) = V_T$$

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

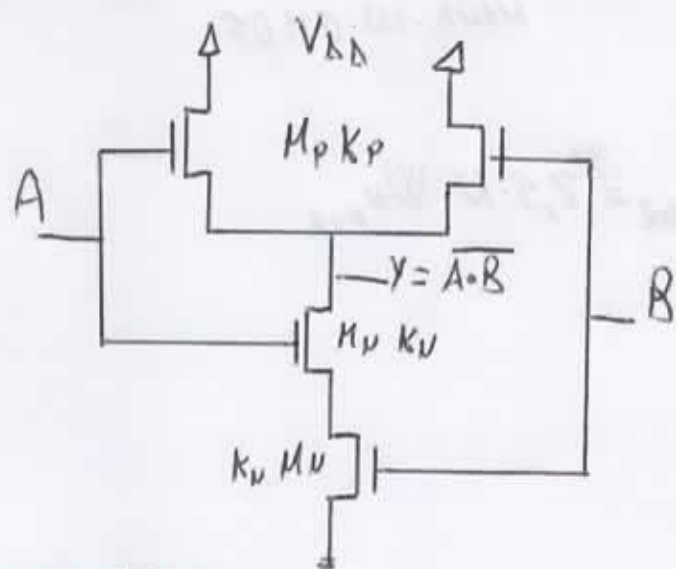
$$\alpha = \frac{0.8 V_{DD}}{t_r}$$

ORA VEDIAMO DI QUANTO SIAMO DIVERSI. QUANTI. DUE MEMORI;

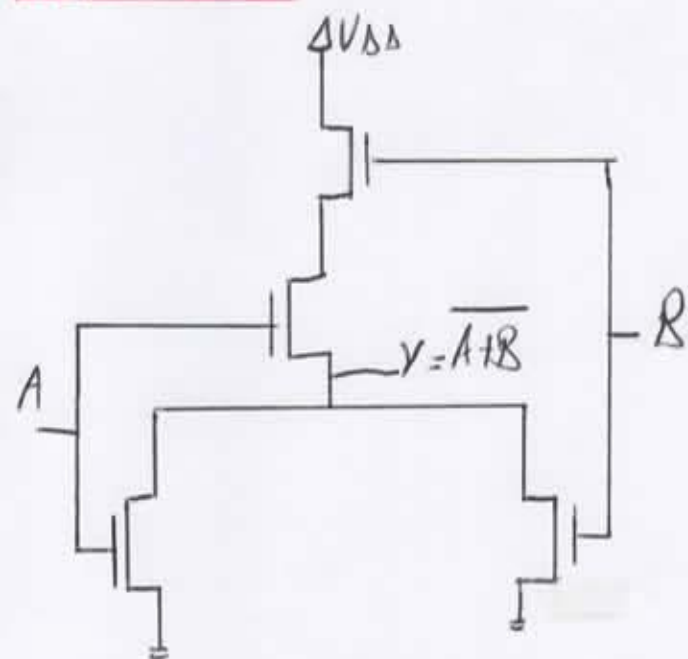
$$\frac{P_{DD'}}{P_{DD''}} = \frac{\frac{1}{T} \tau_p K (V_{DD} - V_T)^2 \cdot V_{DD}}{\frac{1}{T} \cdot \frac{2}{3} \frac{\tau_p}{0,8} K \cdot \left(\frac{V_{DD}}{2} - V_T\right)^3} = 1,2 \frac{\tau_p}{\tau_r} \cdot \frac{V_{DD}(V_{DD} - V_T)^2}{\left(\frac{V_{DD}}{2} - V_T\right)^3}$$

NAND IN CMOS

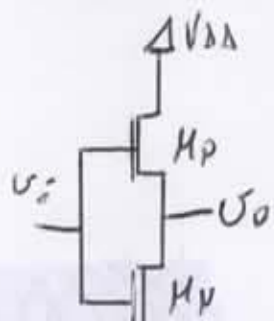
$N=2$



NOR IN CMOS



POSSIAMO SINTETIZZARLI ENTRAMBI COME:



$$|K_{PEQ} = K_{NEQ}|$$

NAND

$$K_{EAP_{NAND}} = \frac{W_N}{N L_N}$$

$$K_{EAP_{NAND}} = \frac{W_P}{L_P}$$

$$\mu_p C_{ox} \frac{W_P}{L_P} = \mu_n C_{ox} \frac{1}{N} \frac{W_N}{L_N} \quad \xrightarrow{2,5}$$

$$\rightarrow W_{NAND} = \frac{N}{2,5} W_{PNAND}$$

CONVIENE DI PIÙ FARE LE
NAND IN CMOS

NOR

$$K_{EAP_{NOR}} = \frac{W_N}{L_N}$$

$$K_{EAP_{NOR}} = \frac{W_P}{N L_P}$$

$$\mu_p C_{ox} \frac{1}{N} \frac{W_P}{L_P} = \mu_n C_{ox} \frac{W_N}{L_N} \quad \xrightarrow{2,5}$$

$$\rightarrow W_{PNOR} = 2,5 \cdot N \cdot W_{NNOR}$$